



HAL
open science

De la simulation à la récupération

J.J. Chaillout

► **To cite this version:**

J.J. Chaillout. De la simulation à la récupération. Modélisation et simulation. Université de Grenoble, 2007. tel-00614924

HAL Id: tel-00614924

<https://theses.hal.science/tel-00614924v1>

Submitted on 17 Aug 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Mémoire d'habilitation à diriger des recherches

De la simulation à la récupération

Présenté par

Jean-Jacques CHAILLOUT

Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal

JURY

M. Jean-François Manceau	Rapporteur
M. Alain Nicolas	Rapporteur
M. Skandar Basrour	Rapporteur
M. Philippe Massé	Examineur
M. Xavier Grison	Examineur
M. Roland Blanpain	Examineur

28 Novembre 2007

Remerciements

Ce travail a été réalisé au LETI (Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information) du CEA (Commissariat à l'Energie Atomique) de Grenoble au sein du DCIS (Département Conception et Intégration dans les Systèmes) et plus précisément dans le service SMOC (Service Microsystèmes et Objets Communicants). Je remercie toutes les personnes qui se sont succédées au LETI durant cette vingtaine d'années pour m'encadrer, m'offrir les possibilités de formation adéquate et m'ont permis de travailler dans d'excellentes conditions.

Pour le temps et l'intérêt porté à l'examen de ce mémoire, j'exprime ma reconnaissance aux rapporteurs M. Jean-François Manceau (Professeur à l'Institut FEMTO-ST de Besançon), M. Alain Nicolas (Professeur à Centrale de Lyon) et M. Skandar Basrour (Professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble), ainsi qu'aux examinateurs M. Xavier Grison (Responsable à la DGA de Bagneux), M. Philippe Massé (Professeur à l'INPG de Grenoble) et M. Roland Blanpain (Ingénieur au CEA de Grenoble).

Je remercie particulièrement ceux qui ont contribué directement à cette compétence lors de l'approfondissement des différents axes. Comme ils sont nombreux, plutôt que de les citer nominativement dans une liste à la Prévert, j'espère qu'ils se reconnaîtront dans : mes encadrants et collègues de thèse, mes collègues de projets ou co-auteurs de publications et de brevets, les thésards que j'ai co-encadrés, mes colocataires de bureaux au cours des nombreuses restructurations, aux personnes rencontrées dans les instituts universitaires ou dans les sociétés industrielles, et plein d'autres oubliés, certains étant disparus depuis.

J'exprime également toute ma reconnaissance à mes proches pour leur soutien permanent.

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE I : CONTEXTE	3
1 ÉVOLUTIONS SCIENTIFIQUES DETERMINANTES.....	3
1.1 <i>L'informatique et la simulation</i>	3
1.2 <i>L'autonomie énergétique</i>	3
2 CARRIERE PROFESSIONNELLE.....	4
3 CONTENU DU MEMOIRE.....	7
4 THESES EFFECTUEE ET CO-ENCADREES PAR L' AUTEUR	8
4.1 <i>Celle de l'auteur</i>	8
4.2 <i>Liste des thèses co-encadrées</i>	8
5 LISTE DES STAGES CO-ENCADRES.....	9
6 PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS	9
6.1 <i>Revue avec comité de lecture</i>	9
6.2 <i>Conférences internationales</i>	10
6.3 <i>Conférences françaises</i>	10
7 BREVETS	11
CHAPITRE II : DE LA SIMULATION.....	13
1 CONTEXTE	13
2 LES METHODES NUMERIQUES EN ELECTROMAGNETISME.....	14
2.1 <i>Les Différences finies (DF) et les intégrales finies (IF)</i>	14
2.2 <i>Les volumes finis (VF)</i>	21
2.3 <i>Les éléments finis (EF)</i>	22
2.4 <i>Les moments (MoM)</i>	27
2.5 <i>Les intégrales de frontière (IF)</i>	29
2.6 <i>Les matrices de lignes de transmission (TLM)</i>	30
2.7 <i>Les méthode asymptotiques</i>	34
2.8 <i>Les domaines fictifs</i>	37
2.9 <i>Conclusions sur l'état de l'art des méthodes numériques</i>	40
3 EXEMPLES DE DEVELOPPEMENTS SPECIFIQUES	42
3.1 <i>Influence de très faibles susceptibilités magnétiques</i>	42
3.2 <i>Perturbations magnétiques des courants de Lorentz</i>	45
3.3 <i>Contrôle non destructif par ondes électromagnétiques</i>	58
4 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	63
CHAPITRE III : À LA RECUPERATION	67
1 CONTEXTE	67
2 INTRODUCTION	67
3 ANALYSE DE LA PROBLEMATIQUE.....	68
4 SOURCES ENERGETIQUES NATURELLES	69
4.1 <i>Thermique</i>	69
4.2 <i>Rayonnement</i>	72
4.3 <i>Chimique</i>	74
4.4 <i>Mécanique</i>	74
4.5 <i>Synthèse de l'état de l'art</i>	79
5 RECUPERATION DE L'ENERGIE MECANIQUE	81

<i>5.1 L'énergie mécanique vibratoire par principe électrostatique.....</i>	<i>81</i>
<i>5.2 L'énergie mécanique de déformation par les polymères électroactifs.....</i>	<i>97</i>
<i>5.3 L'énergie mécanique des chocs par les piézoélectriques.....</i>	<i>108</i>
<i>5.4 Conclusions et perspectives</i>	<i>113</i>
6 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	114
CHAPITRE IV : PERSPECTIVES.....	119
1 TRAVAUX PREVUS EN SIMULATION NUMERIQUE	119
2 TRAVAUX PREVUS EN ENERGETIQUE	121
ANNEXE 1 : COMMUNICATION EN COMMUNICATIONS SOUS-MARINES	125
ANNEXE 2 : COMMUNICATION EN DIAGRAPHIE	131
ANNEXE 3 : COMMUNICATION EN RECUPERATION D'ENERGIE.....	133

CHAPITRE I : CONTEXTE

Dans ce chapitre, je commence par situer les évolutions scientifiques (la vague informatique, puis la nécessité d'autonomie énergétique des systèmes) qui ont conditionné ma carrière scientifique, que je résume ensuite et qui me permet de prétendre à une « Habilitation à Diriger des Recherches ».

1 Évolutions scientifiques déterminantes

1.1 L'informatique et la simulation

En 1976 à l'école d'ingénieur de Grenoble, j'ai découvert l'informatique qui y avait fait son apparition seulement quelques années plus tôt. La salle climatisée contenait la machine d'un volume équivalent à quelques réfrigérateurs mais qui pourtant n'offrait qu'une puissance informatique « dérisoire ». Les périphériques étaient la « console » de l'ingénieur système et les lecteurs de cartes et de rubans. En tant qu'étudiants ingénieurs, nous tapions les cartes perforées et n'avions droit qu'à une tentative de compilation/exécution par soirée, d'où des délais de réalisation importants pour un tout petit programme. Les étudiants de troisième cycle ou les enseignants pouvaient charger leur programme en machine et le rectifier à l'aide de « clefs », mais directement en langage machine.

En 1979, les premières consoles avec écran apparaissaient, mais n'offraient qu'une seule fenêtre. Certaines pouvaient visualiser des courbes, mais elles étaient chères donc rares. Lors de la rédaction de mon mémoire de thèse, le traitement de texte n'était pas encore disponible aussi la frappe des formules mathématiques a été très laborieuse.

Lors de mon arrivée au CEA de Grenoble en 1981, la plupart des services étaient en train de s'équiper en matériels informatiques. Les simulations devenaient accessibles, mais le personnel en place n'était pas encore suffisamment formé pour pouvoir les réaliser de manière performante, du coup un poste pour assurer cette fonction m'a été proposé.

Puis vers 1990, les consoles ont commencé à prendre des couleurs pendant que des puissances de calcul inimaginables à mon arrivée à Grenoble devenaient de plus en plus courantes sur nos tables. Les évolutions ont bien sûr continué depuis, mais elles sont moins visibles, l'informatique fait maintenant partie de notre monde de tous les jours. Et pourtant, les besoins informatiques sont toujours insuffisants car la précision et les détails nécessaires en simulation croissent toujours plus vite.

1.2 L'autonomie énergétique

Bien qu'existant depuis toujours, cette notion est apparue formellement et à grande échelle plus récemment. Cela peut être illustré à travers l'évolution des communications téléphoniques. Au début des années 70, ma famille a été dans les premières de notre immeuble à disposer d'un téléphone. Moins de 40 ans plus tard, il est devenu insupportable de

ne pouvoir joindre quelqu'un de n'importe où et plus particulièrement faute d'avoir assez de charge dans sa batterie.

On constate que les consommations énergétiques diminuent constamment, mais le nombre de fonctions nécessaires augmente plus vite encore. Les besoins de la société, ou les orientations commerciales, montrent qu'à l'horizon de 10 ans de nombreux systèmes nomades nous entoureront pour nous protéger, nous informer ou alerter, nous surveiller. Il ne sera alors plus envisageable de changer ou de charger aussi souvent les piles et batteries dont les risques écologiques ne seront plus admissibles.

Pour les systèmes fortement abandonnés, leur autonomie doit donc être comparable à leur durée de vie ce qui est à l'origine de la notion de récupération de l'énergie ambiante. Pour les systèmes plus accessibles mais plus riches en capacités opérationnelles, il est nécessaire que leur densité énergétique dépasse celle des évolutions planifiées des piles et batteries. Pour le moment, cela ne peut être envisagé que par l'utilisation « microscopique » des carburants classiques.

Sur le centre du CEA/Grenoble la récupération d'énergie est étudiée depuis de nombreuses années, mais aucune activité ne concernait celle de l'énergie d'origine mécanique (vibrations, déformations, chocs). Indépendamment du milieu de fonctionnement, cette énergie est pourtant classée au deuxième rang en densité d'énergie naturelle derrière l'énergie lumineuse. Il était donc normal de construire une activité la concernant afin que toutes les sources d'énergie naturelles soient dominées et que nous puissions prétendre au titre de Pôle de Compétitivité dans le domaine.

2 Carrière professionnelle

En 1979, je me suis inscrit en thèse [Cha-1981] axée sur la simulation modale par la méthode de Runge-Kutta afin de concevoir une nouvelle régulation de vitesse des turboalternateurs permettant d'éviter certains comportements instables rencontrés dans des pays au réseau électrique peu maillés. Les résultats encourageants ont conduit le commanditaire à en faire une version électronique qui a été au moins essayée en Afrique du Sud.

À la suite de mon service militaire, j'ai été embauché au CEA/Grenoble en participant les premières années à l'enseignement de l'automatisme dans l'école d'ingénieur dont je sortais. Très rapidement, je me suis occupé de simulation en électromagnétisme pour l'optimisation de structures électromagnétiques dédiées à la résonance magnétique nucléaire pour le génie biomédical. Tout naturellement j'ai choisi les logiciels grenoblois utilisant la méthode des éléments finis que je connaissais déjà. Au cours de cette étude j'ai participé à mon premier co-encadrement de thèse pour les aspects simulations et de nombreuses publications et brevets ont été produits. Malheureusement, n'ayant intéressé aucun industriel, cette étude n'a pas été poursuivie.

Ensuite, j'ai réalisé la simulation des magnétomètres construits dans mon laboratoire (cf. page 42). Cette activité toujours d'actualité, les magnétomètres à résonance magnétique ayant été remplacés par ceux à pompage optique, je continue à y participer régulièrement. Compte tenu de la confidentialité et de l'exotisme du domaine, cela n'a conduit à aucune publication mais à plusieurs brevets. En parallèle, je suis revenu temporairement à la méthode de Runge-Kutta pour réaliser la simulation temporelle du comportement d'un photoconducteur.

La disparition d'un collègue assurant une formation sur le traitement du signal à l'INSTN m'a conduit à participer à son remplacement en assurant le cours sur la Transformée de Fourier. Du coup, il a été fait appel à moi pour réaliser l'étude et la détermination théorique d'un filtre

numérique. Il s'agissait de séparer les impulsions électriques délivrées par un convertisseur photonique lorsque celles-ci se superposaient à cause des temps de réponse du convertisseur. Ceci a conduit à une publication en 1991 et surtout à un brevet en 1990 qui a été exploité aussitôt par un industriel français.

Pendant 10 ans à partir de 1992, j'ai approfondi et élargi ma connaissance des méthodes numériques (cf. «Chapitre II : De la simulation...») notamment à travers ces deux thèmes :

- Les particularités de l'électromagnétisme dans l'eau de mer. Il s'agissait d'estimer les perturbations magnétiques provenant de divers phénomènes naturels ou artificiels (cf. page 45), ainsi que d'exploiter les ondes de surfaces pour les communications sous-marines (« Annexe 1 : Publication en communication sous-marine »). J'ai été responsable de plusieurs études confidentielles, toujours d'actualité, ayant donc seulement permis de réaliser quelques publications des principes. J'ai effectué le co-encadrement et participé à celui de plusieurs thèses faisant appel à la simulation numérique.
- L'élaboration d'outils électromagnétiques de caractérisation in situ du sous-sol au cours de forages. Ces outils sont actuellement développés par une émanation du CEA. Ma contribution était la réalisation et la supervision des simulations. Nous avons réalisé plusieurs publications (cf. « Annexe 2 : Publication en diagraphie ») et déposé de nombreux brevets. Pour nous aider et sur ma recommandation, le concepteur d'un des logiciels grenoblois a été choisi comme conseiller scientifique.

Du fait de la constante progression des moyens informatiques, la simulation des phénomènes électromagnétiques plus hautes fréquences devenait possible de manière efficace. En 1995 il m'a été proposé de co-encadrer une thèse puis de mener une étude confidentielle sur la faisabilité du contrôle non destructif par plusieurs moyens électromagnétiques. L'étude comportait deux volets complémentaires, la réalisation de mesures et leur simulation afin de les comparer et de construire une base de données des signaux de base. Les résolutions spatiales et en contraste visées étaient telles que la faisabilité du système n'a pas pu être obtenue tant au niveau mesures que simulation. Depuis, les progrès techniques conduiraient certainement à une conclusion moins tranchée. Compte tenu de la confidentialité de l'étude, seule une publication dans le cadre de la thèse a été effectuée. La simulation du rayonnement d'antennes (cf. page 58) m'a conduit à choisir un logiciel utilisant la méthode des intégrales finies (cf. page 14) qui est toujours utilisé dans notre Département. Cette compétence en antennes m'a valu en 2003 de commencer le co-encadrement d'une thèse dans ce domaine qui, suite à des embauches, a été transféré à un spécialiste de la conception d'antennes.

En 2001, j'ai dirigé une étude menée par plusieurs Département du CEA/Grenoble. En réaction aux publications américaines concernant la micro-turbine, il nous avait été demandé de déterminer le procédé optimal pour alimenter un micro-drone. Après une revue exhaustive des couples sources/conversions et en tenant compte des aspects rendements, usures, compacités, discrétion, poids et prix, nous avons privilégié la conversion thermoélectrique de la chaleur dégagée par la combustion d'un hydrocarbure. À l'issue de cette étude, j'ai été désigné comme expert en énergie à l'« Observatoire des Micro et Nano Technologies » qui venait d'être créé. Les contacts engagés à l'époque avec l'ONERA sont en train de se concrétiser à travers une étude commune CEA/ONERA/Université de Savoie sur une nouvelle architecture de machine thermique utilisant le cycle Stirling imaginée par un enseignant de l'Université de Savoie.

J'ai participé au co-encadrement d'une thèse soutenue en 2004 dont le sujet était d'estimer par la simulation la faisabilité de la localisation électromagnétique d'outils chirurgicaux. Ma

contribution a été de permettre, de suivre et de vérifier la validité des simulations informatiques.

Au cours de cette même année, j'ai été désigné expert senior au CEA avec une compétence en simulation numérique. Cela m'a valu de juger quelques articles scientifiques, de participer au jury d'une thèse à l'ONERA en 2005 et de pouvoir prétendre au titre objet de ce mémoire.

Bien qu'une publication sur la simulation magnétostatique anisotrope non linéaire soit en cours de dépôt dans une revue, mon activité en simulation est devenue plus épisodique car dans mon Département les hautes fréquences, bien mieux dominées par d'autres collègues, prennent de l'importance au détriment des basses fréquences. Néanmoins grâce à mes contacts à l'INRIA/Rocquencourt, une thèse ayant pour but le développement de nouvelles méthodes numériques en électromagnétisme vient d'être lancée sous mon co-encadrement.

Depuis 2002, mon activité innovante s'est concentrée dans la récupération de l'énergie environnante pour alimenter de manière autonome des microsystemes. Cela a commencé par le co-encadrement d'une thèse soutenue en 2005 au cours de laquelle a été développé un prototype de récupération d'énergie mécanique. C'est certainement une première mondiale pour deux raisons, d'une part pour son aptitude à fonctionner sur une large bande de fréquences grâce à un choix inhabituel (optimisation hors fréquence de résonance) et, d'autre part, par son caractère complet (convertisseur par procédé électrostatique, électronique de pilotage et de récupération). Ceci a conduit à la réalisation de plusieurs publications et au dépôt de nombreux brevets sur des structures plus performantes que celles communément envisagées. Nous avons actuellement plusieurs contacts afin d'étudier la réalisation d'un système industriel utilisant le principe développé.

En continuité, depuis octobre 2005 je co-encadre une thèse ayant pour thème la récupération d'énergie mécanique dans les feuilles souples toujours pour alimenter des microsystemes autonomes. Cette fois, nous envisageons d'utiliser les matériaux actifs. Des simulations mécaniques et/ou électriques sont prévisibles à l'aide de la méthode des éléments finis. Si les modèles n'existent pas dans les logiciels que nous utilisons, nous les y intégrerons ou les ferons réaliser aux concepteurs des logiciels que nous utilisons.

En 2006 j'ai fortement participé à un DRT qui a abouti à un prototype de systèmes générant de l'électricité à partir d'impacts, comme ceux des gouttes de pluie, mais aussi des courants d'air. L'étude continue à travers un stage d'élève ingénieur que j'encadre et dont le but est l'optimisation de l'électronique associée. Un brevet protège cette invention qui intéresse les exploitants de tours aéroréfrigérées et qui pourrait conduire à la microexploitation de l'énergie éolienne. Deux publications dans des revues sont en cours de dépôt.

Au cours de plusieurs colloques, j'avais rencontré une équipe l'Université de Chartres qui travaille sur le développement d'antennes fractales « naturelles ». Alors qu'ils ne connaissent aucun succès auprès d'industriel ou laboratoire de recherche, leur travail original m'a aussitôt séduit et intéressé, d'où leur proposition de participer fin 2006 au jury de la thèse correspondante. Les résultats obtenus sont encourageants mais, compte tenu de leurs moyens relativement faibles, ils ne peuvent résoudre seuls les difficultés techniques restantes, ni caractériser proprement les antennes produites. D'où mes efforts afin que mon Département collabore à la poursuite de leur étude, dans un premier temps cela se traduira par une caractérisation fine des antennes dans notre chambre anéchoïde, ces antennes pourront également constituer un exemple applicatif à la thèse qui va démarrer. Si les résultats sont confirmés, nous envisageons déjà des applications spécifiques à ces antennes innovantes.

Une dizaine d'encadrements de stages a été effectuée au cours de mon activité au CEA, les publications, les brevets et les thèses sous-entendus au cours des chapitres précédents sont listés plus loin dans ce chapitre. Certaines publications constituent les annexes de ce document.

3 Contenu du mémoire

Le « Chapitre II : De la simulation... » résume ma connaissance des principales méthodes numériques utilisées en électromagnétisme. Suit ensuite le résumé de mes études les plus représentatives dans le domaine de la simulation numérique en électromagnétisme : une en statique, une en quasi-statique avec couplage faible et une en propagation d'ondes. Souvent seule la méthode appliquée à des cas test est présentée, car leurs niveaux de confidentialité empêchent d'en présenter les résultats quantifiés.

Le « Chapitre III :.... À la récupération » contient tout d'abord un état de l'art de la récupération d'énergie permettant de comparer les performances des différents couples sources/conversion. Pour cela, j'insiste particulièrement sur tous les facteurs à prendre en compte pour choisir le couple optimal dans un environnement donné. Ensuite, on y trouve le résumé des deux thèses et d'un DRT que j'ai co-encadrés dans le domaine.

Le « Chapitre IV : perspectives » présente les évolutions de ma carrière scientifique dans les deux axes développés dans ce rapport. Pour les évolutions souhaitables des méthodes numériques de manière générale et plus particulièrement dans mon Département, j'en expose ma vision et comment je prévois d'y contribuer. Pour l'axe énergétique, je présente les travaux prévus afin de conforter nos succès récents ainsi que les collaborations en cours ou amorcées.

Les annexes contiennent des communications illustrant ma carrière scientifique mais que je n'ai pas choisi de développer dans ce mémoire pour diverses raisons (domaines plus étudiés dans notre Département, sujets en dehors de mon activité future ou faisant partie de mon activité future mais trop dense et trop sensible pour pouvoir être inclus dans le mémoire) :

- L' « Annexe 1 : Publication en communication sous-marine » montre les résultats présentés à la conférence internationale MARELEC (International Conference on Marine Electromagnetic) en 1997 et obtenus au cours de la première thèse que j'ai co-encadrée et qui a été soutenue en 1998. On y trouve des développements théoriques et des résultats de simulation de communication. Des expérimentations effectuées après le dépôt de la publication ont montré la validité des résultats.
- L' « Annexe 2 : Publication en diagraphie » présente une effectuée en 1997 lors de la conférence européenne NUMELEC (méthodes NUMériques en ELEctromagnétisme). Il s'agit d'un procédé permettant de caractériser électromagnétiquement le terrain environnant les forages pétroliers. Ils sont constitués d'un tube métallique (type acier) qui par sa perméabilité magnétique fait écran aux ondes électromagnétiques d'exploration. Pour le traverser, nous avons proposé de le saturer magnétiquement à l'aide d'aimants, les ondes « voyant » alors un matériau de faible perméabilité. Une vérification expérimentale ayant confirmé les possibilités, ce type d'outil est en cours d'étude par les sociétés de forage. On trouve aussi dans cette publication le développement d'un modèle plus précis que l'habituel de la courbe de saturation puisque grâce à l'utilisation de fonctions splines nous respectons complètement la courbe avant la saturation. Bien qu'un luxe pour l'électrotechnique classique, et notamment pour cette application en diagraphie, cette amélioration nous a été essentielle pour d'autres applications dans lesquelles la répartition précise (en ppm ou

en pT) des champs était nécessaires. Ma contribution concernait le développement du modèle de la courbe de saturation et les simulations par éléments finis.

- L' « Annexe 3 : Publication en récupération d'énergie » correspond à une de celles effectuées en 1995, conférence internationale NANOTECH (The Nanotechnology Conference and Trade Show) lors de la thèse que je co-encadrais et qui a été soutenue la même année. On y trouve le développement d'un prototype et de l'électronique associée (commande et récupération large bande) appliqués à la récupération d'énergie mécanique par procédé capacitif. C'est ce système qui constitue une première mondiale par son caractère complet.

4 Thèses effectuée et co-encadrées par l'auteur

4.1 Celle de l'auteur

ANNEE	
1981	J.J. Chaillout, "Contribution à la modélisation et à l'étude de la commande de vitesse des groupes turboalternateurs", <i>Thèse présentée à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1981</i> Jury. : Poloujadoff (président), Mathey, Vaudray (rapporteurs), Courtiol (examinateur)

4.2 Liste des thèses co-encadrées

Les thèses ci-dessous sont attestées dans le cadre des chartes INPG. Le nom du responsable universitaire est noté en caractères gras tandis que celui du co-encadrant CEA est souligné. Pour les co-encadrements informatiques, rôle non officiel, je ne participais pas aux jurys.

4.2.1 Thèses soutenues

ANNÉES	TYPE DE PARTICIPATION	Sujet, candidat, jury
1986	CO-ENCADREMENT INFORMATIQUE	"Contribution à l'étude d'un imageur par résonance magnétique nucléaire utilisant des aimants permanents", <i>soutenue le 4 juillet 1986 par Philippe Schuster à l'Institut National Polytechnique de Grenoble</i> jury : MM. Delmau (président), Briguet , Pauthenet (rapporteurs), Cabanis, Kaplan, <u>Jeandey</u> (examineurs)
1993	CO-ENCADREMENT INFORMATIQUE	"Contribution à l'étude des champs électriques très basses fréquences en milieu océanique : électromètre expérimental haute sensibilité, modélisation du système à l'aide d'éléments finis interfaciaux", <i>soutenue le 13 octobre 1993 par Valéry Poulbot à l'Ecole Centrale de Lyon</i> jury : MM. Nicolas (président), Mosnier, Massé (rapporteurs), Duchaussoy, <u>Blanpain</u> , Krähenbühl (examineurs)
1998	CO-ENCADREMENT INFORMATIQUE	"Modélisation spatio-temporelle des effets géomagnétiques induits dans le milieu marin en zone côtière", <i>soutenue le 15 septembre 1998 par Jean Vatry à l'Institut National Polytechnique de Grenoble</i> jury : MM. Lacoume (président), Nicolas, Tarits (rapporteurs), <u>Berthier</u> , Massé , Rannou (examineurs)
1998	CO-ENCADREMENT	"Traitement et exploitation des signaux issus d'un imageur électromagnétique", <i>soutenue le 13 novembre 1998 par Viviane Cattin à l'Institut National Polytechnique de Grenoble</i> jury : MM. Lacoume (président), Cote, Pichot (rapporteurs), Barbin, <u>Chaillout</u> , Kofman , Blanpain (examineurs)
1998	CO-ENCADREMENT	"Communications électromagnétiques sous-marines par ondes latérales dans la gamme ELF/VLF", <i>soutenue le 16 novembre 1998 par Marielle Ogor à l'Université de Nice-Sophia Antipolis</i> jury : MM. Degauque (président), Lenoir (rapporteur), Pichot, Papiernik , Depiesse, <u>Chaillout</u> (examineurs)

2003	CO-ENCADREMENT AU DÉBUT	"Réseau d'antennes hétérogènes pour transmissions numériques mobiles", <i>Mathieu Huchard au LETI CEA/Grenoble, démarrée en octobre 2003 transférée sous co-encadrement de <u>Christophe Delaveaud</u></i> S. Tedjini
2004	CO-ENCADREMENT INFORMATIQUE	"La localisation spatiale d'outils chirurgicaux par systèmes électromagnétiques alternatifs. Applications et domaines de validité des modélisations numériques", <i>soutenue le 15 mars 2004 par Joffrey Paille à l'Université Joseph Fourier</i> jury : MM. Cinquin (président), Roux, Feliachi (rapporteurs), Troccaz , <u>Flament</u> , Massé (examineurs)
2005	CO-ENCADREMENT	"Auto-énergie pour les objets communicants", <i>soutenue le 20 juin 2005 par Ghislain Despesse à l'Institut National Polytechnique de Grenoble</i> , jury : MM. Brunet (président), Ballandras, Bourouina (rapporteurs), Basrour , Chaillout, Yeatman (examineurs)

4.2.2 Thèse en cours

ANNÉES	TYPE PARTICIPATION	Sujet, candidat
2005	CO-ENCADREMENT EN COURS	"Feuilles souples à récupération d'énergie mécanique pour microsystèmes autonomes communicants ", <i>démarrée en octobre 2005 au LETI CEA/Grenoble par Claire Jean-Mistral</i> encadrement universitaire Basrour , co-encadrement CEA <u>Chaillout</u>
2007	CO-ENCADREMENT PRÉVU	"Méthodes de simulation électromagnétique de structures macroscopiques comportant des composantes microscopiques et périodiques", <i>démarrage en octobre 2007 à l'INRIA/Rocquencourt par Bérangère Delourme</i> encadrement universitaire Joly , co-encadrement CEA <u>Chaillout</u>

5 Liste des stages co-encadrés

ANNÉES	TYPE STAGES	Sujet, candidat
1996	FIN ÉTUDES INGÉNIEUR	" Imagerie électromagnétiques en permittivité ", <i>Fabien Pellegrini INPG/IEG, juin 1996</i>
1996	FIN ÉTUDES INGÉNIEUR	" Imagerie électromagnétiques du sous sol ", <i>Sophie Hugon ICPI-CPE Lyon, juin 1996</i>
1997	FIN ÉTUDES INGÉNIEUR	" Résolution du problème inverse en imagerie électromagnétique de permittivité complexe : évaluation d'une algorithmie qui préserve les contours d'objets ", <i>Nicolas Deroche ISTIL, juin 1997</i>
2000	2ÈME ANNÉE INGÉNIEUR	" Etude comparative de méthodes de localisation d'anomalies magnétiques à partir de doubles mesures ", <i>Benoît Lepine SUPELEC, septembre 2000</i>
2002	DESS	" Etude, conception, réalisation et caractérisation d'antennes et de réseaux d'antennes imprimées à fentes alimentées par ligne coplanaire et fonctionnant à 5.8GHz ", <i>Anne Laure Fontana, Université de Chambéry, septembre 2002</i>
2003	DRT	" Etude et Optimisation de réseaux d'antennes hétérogènes ", <i>Lionel Rudant Polytechnique de l'Université de Nantes, juin 2003</i>
2007	FIN ÉTUDES INGÉNIEUR	" Récupération de l'énergie des gouttes de pluie : réalisation de l'électronique de conversion ", <i>David Ion-Iulon, CPE – LYON Section : Electronique – Télécommunications – Informatique, juillet 2007</i>

6 Publications et communications

6.1 Revues avec comité de lecture

ANNÉES	Titre, auteurs, nom de revue, volume
1984	"Sélectivité spatiale des bobines de surface utilisées en spectroscopie RMN in vivo", M. Laval, M. Decorps, J.J. Chaillout, S. Confort, Innovation et Technologie en Biologie et Médecine ., vol. 5, 485, 1984

1985	"Principe d'imagerie par résonance magnétique nucléaire utilisant un champ de polarisation non uniforme", A. Briguët, J.J. Chaillout, M. Goldman, C.R. Acad. Sc. Paris, t. 301, Série II, n°7, 465,1985
1985	"Signal to Noise and Spatial Localization of NMR Spectra with a Surface Coil and the Saturation-Recovery Sequence", M. Decorps, M. Laval, S. Confort, J.J. Chaillout, J. Magn. Reson., 61, 418, 1985
2007	" Anisotropic non-linear FEM simulation ", J.J. Chaillout, G. Despesse, M. Le Prado, article proposé au journal IOP Electronic Journals : Nonlinearity
2007	" Rain Drops Energy Harvesting: Theory ", R. Guigon, J.J. Chaillout, Th. Jager, G. Despesse, article proposé au journal IOP Electronic Journals : Smart materials and Structures
2007	" Rain Drops Energy Harvesting: Experimental Study ", R. Guigon, J.J. Chaillout, Th. Jager, G. Despesse, article proposé au journal IOP Electronic Journals : Smart materials and Structures

6.2 Conférences internationales

ANNÉES	Titre, auteurs, nom conférence
1983	"Spatial Distribution of the NMR Signal by the Surface Coil Method", J.J. Chaillout, S. Confort, M. Decorps, M. Laval, 2nd annual scientific meeting of the Magnetic Resonance in Medicine, San Francisco California, Aug. 16-19 1983
1984	"In Vivo NMR Localized Spectroscopy", M. Decorps, M. Laval, J.J. Chaillout, S. Confort, Meeting on Brain Imaging and Metabolism, Genève, March 1984
1991	" An anti pile-up system by signal deconvolution : a feasibility study to improve gamma camera count-rate without loss of spatial resolution" E. Tournier, J.J. Chaillout, C. Janin, C. Mestais, EANM 1991, Vienne, Autriche
1992	"Some geophysical fields by finite element method ", JJ Chaillout, V. Poulbot, R.Blanpain, AIM, septembre 1992, Liège, Belgique
1994	"Electromagnetic fields due to moving sea water by finite element method", JJ Chaillout, V. Poulbot, J. Berthier, R.Blanpain, Oceans Osates 94, 13-16 septembre 1994, Brest
1995	"Modelling of electromagnetic wakes of moving submerged bodies in stratified sea water", JJ Chaillout, J. Berthier, R.Blanpain, Compumag, 10-13 juillet 1995, Berlin
1997	"Simulation of underwater ELF electromagnetic communications using lateral waves", M. Ogor, J.J. Chaillout, R. Blanpain, M. Depiesses, MARELEC'97 23-26 mai 1997, Londres
1997	"Three dimensional modelling of low frequency electromagnetic noise in coastal areas", J. Berthier, J. Vatry, J.J. Chaillout, R. Blanpain, MARELEC'97 23-26 mai 1997, Londres
1998	"Detection and localization with a step frequency radar", V. Cattin, J.J. Chaillout, R. Blanpain, Second International Conference on The Detection of Abandoned Land Mines, 12-14 Octobre 1998, Edimbourg
2005	"High Damping Electrostatic System For Vibration Energy Scavenging", G. Despesse, J.J. Chaillout, I. Dekkaki, T. Jager, J.M. Léger, A. Vassilev, S. Basrour and B. Charlot, Conference Nanotech 2005, Anaheim, California, U.S.A, Mai 2005
2005	"Fabrication And Characterization Of High Damping Electrostatic Micro Devices For Vibration Energy Scavenging", G. Despesse, T. Jager, J.J. Chaillout, J.M. Léger, A. Vassilev, S. Basrour and B. Charlot, DTIP 1-3/6/2005, Montreux Suisse
2005	"Design and Fabrication of a New System For Vibration Energy Harvesting" Ghislain Despesse, Thomas Jager, Jean-Jacques Chaillout, Jean-Michel Léger, Skandar Basrour, IEEE Ph.D Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 25 au 28 juillet 2005, Lausanne en Suisse
2007	"A complete study of electroactive polymers for energy scavenging: modeling and experiments" C. Jean-Mistral, S. Basrour, J.J. Chaillout and A. Bonvilain, DTIP 2007, 25 au 27 avril 2007, Stresa Italie
2007	"Innovative structure for mechanical energy scavenging ", G. Despesse, J.J. Chaillout, T. Jager, F. Cardot and A. Hoogerwerf, Transducer's 2007, 10-14 juin 2007, Lyon

6.3 Conférences françaises

ANNÉES	Titre, auteurs, nom conférence
1981	"Régulation modale de la turbine d'une centrale nucléaire", J.J. Chaillout, R. Moret, Conférence A.M.S., Lyon, Septembre 1981
1994	"Finite element calculation of electromagnetic fields due to moving sea ", JJ Chaillout, V. Poulbot, J. Berthier, R.Blanpain, CEFC'94, 5-7 juillet 1994, Aix-les-Bains
1997	"Mesures électromagnétiques à travers une paroi métallique", J.J. Chaillout, Ch. Jeandey, J.M. Ittel, M. Locatelli, NUMELEC'97 19-21 mars 1997, Lyon

2005	"High Damping Electrostatic System For Vibration Energy Scavenging", G. Despesse, J.J. Chaillout, T. Jager, J.M. Léger, A. Vassilev, S. Basrour and B.Charlot, conf du 12 au 14 octobre 2005, soc-ESAI 2005, Grenoble, France
-------------	---

7 Brevets

ANNÉES DÉPOT PUBLICATION	Titre, auteurs, numéro
1986 1987	"Système de bobines pour la production de gradients de champs magnétiques de polarisation très uniformes dans une installation d'imagerie ou de spectroscopie RMN", A. Briguet, J.J. Chaillout, C. Jeandey, Brevet n°EP0243 270, US4833410
1987 1990	"Système d'aimants permanents pour un champ magnétique intense", J.J. Chaillout, C. Jeandey, E. Tournier, Brevet n°EP03 07432, US4937545
1990 1991	"Magnétomètre à résonance et à pompage optique utilisant une pluralité de faisceaux multiplexés", J.J. Chaillout, N. Kernevez, Jean-Michel Leger, Brevet n°EP0462000, US5254947
1990 1991	"Magnétomètre à résonance et à pompage optique utilisant une polarisation séquentielle", J.J. Chaillout, N. Kernevez, Jean-Michel Leger, Brevet n°EP0462002, US5225778
1990 1993	"Magnétomètre à résonance et à pompage optique utilisant un faisceau lumineux à polarisation asservie", J.J. Chaillout, N. Kernevez, Jean-Michel Leger, Brevet n°EP0461999, US5272436
1990 1994	"Appareil de détection nucléaire, notamment du genre gamma-caméra, à filtres de déconvolution", J.J. Chaillout, C. Mestais, E. Tournier, Brevet n°EP04 70909, US5276615
1993 1994	"Structure d'aimant permanent à haute efficacité et à faibles fuites", Marcel Locatelli, J.J. Chaillout, Brevet n°EP0688462 , WO9420971,
1994 1997	"Dispositif de mesure à induction en présence de parois métalliques magnétiques", Marcel Locatelli, J.J. Chaillout, Michel Brochier, Brevet n°EP0716320, US5646533
1994 1996	"Dispositif de mesure à induction en présence de parois métalliques", Marcel Locatelli, J.J. Chaillout, Christian Jeandey, Brevet n°EP0722097, US5654639
1995 1998	"Dispositif de cartographie d'un milieu par mesure à induction", J.J. Chaillout, Marcel Locatelli, Patrice Giordano, Brevet n°EP0722096, US5736860
1998 2000	"Mesures RMN sur des objets de volume important", Marcel Locatelli, J.J. Chaillout, Brevet n°98 15139 et EP1006366
2004 2006	"Dispositif de récupération d'énergie ", Jean-Jacques Chaillout, Ghislain Despesse, Thomas Jager, Andrea Vassilev, n° FR2872868, DD 2793 SG
2005 2006	"Dispositif de récupération d'énergie optimisé", Ghislain Despesse, Thomas Jager, Jean-Jacques Chaillout, n°05 52385 déposé le 29/07/2005
2005 2006	"Dispositif capacitif à volume capacitif optimisé ", Ghislain Despesse, Thomas Jager, Jean-Jacques Chaillout, n° 05 52111 déposé le 08/07/2005, DD3030SG
2005 2006	"Dispositif de récupération d'énergie mécanique à raideur variable ", Ghislain Despesse, Thomas Jager, Andrea Vassilev, Jean-Jacques Chaillout, n° 05 51851 du 30 juin 2005, DD3029SG
2006 2006	"Procédé et dispositif de conversion d'énergie mécanique en énergie électrique", Ghislain Despesse, Thomas Jager, Jean-Jacques Chaillout, N° 06 50234 du 23 janvier 2006, DD3213 SG
2006 2006	"Système de conversion d'énergie à distance d'entrefer variable et procédé de récupération d'énergie ", Thomas Jager, Jean-Jacques Chaillout, Ghislain Despesse, N° 06 50511 le 13 février 2006, DD 3230 SG
2006 2006	" Dispositif de récupération d'énergie mécanique de membranes excitées par des chocs ou des vibrations ", Romain Guigon, Jean-Jacques Chaillout, Ghislain Despesse, Thomas Jager, le 8 février 2007, DD 3495 SG et numéro EN 07 53151

CHAPITRE II : DE LA SIMULATION....

1 Contexte

Dans mon Département, la compréhension de la physique intervenant et l'optimisation des systèmes développés nécessitent de plus en plus l'utilisation de la modélisation et de la simulation analytique ou numérique des équations de Maxwell plus ou moins complexes et prenant en compte certains termes habituellement négligés, comme celui de Lorentz, et quasiment toutes les fréquences du spectre électromagnétique : ULF, VLF, HF, UHF,

L'écriture d'un code performant et suffisamment généraliste n'étant pas de notre domaine de compétence, ceci nécessite la connaissance des logiciels industriels existants. Notre choix favorise toujours la possibilité d'y effectuer nous même, ou d'y spécifier, des développements spécifiques. En effet, menant souvent des études de faisabilité de concepts innovants, souvent complexes, nous sommes fréquemment amenés à faire évoluer les outils existants en collaboration avec leurs concepteurs.

Cela requiert l'expertise des méthodes numériques afin de choisir la mieux adaptée à la résolution de nos problèmes. Dans le cadre de différents projets conduits dans mon Département, un état de l'art des méthodes et des logiciels de simulation électromagnétique existant a été réalisé pour déterminer le couple le mieux adapté au problème posé et ce, en terme de fiabilité, adéquation à la problématique, disponibilité, Sans que tous soient au même niveau de développement, une centaine de logiciels ont été recensés. Bien que nécessitant une réactualisation, notamment par rapport aux besoins de nouvelles études, cette base de donnée constitue une référence. En parallèle, une veille bibliographique automatique nous permet d'être informé des dernières évolutions numériques ainsi que de l'apparition sur le marché de nouveaux logiciels, ou versions.

Cette expertise ne me permettrait certainement pas d'en déterminer une nouvelle méthode, ni d'écrire intégralement un logiciel de simulation. Par contre, elle m'a permis de réaliser l'interface entre les spécialistes du domaine et les utilisateurs de mon Département, de choisir la méthode la mieux adaptée à un problème électromagnétique et de déterminer le logiciel commercial nous offrant le plus de possibilités. C'est pourquoi ce chapitre se veut surtout être une aide désintéressée pour un futur utilisateur ne possédant pas forcément la compétence pour réaliser un choix.

La première partie de ce chapitre concerne le résumé de la théorie, les avantages et inconvénients des méthodes numériques les plus courantes sans en faire une critique croisée puisqu'il existe un domaine applicatif de prédilection pour toutes. On y trouve aussi parfois mon avis sur les orientations à prendre par les concepteurs afin de satisfaire au mieux les besoins des utilisateurs.

La seconde partie illustre les projets que j'ai conduits grâce à cette expertise.

2 Les méthodes numériques en électromagnétisme

2.1 Les Différences finies (DF) et les intégrales finies (IF)

Nous regroupons dans ce paragraphe ces deux méthodes appliquées à l'électromagnétisme car leurs schémas numériques de résolution sont les mêmes et à l'utilisation il est difficile de les distinguer. Ce sont les méthodes de remplissage des matrices qui diffèrent, ce qui a bien une incidence sur les résultats. Nous insisterons sur la méthode des différences finies ([Kun-1993], [Ged-2003]) qui est plus connue, en attirant l'attention du lecteur sur les particularités de la méthode des intégrales finies [Wei-1977] qui peut en être considérée comme une généralisation.

2.1.1 Théorie des différences finies

Le principe de cette méthode étant d'approximer les inconnues par un développement au sens de Taylor, on doit noter aussitôt que le problème est approximé dès le début de son traitement.

Supposons le temps échantillonné régulièrement en Δt et notons $f(x_i, t_m) = f_i^m$ la valeur de la fonction à l'instant tm et au nœud x_i . Alors l'approximation temporelle, faite traditionnellement au premier ordre, s'écrit :

$$f_i^{m+1} = f_i^m + \Delta t \cdot \frac{\partial f_i^m}{\partial t} + o(\Delta t) \Rightarrow \frac{\partial f_i^m}{\partial t} = \frac{f_i^{m+1} - f_i^m}{\Delta t} + o(\Delta t) \quad (1)$$

Par contre, l'approximation spatiale généralement développée au second ordre prend plusieurs expressions classées selon deux grandes familles de schémas numériques (cf. Figure 1). Le schéma implicite nécessite une inversion matricielle ce qui lui fait souvent préférer le schéma explicite mais qui impose d'utiliser un pas temporel plus petit. De nombreux autres schémas ont été imaginés, notamment celui de Crank-Nicholson vu comme une généralisation des schémas implicite et explicite et communément considéré comme le plus précis. C'est un compromis entre complexité de programmation, temps de résolution, précision, dispersion (voir plus loin), convergence et stabilité aux erreurs, qui fait choisir un schéma numérique pour la réalisation d'un logiciel aux différences finies. Ce choix est donc un critère important, puisque son comportement dépend du type d'équations différentielles traitées et pourtant généralement aucune information n'est fournie à ce propos dans les logiciels du commerce.

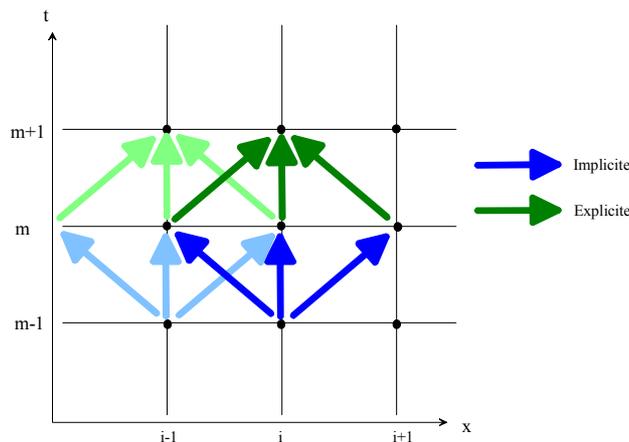


Figure 1 : Illustration des schémas implicite et explicite

Remarquons que tous ces schémas utilisent les points voisins. Comme le maillage a une taille limite, ceci conduit à une difficulté en frontière du domaine.

2.1.2 Aspects spécifiques de son application à l'électromagnétisme

Schéma numérique

Le schéma numérique adopté est celui des différences centrées :

$$\frac{\partial f_i}{\partial x} \approx \frac{f_{i+1/2} - f_{i-1/2}}{\Delta x} + o(\Delta x^2) \quad (2)$$

Il est basé sur la forme des équations de Maxwell dans lesquelles le rotationnel du champ électrique s'exprime en fonction de la dérivée temporelle du champ magnétique, et réciproquement. La formule de Stokes montre alors que le flux d'un des champs à travers une surface est égal à la circulation de l'autre champ sur son périmètre. C'est cette propriété qui a été exploitée par Yee [Yee-1966] pour construire la cellule (cf. Figure 2) qui porte son nom et qui a dopé l'utilisation des différences finies appliquées à l'électromagnétisme, d'autant plus que le schéma numérique est explicite. Le maillage comporte deux grilles imbriquées, un sommet de l'une se trouvant au centre d'un volume élémentaire de l'autre. Une grille sert au calcul des composantes électriques, l'autre pour celui des composantes magnétiques. Chacune de ces composantes est supposée parallèle et constante sur l'arête qui la supporte.

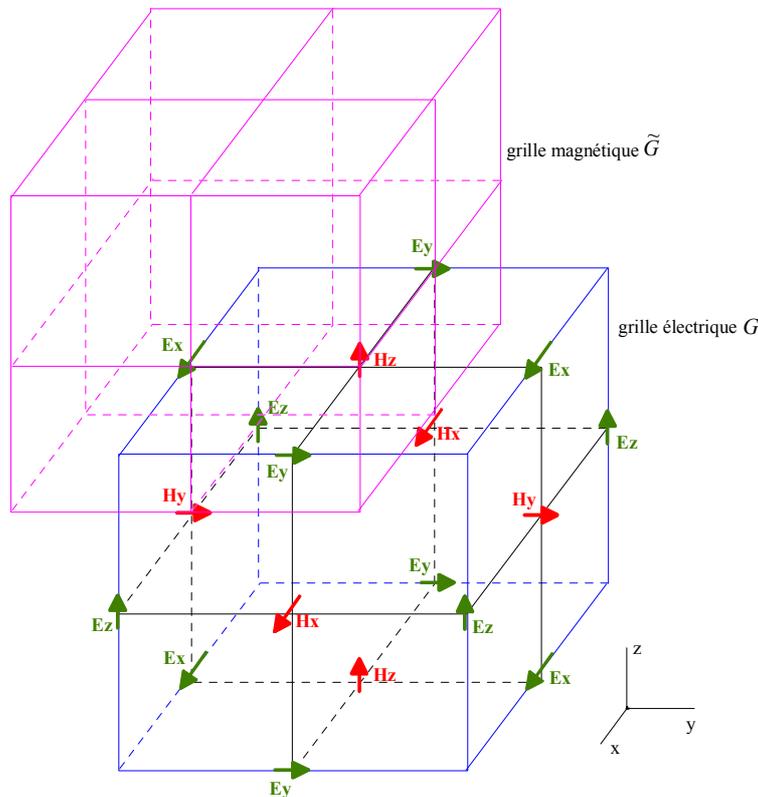


Figure 2 : Localisation respective des champs E et H dans une cellule de Yee

On constate que les composantes des champs ne sont calculées ni au même instant (schéma numérique) ni au même point (cellule de Yee). Aussi, pour l'ergonomie de l'ingénieur, des interpolations lors de l'exploitation des résultats sont souhaitables mais rarement proposées.

Chaque grandeur se calcule à partir de quatre grandeurs du pas précédent d'où une matrice très creuse qui, par un classement optimal, ne comporte qu'environ quatre diagonales.

Pour la méthode des différences finies

Lorsque les équations de Maxwell sont transcrites dans l'espace matriciel sous leur forme différentielle, on obtient la méthode des différences finies :

$$\begin{aligned}
 \text{rot}\vec{E} &= -\frac{\partial}{\partial t}\vec{B} &\Leftrightarrow & -\dot{b} = Ce \\
 \text{div}\vec{D} &= \rho &\Leftrightarrow & \tilde{S}d = q \\
 \text{rot}\vec{H} &= \vec{j}_c + \vec{j}_d &\Leftrightarrow & i_c + \dot{d} = \tilde{C}h \\
 \text{div}\vec{B} &= 0 &\Leftrightarrow & Sb = 0 \\
 \\
 \vec{D} &= \varepsilon.\vec{E} &\Leftrightarrow & d = D_\varepsilon.e \\
 \vec{B} &= \mu.\vec{H} &\Leftrightarrow & b = D_\mu.h \\
 \vec{j}_c &= \sigma.\vec{E} &\Leftrightarrow & i_c = D_\sigma.e
 \end{aligned} \tag{3}$$

Pour la méthode des intégrales finies

Si, au lieu de transférer dans l'espace matriciel les équations de Maxwell sous leur forme différentielle, on réalise la même opération mais à partir de leur forme intégrale. On obtient :

$$\begin{aligned}
 -\iint_A \frac{\partial}{\partial t} \vec{B}.d\vec{A} &= \oint_{\partial A} \vec{E}.d\vec{r} &\Leftrightarrow & -D_A.\dot{b} = C.D_S.e \\
 \int_{\partial V} \vec{D}.d\vec{A} &= \iiint_V \rho.d\tilde{v} &\Leftrightarrow & \tilde{S}.\tilde{D}_A.D_\varepsilon.e = q \\
 \iint_A \left(\vec{j}_c + \frac{\partial}{\partial t} \right).d\vec{A} &= \oint_{\partial A} \vec{H}.d\vec{r} &\Leftrightarrow & \tilde{D}_A.(i_c + D_\varepsilon.\dot{e}) = \tilde{C}.\tilde{D}_S.D_\mu^{-1}.b \\
 \iint_{\partial V} \vec{B}.d\vec{A} &= 0 &\Leftrightarrow & S.D_A.b = 0
 \end{aligned} \tag{4}$$

Les équations matricielles ont globalement la même forme puisque ce sont les mêmes phénomènes physiques, par contre les matrices sont différentes, d'où les performances respectives des deux méthodes. L'avantage est en faveur des intégrales finies, pourtant très peu de logiciels commerciaux s'appuient sur cette conclusion !.

2.1.3 Traitement des milieux inhomogènes

Traditionnellement, les frontières entre régions coïncident avec les arêtes des grilles. L'analyse montre que le traitement en un point doit être interprété comme l'action de propriétés physiques moyennes des valeurs voisines pondérées selon le volume des mailles. Cette constatation implique des erreurs d'estimation à proximité des interfaces de matériaux. Pour réduire ce phénomène, il faut y diminuer la taille des mailles. D'autre part, si on veut effectivement prendre en compte la présence d'un milieu contrasté, il faut que celui-ci comporte plusieurs mailles selon son épaisseur, ce qui est contraignant pour les régions fines.

2.1.4 Stabilité et dispersion

Pour qu'un phénomène physique soit transmis par un maillage, la plus petite longueur d'onde λ_{min} composant le signal d'excitation doit être suffisamment discrétisée. Par expérience, nous prenons la discrétisation minimale en $\lambda_{min}/10$ en essayant d'atteindre l'optimum en $\lambda_{min}/20$. D'autre part, la répartition du vecteur de propagation k sur le maillage suit la loi :

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{c^2.\Delta t^2} \sin^2\left(\frac{\omega.\Delta t}{2}\right) &= \frac{k^2}{(\omega.\Delta t)^2} \sin^2\left(\frac{\omega.\Delta t}{2}\right) = \\
 &= \frac{1}{\Delta x^2} \sin^2\left(\frac{k_x.\Delta x}{2}\right) + \frac{1}{\Delta y^2} \sin^2\left(\frac{k_y.\Delta y}{2}\right) + \frac{1}{\Delta z^2} \sin^2\left(\frac{k_z.\Delta z}{2}\right)
 \end{aligned} \tag{5}$$

Cette formule montre qu'à cause de pas de discrétisation finis et pas forcément isotropes et homogènes dans les 3 directions, toutes les fréquences ne se propagent de manière identique dans le maillage. Il y a apparition de deux biais dépendant de la fréquence : non conservation de l'amplitude de k , donc de la vitesse de phase (séparation des composantes d'un signal complexe), et non conservation de la direction de propagation (anisotropie de propagation).

Enfin, la discrétisation de l'espace induit un pas de temps maximal pour assurer la stabilité de l'algorithme selon la condition de Courant-Friedrich-Levy (CFL) : entre deux pas de temps, une onde plane ne doit pouvoir parcourir qu'au plus une maille :

$$\Delta t \leq \frac{1}{v} \cdot \frac{\Delta u}{\sqrt{d}}; \quad \text{soit en 3D} \quad \Delta t \leq \frac{1}{v} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (6)$$

dont l'optimum est la valeur limite calculée pour la vitesse dans le vide. La dispersion fréquentielle est minimale à la limite de stabilité, et croît lorsque le pas temporel diminue !

Pour s'affranchir de la très contraignante limite CFL, il est apparu depuis quelques années [Mag-2001] la variante « Alternate Direction Implicit » FDTD (ADI-FDTD) dont l'avantage réside dans le fait que le pas de temps maximal est maintenant fixé par la plus grande maille. Mais son schéma s'appuie sur deux étapes successives, une est toujours explicite alors que l'autre est implicite. Apparemment tous les problèmes ne sont pas résolus actuellement, puisque de nombreuses publications (par exemple [Ram-2007], [Tan-2007]) traitent de cette évolution. N'en ayant aucune expérience, je ne me permettrais pas d'essayer d'en dégager les avantages et inconvénients en termes de stabilité effective, vitesse de résolution, précision des résultats. Par contre à ma connaissance, aucun logiciel commercial n'intègre cette évolution, ce qui peut être la preuve d'une maturité insuffisante.

2.1.5 Maillages non uniformes

La grande faiblesse de la méthode des différences finies réside dans le maillage qui est traditionnellement structuré (mailles régulières) et orthogonal. D'une part, ceci empêche le respect des frontières réelles des régions ce qui n'est pas sans conséquence en champs proches. D'autre part, il n'est pas possible de relâcher le nombre de mailles en approchant l'« infini ». Plusieurs évolutions récentes améliorent cet aspect.

Tous les logiciels du commerce permettent un maillage structuré non uniforme car, mis à part une formulation généralisée et donc une implémentation plus lourde, tout ce qui a été présenté précédemment reste valide. Ceci permet de mieux optimiser le compromis entre nombre de mailles et positionnement des frontières de la boîte de calcul, mais au détriment de la dispersion fréquentielle.

Il commence à apparaître sur le marché des logiciels mettant à disposition de l'utilisateur les sous-maillages. Il s'agit de définir localement un découpage en nombre entier des mailles de base du maillage structuré précédent. La Figure 3 montre en 2D un tel raffinement de coefficient 2 et 3 respectivement selon les directions x et y . De développements informatiques plus conséquents, ces méthodes permettent cette fois d'agir sur le nombre de maille dans chaque coupe du maillage et donc sur le nombre total de maille. Mais attention, discrétiser plus finement la géométrie d'un coefficient m conduit à choisir un pas de discrétisation temporelle lui aussi m fois plus petit, ce qui pénalise le temps de calcul total.

D'autres maillages plus déstructurés existent : topologiquement orthogonaux, non orthogonaux, non parallélépipédiques.... Mais pour le moment ils existent principalement dans les laboratoires, à cause de la complexité de la mise au point ou d'un domaine applicatif

restreint. Par exemple, les mailles non uniformes produisent des artefacts à proximité des régions conductrices [Niv-2004] ou même seulement entre deux régions de même impédance [Del-2004]. Remarquons enfin que, mis à part le maillage non homogène, toutes les autres techniques conduisent à une matrice plus pleine que la méthode de base.

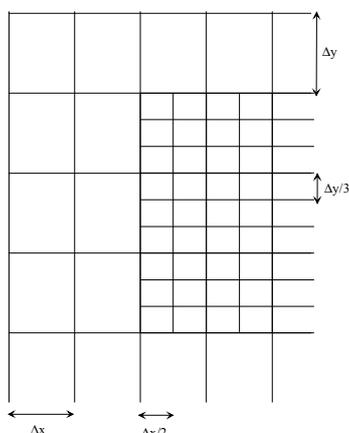


Figure 3 : Exemple de sous-maillage

L'avantage de la méthode des intégrales finies est d'autoriser des mailles contenant deux milieux différents grâce à la technique PBA (Perfect Boundary Approximation). Les frontières des régions peuvent maintenant traverser de part en part les mailles, avec comme limite qu'une maille ne puisse être traversée au maximum par une frontière. Ainsi les formes des régions sont mieux respectées (cf. Figure 4) et donc également le champ proche.

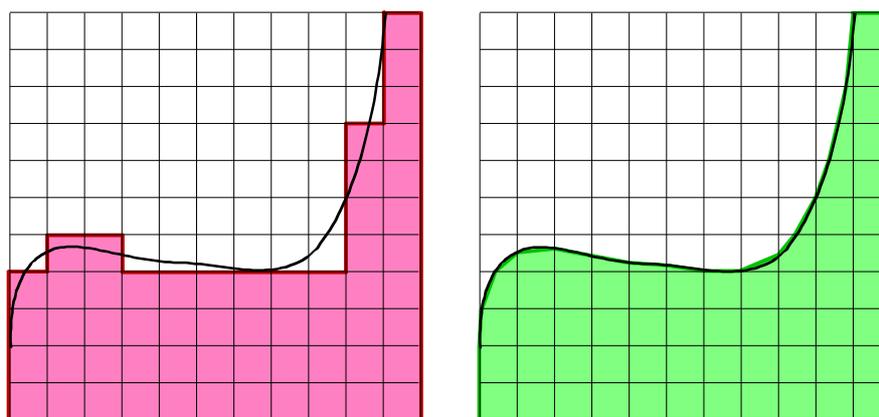


Figure 4 : Mailles Différences Finies à gauche et Intégrales Finies à droite

Ce meilleur respect des frontières des régions confère à la méthode des intégrales finies de fournir une solution satisfaisante pour un maillage moins fin d'où un gain en temps de calcul.

La méthode des intégrales finies s'accorde même avec des maillages tétraédriques ce qui lui donne la propriété de respecter encore mieux les frontières des régions, tout comme la méthode des éléments finis (cf. page 22). Le coût informatique devient aussi comparable, alors pourquoi ne pas utiliser la méthode des éléments finis qui est réputée plus précise ?

2.1.6 Conditions aux limites

Les conditions aux limites aux frontières du volume de calcul peuvent être de type Dirichlet ou Neumann appliquées séparément à chaque composante du champ électromagnétique, mais en électromagnétisme HF on parle plutôt de :

- magnétique ou PMC (perfect magnetic conductor) -> la frontière est un conducteur magnétique idéal où la composante tangentielle du champ magnétique est nulle, et du fait de la loi de Faraday la composante normale du champ électrique l'est aussi.
- électrique ou PEC (perfect electric conductor) -> la frontière est un conducteur électrique idéal où la composante tangentielle du champ électrique est nulle, et du fait de la loi d'Ampère la composante normale du champ magnétique l'est aussi.

Ces conditions aux limites permettent de restreindre la boîte de calcul par l'utilisation adéquate de plans de symétrie ou d'antisymétrie physiques.

En électromagnétisme HF, on rencontre souvent des problèmes de propagation dans des milieux non bornés, mais dont le comportement loin des sources est quantifiable analytiquement ou n'intéresse pas le physicien. Il est alors important de limiter artificiellement la boîte de calcul à faible distance et sans que cela ait un effet visible sur la solution à l'intérieur de la boîte de calcul, c'est à dire que les ondes rayonnent à l'infini sans réflexion à sa frontière. Il s'agit des conditions aux limites « ouvertes », « absorbantes », ... selon les auteurs. Les techniques employées peuvent être un traitement global de l'interface ou une approximation locale. La formulation d'Engquist-Madja, basée sur une factorisation de l'opérateur différentiel n'est efficace que pour des ondes mono-incidences ce qui est rédhibitoire dans un cas réel. Partant de la même formulation, la version MUR a eu beaucoup de succès durant les années 80. De base, elle n'est totalement efficace que pour les ondes à incidence normale, et de moins en moins pour des incidences obliques.

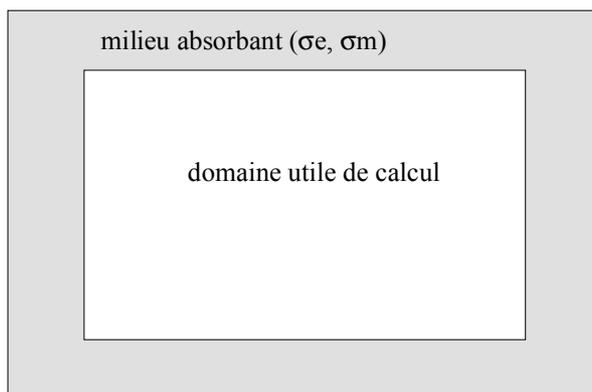


Figure 5 : Conditions aux limites absorbantes en 2D

Plus récemment, les conditions aux limites absorbantes du type PML (Perfect Matched Layer) ont fait pratiquement l'unanimité. La démarche consiste à placer à l'extérieur de la boîte de calcul utile un milieu fictif absorbant (cf. Figure 5) autorisant la pénétration de l'onde sans réflexion à son interface, puis l'atténuant rapidement de telle sorte que l'onde réfléchi par les frontières de la nouvelle boîte de calcul soit négligeable lorsqu'elle revient dans la boîte de calcul utile. J.P. Bérenger [Ber-1994] a été le premier à en proposer une évolution adaptée à toutes les polarisations et tous angles d'incidence sur un plan infini. Depuis des améliorations permettent de travailler de manière satisfaisante avec des plans de tailles finies et des coins. De plus, elles ne nécessitent qu'un assez faible nombre de mailles selon l'épaisseur de ce milieu fictif, cela semble être l'idéal pour un utilisateur.

Il existe généralement une contrainte d'utilisation à toutes les conditions aux limites : respecter la distance minimale entre les frontières de la boîte et tous les points sources de la structure étudiée, afin que la solution dans la partie utile soit représentative de la réalité. Cette distance est dépendante du logiciel, mais est couramment de l'ordre de $\lambda_{\max}/4$.

En conclusion, un maillage donné est adapté à une plage fréquentielle dépendant de la distance sources/frontières « infinies » pour sa borne minimale et de la plus grande taille de maille (discrétisation de λ_{\min}) pour sa borne maximale. Attention, la vérification de la compatibilité des fréquences d'excitation au domaine de validité fréquentielle est habituellement de la responsabilité de l'utilisateur sans assistance du logiciel !

Au delà des frontières utiles de la boîte de calcul, les logiciels offrent couramment la possibilité de calcul du champ lointain. Il s'agit d'un développement à l'infini du champ déterminé en frontières de la boîte de calcul en supposant que sa composante radiale est nulle comme si les sources devenaient ponctuelles. C'est intéressant pour le calcul du rayonnement d'antenne puisqu'il ne nécessite plus qu'un nombre raisonnable de mailles.

2.1.7 Excitations

Les excitations locales (courants ou tensions) sont couramment disponibles dans les logiciels généralistes mais parfois absents de ceux qui sont spécialisés dans le calcul de guides d'ondes ou de réponses radar. Les excitations sont alors les ondes planes appliquées en entrée du guide d'ondes ou sur les frontières de la boîte de calcul. Les champs diffracté et incident sont alors couramment séparés dans le traitement afin d'augmenter la précision numérique du diffracté.

Une généralité concerne le calcul de la solution sur toute une bande fréquentielle. Il se fait traditionnellement dans le domaine temporel en calculant la réponse à un signal comportant toutes les fréquences voulues (généralement à support gaussien), le retour dans le domaine fréquentiel se faisant par déconvolution.

2.1.8 Performances comparées Différences Finies / Intégrales Finies

[Mur-2005] présente les comparaisons entre les méthodes des différences finies (DF) et des intégrales finies (IF). Ces essais peuvent être différenciés selon à l'approximation de la géométrie : frontières en marche d'escalier (DF), mailles semi remplies pouvant être curvilignes (IF), maillages tétraédriques (IF). On trouve que :

- Pour un tronçon de câble coaxial, le calcul de l'impédance avec une erreur inférieure à 1% par rapport au calcul analytique nécessite 250 mailles tétraédriques ou 700 mailles structurées pour la méthode IF et 38000 mailles pour la méthode DF.
- Pour un connecteur coaxial et une simulation à maillage adaptatif (critère d'arrêt une différence des paramètres S inférieure à 1% entre deux essais) on constate que :
 - la convergence est très irrégulière et nécessite un grand nombre de mailles sans atteindre le critère d'arrêt pour la méthode DF,
 - l'évolution de la convergence est indépendante du maillage pour la méthode IF.
- Pour la simulation d'un diviseur à 16 ports, la méthode DF utilise une mémoire et un temps de calcul comparables à la méthode IF sur maillages structurés, mais avec une précision insuffisante. La méthode IF sur maillage tétraédrique, bien que nécessitant 10 fois moins de mailles, consomme le plus de mémoire et de temps de calcul.
- Pour la simulation d'un filtre passe-bande à quatre étages, la méthode IF sur maillage structuré conduit à de bons résultats avec 50.000 mailles et 5 minutes de temps de calcul, alors que la méthode DF fournit des résultats insuffisants avec 1 million de mailles et 25 minutes de temps de calcul.

Ceci montre bien que, dès que la structure simulée contient des interfaces curvilignes ou en biais par rapport au maillage structuré, la simple méthode des différences finies ne suffit plus. Mieux vaut utiliser la méthode des intégrales finies sur maillage structuré, pourtant très peu de logiciels commerciaux s'appuient sur cette conclusion ! Quant aux maillages tétraédriques, ils

conduisent à la meilleure précision même pour un maillage moins fin mais avec des besoins informatiques supérieurs. La méthode des éléments finis (cf. page 22) utilisant traditionnellement des maillages tétraédriques conduit d'ailleurs à la même conclusion.

Remarque : Voir en fin du paragraphe de la page 28 la remarque concernant l'apparition de nouvelles techniques « approximatives » de la méthode des différences finies.

2.2 Les volumes finis (VF)

Cette méthode est une extension des différences finies, puisque la discrétisation des dérivées partielles suit le même schéma. Les domaines d'application sont théoriquement les mêmes, mais le respect des divergences et rotationnels lui donne une meilleure adéquation avec les équations de la mécanique des fluides qui sont essentiellement des équations de conservation (masse, vitesse, quantité de mouvement, chaleur, ...).

2.2.1 Principe

Regardons son application à l'électromagnétisme [Her 1992], [Let 1993]. Le maillage utilisé, dit de Delaunay–Voronoi, lorsqu'il est structuré ressemble à celui de la page 15 avec une partie primale et une partie duale :

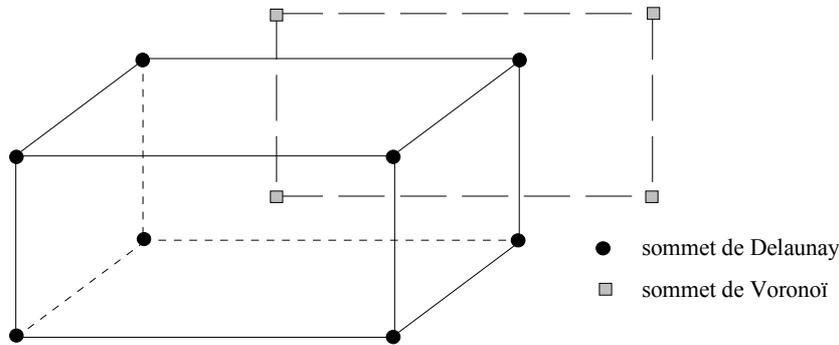


Figure 6 : Maillage de Delaunay-Voronoi pour la méthode des volumes finis

À chaque face de Delaunay correspond un côté de Voronoï, et réciproquement. On note :

- F_d une face de Delaunay, \vec{n}_{F_d} sa normale, a_{F_d} sa surface
- F_v une face de Voronoï, \vec{n}_{F_v} sa normale, a_{F_v} sa surface
- CF_d une arête d'une face de Delaunay, l_{CF_d} sa longueur, $\vec{\tau}_{CF_d}$ son vecteur directeur
- CF_v une arête d'une face de Voronoï, l_{CF_v} sa longueur, $\vec{\tau}_{CF_v}$ son vecteur directeur

Contrairement aux différences finies où les dérivées spatiales sont remplacées par leur développement au premier ordre, la méthode des volumes finis suppose que les champs sont constants sur le couple face/côté associés. Fort de ces relations, les équations d'Ampère et de Faraday sont intégrées respectivement sur une face de Delaunay et de Voronoï pour obtenir :

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{F_d} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \cdot \vec{n}_{F_d} dF_d = \int_{\partial F_d} \vec{H} \cdot d\vec{l} \\ \int_{F_v} \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \cdot \vec{n}_{F_v} dF_v = - \int_{\partial F_v} \vec{E} \cdot d\vec{l} \end{array} \right. \xrightarrow{\text{hypothèses}} \left\{ \begin{array}{l} a_{F_d} \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \cdot \vec{n}_{F_d} = \sum_{CF_d} \vec{H} \cdot \vec{\tau}_{CF_d} \cdot l_{CF_d} \\ a_{F_v} \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \cdot \vec{n}_{F_v} = - \sum_{CF_v} \vec{E} \cdot \vec{\tau}_{CF_v} \cdot l_{CF_v} \end{array} \right. \quad (7)$$

L'évolution temporelle utilise un schéma de type saute mouton d'ordre 2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{F_d} \cdot \vec{E}^{n+1} \cdot \vec{n}_{F_d} - a_{F_d} \cdot \vec{E}^n \cdot \vec{n}_{F_d} = \Delta t \cdot \sum_{CF_d} \vec{H}^{n+1/2} \cdot \vec{\tau}_{CF_d} \cdot l_{CF_d} \\ a_{F_v} \cdot \vec{H}^{n+3/2} \cdot \vec{n}_{F_v} - a_{F_v} \cdot \vec{H}^{n+1/2} \cdot \vec{n}_{F_v} = - \Delta t \sum_{CF_v} \vec{E}^{n+1} \cdot \vec{\tau}_{CF_v} \cdot l_{CF_v} \end{array} \right. \quad (8)$$

Grâce à ce schéma, la méthode est explicite et ne nécessite donc pas d'inversion matricielle.

La généralisation de la méthode à des maillages quelconques [Fum-2006] fait intervenir dans différentes projections, les points n'étant plus forcément coplanaires. Leur détermination se fait par la méthode des moindres carrés sur toutes les faces et arêtes, avec inversion d'un système linéaire (3,3). Mais comme ces systèmes sont liés uniquement à la structure du maillage, s'il n'est pas évolutif, les inversions peuvent être faites une fois pour toute en début de résolution. Donc, mise à part la complexité numérique de remplissage des matrices, le schéma de la méthode est conservé et notamment sa forme explicite.

2.2.2 Propriété spécifique

La propriété spécifique de la méthode des volumes finis est la conservation de la divergence des champs. Prenons l'expression discrète de la formule d'Ampère et sommions la sur les r faces d'une maille générale de Delaunay :

$$\int_S \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot d\vec{s} = \int_C \vec{H} \cdot d\vec{l} \Rightarrow \epsilon \sum_r a_{Fd} \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \cdot \vec{n}_{Fd} = \sum_r \sum_{CFd} \vec{H} \cdot \vec{\tau}_{CFd} \cdot l_{CFd} = 0 \quad (9)$$

Chaque arête fait partie de deux faces et, dans la partie droite de cette équation, elle est parcourue deux fois mais en sens opposés. Les deux termes correspondant s'annulent donc, d'où la nullité globale. Or, la partie gauche de l'équation correspond à la variation temporelle de la forme intégrale de la divergence après utilisation de la formule d'Ostrogradsky et passage dans le formalisme des volumes finis :

$$\epsilon \frac{\partial}{\partial t} \left(\sum_r a_{Fd} \cdot \vec{E} \cdot \vec{n}_{Fd} \right) = 0 \quad \text{et} \quad \int_V \text{div} \vec{E} \cdot dv = \int_S \vec{E} \cdot \vec{n} \Rightarrow \sum_r a_{Fd} \cdot \vec{E} \cdot \vec{n}_{Fd} \quad (10)$$

Par un raisonnement comparable, on trouverait à partir de l'équation de Faraday un résultat similaire pour le champ magnétique. Ces expressions montrent bien que la méthode des volumes finis conserve la divergence des champs.

2.2.3 Conclusions

Sauf si le respect de la divergence est un aspect crucial du problème, il me semble que les approximations de cette méthode la rendent moins précise que les méthodes des éléments finis et des différences finies, surtout à travers sa généralisation sous la forme des intégrales finies. De plus elle nécessite plus de ressources informatiques que les différences finies [Fum-2006]. Elle doit donc être surtout cantonnée aux problèmes de mécanique des fluides, c'est d'ailleurs ce qui ressort de l'analyse des logiciels commerciaux puisque aucun ne l'utilise en électromagnétique, sinon d'un point de vue anecdotique. N'ayant pas d'expérience pratique de cette méthode, il m'est difficile d'en réaliser une critique plus poussée.

2.3 Les éléments finis (EF)

Provenant de la mécanique, cette méthode est une décomposition de la fonction inconnue sur un espace de fonctions s'appuyant sur la géométrie.

2.3.1 Maillage

Le dispositif à simuler doit être subdivisé en régions, réelles ou numériques, dans lesquelles un seul matériau est présent. Lorsque le dispositif présente certaines « répétitions », il faut les utiliser pour restreindre le domaine de calcul. Selon les logiciels, ces répétitions peuvent être l'indépendance selon une dimension (problème 1D ou 2D), l'indépendance angulaire (problème axisymétrique), la symétrie planaire, l'antisymétrie planaire, la périodicité, ...

Par la suite, le mailleur se charge de subdiviser ces régions automatiquement selon un pavage d'éléments conformes (sommets en commun) dont les formes les plus courantes sont les triangles, les tétraèdres, les prismes et les quadrilatères. De base le maillage obtenu est non

structuré ce qui, couplé aux éléments curvilignes, permet de respecter au mieux les frontières de régions. Certains maillages offrent la possibilité de réaliser un maillage structuré par régions afin de s'adapter au mieux à la régularité de la géométrie. Dans ce cas, en 3D l'élément pyramidal doit être disponible pour permettre le raccordement entre un maillage structuré à base d'hexaèdres et un maillage non structuré à base de tétraèdre.

Dans un maillage non structuré la densité de mailles n'est pas constante, par exemple pour mieux représenter des variations spatiales. Dans ce cas on utilise de plus en plus le maillage adaptatif qui consiste à effectuer des calculs successifs sur des maillages progressivement affinés là où la discrétisation provoque une erreur importante. Remarquons que ceci n'est pas forcément crucial puisque la technique des éléments finis revient à faire une projection des inconnues sur les fonctions de discrétisation, ce qui permet de tolérer, dans une certaine limite, une sous-discrétisation dans les régions inintéressantes à l'utilisateur. C'est en effet lui qui indique son intérêt à exploiter la solution dans certaines zones pour lesquelles la densité des points de calcul doit être accrue en indiquant par exemple la densité des points de maillage sur les arêtes ou les faces des régions. Toute la puissance du mailleur réside alors dans sa performance à raccorder les maillages entre régions tout en recherchant le plus possible de faces régulières (triangles équilatéraux ou quadrilatères carrés) afin d'induire le moins possible d'imprécision dans les résultats. La Figure 7 permet d'apprécier la complexité des logiciels de maillage dédiés à la méthode des éléments finis. On y voit à gauche l'ensemble des régions définies dans le cadre de l'étude de la page 42, au centre le maillage limité aux mailles surfaciques, et à droite un zoom de ces mailles.

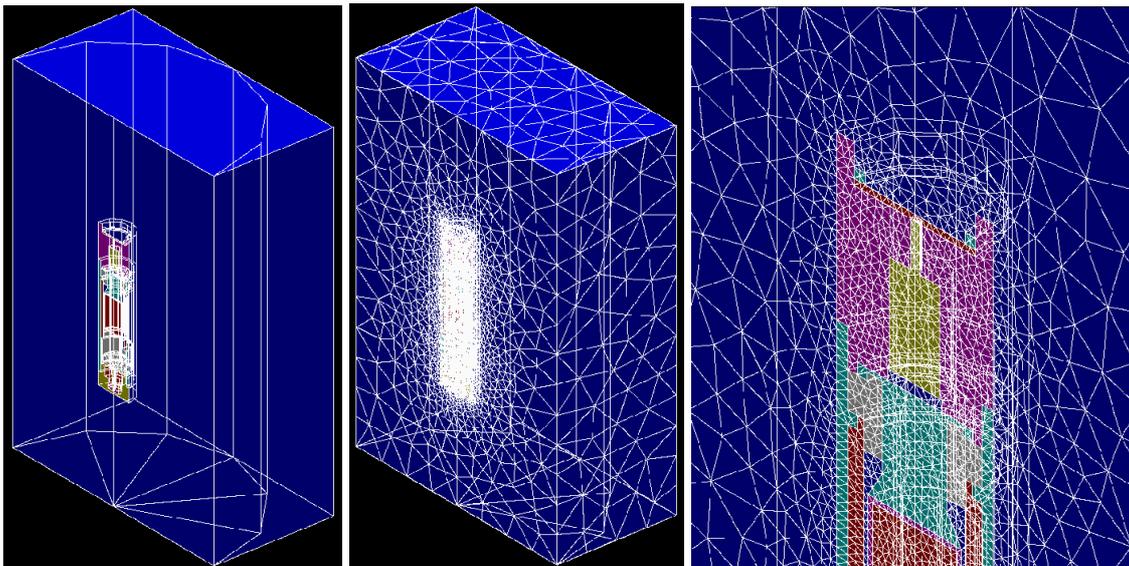


Figure 7 : Illustration de l'étape de maillage de la méthode par éléments finis

En général au cours de l'étape de maillage, le domaine de calcul doit être connexe, ne pas s'étendre jusqu'à l'infini et aussi ne pas comporter de « trous ». Si les inconnues ne doivent pas être estimées partout, c'est au cours des phases ultérieures que les « trous » seront définis.

2.3.2 Théorie numérique

On note α_i les fonctions de décomposition liées à chaque maille et c'est le couple (fonction, maille) qui porte le nom d'élément fini.

Le principe théorique est de transformer le problème différentiel en un problème variationnel minimisant sa fonctionnelle énergétique selon tous les éléments de la décomposition par la méthode de Ritz ou de Galerkin. En pratique, plutôt que de calculer la fonctionnelle

énergétique, on applique la projection de Galerkin qui conduit au même résultat quand la fonctionnelle est connue ou qui, sinon, permet une expression mathématique du problème. A titre d'exemple, l'équation de Poisson exprimée en potentiel scalaire électrique.

$$\begin{aligned} \text{div}(-\varepsilon.\text{grad}V) &= \rho \text{ projetée devient} \\ \int_V \alpha_i.\text{div}(-\varepsilon.\text{grad}V).dv &= \int_V \alpha_i.\rho.dv, \forall i \in [1, Nel] \end{aligned} \quad (11)$$

Les dérivées seconde de l'inconnue sont éclatés, par intégration par parties et application des théorèmes d'Ostrogradsky, en deux termes restreints à une dérivée première de l'inconnue :

$$\begin{aligned} \int_V \alpha_i.\text{div}(-\varepsilon.\text{grad}V).dv &= \int_V \text{div}(-\varepsilon.\alpha_i.\text{grad}V).dv + \int_V \varepsilon.\text{grad}\alpha_i.\text{grad}V.dv \\ &= \int_S -\varepsilon.\alpha_i.\vec{n}.\text{grad}V.dv + \int_V \varepsilon.\text{grad}\alpha_i.\text{grad}V.dv \end{aligned} \quad (12)$$

Sans que cela soit systématique (cf. page 42 « Exemples de développements spécifiques »), les intégrales surfaciques disparaissent généralement par continuité physique, par conditions de symétrie ou par conditions aux limites à l'infini (nullité des inconnues pour celle de Dirichlet, dérivée normale nulle pour celle de Neumann, cf. page 26). Cela simplifie alors l'assemblage du système matriciel obtenu, mais sans en changer la suite du traitement.

Les fonctions inconnues, ici le potentiel électrique scalaire, sont décomposées sur des fonctions de base prises traditionnellement identiques à celles de projection (projection/décomposition de Galerkin ($V(\vec{r}) = \sum_{j=1}^{Nel} V_j.\alpha_j$) pour obtenir :

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^{Nel} V_j.\int_{s_j} -\varepsilon.\alpha_i.\vec{n}.\text{grad}\alpha_j.dv + \sum_{j=1}^{Nel} V_j.\int_{v_j} \varepsilon.\text{grad}\alpha_i.\text{grad}\alpha_j.dv \\ = \sum_{j=1}^{Nel} \rho_j.\int_{v_j} \alpha_j.dv, \forall i \in [1, Nel] \end{aligned} \quad (13)$$

$$\Leftrightarrow \left\| \int_{s_j} -\varepsilon.\alpha_i.\vec{n}.\text{grad}\alpha_j.dv + \int_{v_j} \varepsilon.\text{grad}\alpha_i.\text{grad}\alpha_j.dv \right\| |V_j| = \left\| \int_{v_j} \alpha_j.dv \right\| |\rho_j|$$

Dans cette expression matricielle les sources, les propriétés physiques et les fonctions de base sont connues en tous points, il s'agit donc simplement d'un système linéaire dont le vecteur V_i contenant les degrés de liberté est l'inconnue. Ce système, dont la résolution nécessite l'inversion de la matrice principale, a été obtenu sans aucune simplification, le problème physique y est donc pour le moment intégralement retranscrit. C'est sa construction informatique qui nécessite des approximations, d'une part, dans le choix des fonctions de décomposition/projection et, d'autre part, dans l'assemblage du système matriciel à travers le calcul des intégrales par une méthode de Gauss qui peut générer des erreurs dans les régions où les mailles sont trop grandes vis-à-vis des variations spatiales des inconnues.

2.3.3 Choix des fonctions de décomposition

La technique des éléments finis s'appuie sur les éléments de Whitney inventés en 1957 [Whi-1957], [Rob-1987]. Depuis de nombreux éléments ont été développés, apparemment aucun ne permet de respecter complètement l'intégralité des équations de Maxwell. Ici, nous nous limiterons à présenter les conséquences impliquées par le choix des équations respectées.

Eléments nodaux

On suppose que les grandeurs de résolution varient régulièrement à l'intérieur de chaque élément (linéairement à l'ordre 1, quadratiquement à l'ordre 2, ...). Les coefficients du

polynôme de variation correspondant sont déterminés à partir des grandeurs de résolution aux noeuds de l'élément (sommets à l'ordre 1, plus milieux d'arêtes à l'ordre 2, ...), d'où l'appellation « élément nodal ». Ceci permet d'obtenir une décomposition des inconnues selon des fonctions d'interpolation et de décomposition $\alpha_j^e(x, y)$, choisies de sorte qu'elles valent 1 en un noeud de l'élément et 0 aux autres.

La géométrie maillée et le choix de l'ordre des variations des inconnues dans un élément fixent le nombre et l'expression des fonctions de décomposition. Puis ce sont les conditions physiques (excitations, conditions aux limites, propriétés physiques des matériaux) qui permettent de déterminer les degrés de liberté du problème traité par ces éléments finis.

Les inconnues sur une arête ne dépendent que de des nœuds la constituant, cela implique la continuité de la solution aux frontières des éléments. Cette contrainte interdit donc l'utilisation des champs électromagnétiques en présence de discontinuités des propriétés électromagnétiques des matériaux. Dans ce cas les inconnues doivent être les potentiels qui sont continus et les champs électromagnétiques sont alors estimés par dérivation spatiale des potentiels ce qui diminue la précision de leur estimation (variations spatiales diminuées d'un ordre, bruit numérique supplémentaire).

D'autre part, en 3D, la solution d'un problème vectoriel n'est mathématiquement pas naturellement unique aussi il est nécessaire, afin d'augmenter la précision de la solution, de forcer son unicité par une méthode de pénalité.

Enfin, pour les problèmes de conduction, il est impossible de modéliser les singularités de champ aux coins et arêtes, ce qui se traduit par des courants localement non physiques.

Ce sont les éléments les plus utilisés dans les logiciels commerciaux malgré tous ces défauts, pourtant les éléments présentés ci-dessous permettent de s'en affranchir.

Éléments d'arêtes ou éléments vecteur

Cette fois les degrés de liberté (les composantes tangentielles des champs) sont localisés sur les arêtes des éléments [Ned-1980], [Bos-1982], [Yao-1995]. On suppose en outre que les champs à l'intérieur de l'élément varient linéairement et s'y expriment comme une combinaison linéaire de fonctions de base. Elles possèdent des propriétés très intéressantes :

- Elles ont une contribution tangentielle non nulle sur une seule des arêtes. Ainsi la continuité tangentielle à travers les interfaces des éléments des champs est assurée.
- Elles varient selon la dimension qui n'est pas leur support, leur divergence est donc nulle ce qui est nécessaire pour représenter un champ dans une région sans sources.
- Leur rotationnel est non nul et constant sur l'élément, tel le champ complémentaire de celui servant comme inconnue.

Les éléments d'arêtes ne présentent donc pas l'inconvénient des éléments nodaux de perte de précision dans le calcul des champs à partir des potentiels. D'autre part par définition, le comportement physique sur les arêtes, et donc sur les coudes, est parfait. Ces éléments sont donc parfaitement adaptés aux problèmes privilégiant la continuité des composantes tangentielles aux interfaces. Pourtant, ces éléments ne sont pas beaucoup utilisés dans les logiciels commerciaux, principalement pour des raisons historiques.

2.3.4 Intégration numérique

Une fois les fonctions d'interpolation choisies, l'assemblage du système matriciel nécessite le calcul sur les éléments d'intégrales comportant ces fonctions associées aux propriétés

physiques et aux excitations. Pour cela, on fait appel à l'intégration numérique par la méthode de Gauss-Legendre (somme pondérée des valeurs prises par le polynôme en m points).

L'important est de noter que les points d'intégration sont généralement à l'intérieur des éléments, alors que les points d'interpolation sont pour la plupart sur ses frontières. La résolution et l'intégration ne se font donc pas aux mêmes endroits.

2.3.5 Conditions aux limites et évaluation du champ lointain

En **régime de diffusion**, la méthode des éléments finis nécessite théoriquement la prise en compte de l'espace s'étendant jusqu'à l'« infini ». Par limitation informatique, il est restreint à une boîte contenant toutes les sources ainsi que les zones d'intérêt, et dans laquelle le comportement des inconnues sur ses frontières peut être assimilé à celui à l'« infini ».

Deux comportements, ou conditions aux limites, sont communément utilisés :

- Dirichlet : l'inconnue a une valeur constante, le plus souvent nulle, sur la frontière.
- Neumann : la variation de l'inconnue selon la normale à la frontière est nulle.

La difficulté de la méthode réside dans le positionnement des frontières selon un dilemme : assez près pour restreindre ou mailler plus finement le domaine de calcul, mais suffisamment loin pour pouvoir les assimiler à l'« infini ». La règle est de vérifier que au moins dans la zone d'intérêt les résultats sont « indépendants » du type de conditions aux limites imposées. Par habitude ou par expérience, cette vérification n'est pas faite de manière systématique.

En **régime de propagation**, les champs ne sont plus nuls aux frontières de la boîte de calcul mais sont censés se propager au delà. En l'absence de traitement adapté, les frontières de la boîte de calcul se comportent comme des interfaces ce qui génère des réflexions parasites des ondes. Trois techniques ont été mises au point pour les annuler ou les diminuer [Rou-1996] :

- Les équations intégrales de frontière, par nature exactes, permettent de placer les frontières de calcul aussi près que possible du dispositif. En contrepartie, elles conduisent à une matrice pleine et dissymétrique qui les exclut des résolutions en 3D.
- La méthode de la couche absorbante (équivalente de celle utilisée avec la méthode des différences finies) est simple à mettre en œuvre mais elle est coûteuse en nombre de nœuds surtout pour des angles de fortes incidences. Les développements les plus connus sont ceux de Berenger [Ber-1994].
- Les conditions aux limites dites absorbantes correspondent à une transmission sans réflexion à travers les frontières. Globales, elles présentent les mêmes caractéristiques et inconvénients que les équations intégrales de frontière. Locales, elles permettent de mieux préserver le caractère creux de la matrice, n'augmentent pas le nombre d'inconnues, donnent des résultats satisfaisants et limitent considérablement le temps de calcul. Elles sont donc les plus appropriées en 3D, par contre leur efficacité dépend de l'angle d'incidence de l'onde. Il faut aussi garder à l'esprit qu'elles ne conduisent qu'à une solution approximative et que la distance frontière/dispositif doit être de l'ordre de la longueur d'onde. Les conditions aux limites absorbantes les plus connues sont celles de Bayliss et Turkel [Bay-1980], de Engquist et Majda [Eng-1977].

La boîte de calcul n'a souvent aucune réalité physique, ce n'est qu'une troncation artificielle restreignant le nombre d'inconnues. Or il est souvent nécessaire d'estimer les champs au delà du domaine maillé. Deux techniques de prolongement du champ proche sont employées :

- La méthode des équations intégrales de frontière utilise le fait que la connaissance de certaines variables sur la frontière du domaine suffit pour connaître la solution en tout

point. On peut ainsi déterminer la valeur des champs en un point situé à l'extérieur du domaine à partir des valeurs de ce champ obtenues par exemple sur la frontière où sont appliquées les conditions aux limites absorbantes (cf. page 18).

- La méthode du développement en séries harmoniques utilise le fait que toute onde peut être décrite comme la somme de fonctions élémentaires solutions de l'équation de Helmholtz et dont on connaît la décroissance. Les coefficients de la décomposition sont déterminés à partir de la connaissance du champ proche sur une surface contenant toutes les sources ainsi que tous les objets diffractants.

La méthode du développement en séries harmoniques est plus précise que celle des intégrales de frontière car elle ne fait pas intervenir de dérivation du champ introduisant des erreurs. Par contre, elle consomme plus de temps de calcul et la frontière de calcul doit être une sphère.

2.3.6 Résolution numérique

La résolution d'un système linéaire $A.x=b$ est un problème très courant mais complexe dès que la matrice A devient dense et N grand. L'assemblage du système matriciel conduit à une matrice A carrée (autant de fonctions de projection que de décomposition) de taille le produit du nombre de degrés de liberté géométrique par le nombre d'inconnues physiques. Heureusement la matrice A est très creuse. En effet, les degrés de liberté n'appartiennent qu'à un très petit nombre d'éléments, les voisins par un sommet, une arête, une face. Ce nombre dépend du type d'élément fini mais est indépendant de la taille du problème. En optimisant le classement des degrés de liberté, tous les voisins d'un élément peuvent se situer à proximité de sorte que la matrice devienne une matrice bande de largeur quelques dizaines d'éléments.

D'autre part, la matrice A est généralement symétrique, c'est d'ailleurs une condition nécessaire à l'existence théorique d'une solution. L'utilisation de ces deux propriétés est, d'une part, économique en stockage mémoire et, d'autre part, permet l'inversion de la matrice par des méthodes performantes itératives telle les méthodes à base du gradient conjugué. Plus récemment la méthode GMRES (Generalized Minimum Residual) a tendance à se généraliser, il s'agit d'approcher la solution par le calcul d'une série de vecteurs orthogonaux. En profitant des performances informatiques, la taille des systèmes avoisine actuellement le million.

Une méthode de résolution des systèmes linéaires commence à faire l'unanimité à propos de la méthode des moments quant à sa rapidité (cf. page 28). Peut-être pourra-t-elle être adaptée à la méthode des éléments finis ? Je l'espère car, à court terme, je crois plus aux améliorations générales dans les méthodes mathématiques qu'aux astuces développées sur des configurations informatiques et encore moins à celles dédiées à des études très particulières.

2.4 Les moments (MoM)

Quoique connue depuis le début du vingtième siècle, ce n'est qu'au cours des années 60 [Har-1968] qu'est apparue son application à l'électromagnétisme, plus particulièrement en présence de corps impénétrables ou de milieux homogènes.

Cette méthode peut être vue comme une généralisation de celle des éléments finis. En effet, pour cette dernière les fonctions de projection et de décomposition sont identiques et d'extension spatiale limitée à l'élément alors qu'ici, d'une part, les fonctions de projection, ou de test, g_m et de décomposition f_n sont différentes, et, d'autre part, leurs supports ne sont pas forcément limités à un élément mais peuvent s'étendre jusqu'à l'infini (fonctions de Green). Du coup, la méthode est théoriquement plus performante à celle des éléments finis mais avec couplage entre mailles et donc plénitude du système matriciel. Ceci impose une résolution directe des systèmes linéaires et est souvent incompatible avec les capacités des ordinateurs.

En conséquence, les fonctions de test et de projection sont souvent choisies bien plus simplement. Par exemple, ce sont les fonctions constantes pour f_n et les Dirac centrés sur la maille pour g_m . Cela conduit à supposer les champs et les propriétés physiques constants dans une maille. Ce choix des paramètres de discrétisation correspond à la méthode de collocation de type Point-Segment. Le choix classique conduit à une résolution rapide du système matriciel mais aussi à une faible précision sur la fonction inconnue.

En conséquence, cette méthode est peu adaptée au traitement des géométries complexes, inhomogènes et surtout tridimensionnel.

2.4.1 Les multipôles généralisés (MLFMM)

Pour des systèmes de petites tailles, la résolution matricielle peut être effectuée par une méthode classique de coût en N^3 . Mais lorsque la taille croît, cela devient rapidement prohibitif. Une méthode est dite rapide lorsqu'elle permet de stocker et d'effectuer ces résolutions avec un stockage mémoire et un coût CPU strictement inférieurs à celui d'une résolution classique. La découverte des méthodes multipôles rapides intervenant dans la résolution itérative de systèmes linéaires de grande taille, notamment celle développée par V. Rokhlin dans [Gre-1997], a conduit à un coût informatique en N , ce qui l'a faite classée dans les meilleurs algorithmes du vingtième siècle. L'idée est d'utiliser la constatation que beaucoup de potentiels vérifient une régularité permettant une approximation à longues distances moins gourmande en complexité algorithmique et en stockage mémoire. A cette technique, L. Greengard a ajouté la décomposition hiérarchique de l'espace (quad-tree, octree) s'appuyant sur une structure arborescente permettant la notion de parenté entre groupes.

Partant des limites de la méthode des moments constatées précédemment (mémoire en N^2 temps de calcul en N^3 , ce qui devient prohibitif pour N grand) la variante dite des « multipôles généralisés » a été introduite [Coi-1993] en s'appuyant sur les deux algorithmes précédents. Elle permet donc de calculer le couplage entre un grand nombre d'éléments et est d'autant plus efficace que certains sont bien « séparés ». Dans ce cas, le couplage n'est pas évalué en utilisant directement les interactions entre élément mais en utilisant une décomposition récursive du problème en sous-problèmes, ou groupes. Les fonctions de décomposition (appelées aussi d'expansion) sont des ondes de champs sphériques (fonctions analytiques) produites par les multipôles. Chaque niveau de sous-problèmes est divisible et les relations entre groupes sont mémorisées dans une structure arborescente parent/enfant. Le calcul complet de l'interaction ne concernant que des groupes proches, le gain en temps et en ressources informatiques peut être très élevé. L'approximation se fait selon 5 étapes :

- Evaluation de l'expansion en ondes planes sortantes au plus faible niveau de l'arbre des relations entre groupes
- Propagation ascendante de l'expansion à travers l'arbre. Ceci se fait par interpolation sur une grille plus fine (les groupes supérieurs correspondent à plus d'harmoniques) et décalage du centre de l'expansion au centre du groupe parent.
- Translation de l'expansion aux groupes distants.
- Propagation descendante de l'expansion à travers l'arbre. Ceci se fait du centre de l'expansion au centre du groupe enfant et filtrage sur une grille plus grossière (les groupes inférieurs correspondent à moins d'harmoniques).
- Réception des ondes planes au niveau le plus bas avec calcul de la tension induite sur chaque élément.

Ce principe peut être schématisé par la Figure 8. On y retrouve à gauche la propagation ascendante avec décalage au centre du groupe parent, puis la translation aux groupes distants et à droite la propagation descendante dans le groupe enfant.

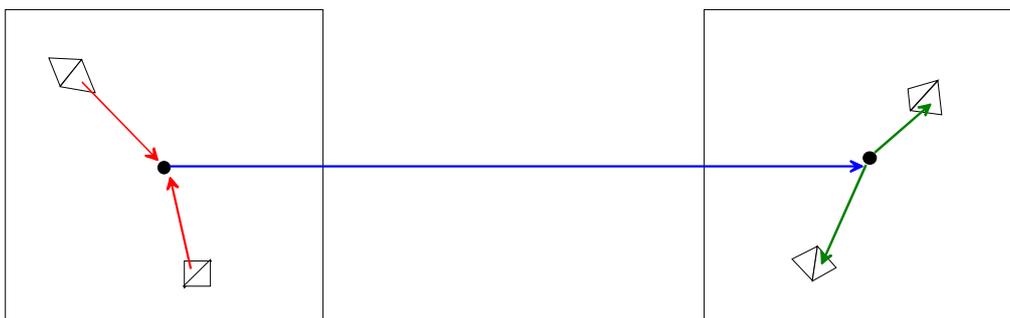


Figure 8 : Schéma de principe de l'interaction éloignée

N'ayant pas utilisé cette méthode, je ne peux me référer qu'à des informations commerciales. Par exemple, la société Feko [Fek-2005] propose divers logiciels en électromagnétisme et notamment un exploitant la méthode des multipôles généralisés dont ils indiquent sur leur site les besoins informatiques : $N.\log(N)$ en mémoire et $N.\log(N).\log(N)$ en temps de calcul. Ceci conduit donc à une économie de plusieurs ordres de grandeur ce qui autorise le traitement précis de structures complexes. La Figure 9 contient par exemple le maillage en « groupes » d'un avion ainsi que la répartition du champ d'une antenne placée à son bord.

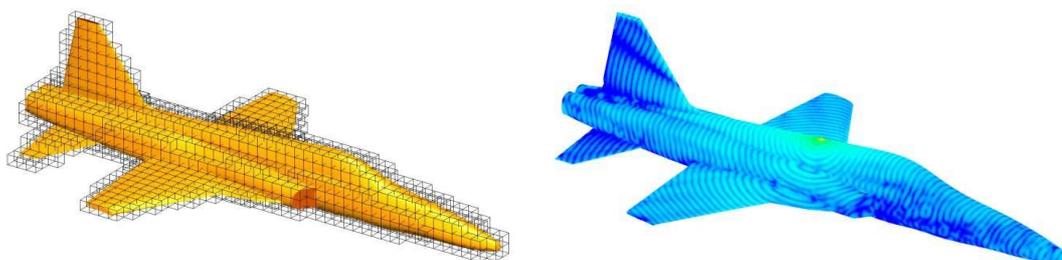


Figure 9 : Exemple de maillage en niveaux et de résultats par la méthode MLFMM

Un autre des intérêts de cette démarche réside dans la possibilité de parallélisation.

Remarque : La méthode des différences finies est en train de connaître le développement [Abd-2005] d'une démarche équivalente appelée CBFDTD (décomposition de l'espace en sous-régions dont le calcul des interactions dépend de leurs proximités). A quand une même évolution pour la méthode des éléments finis ?

2.5 Les intégrales de frontière (IF)

2.5.1 Théorie

Pour les autres méthodes présentées, les inconnues sont calculées dans le domaine volumique. En fait la connaissance de certaines variables sur les frontières du domaine peut parfois suffire à leur détermination. La méthode des intégrales de frontières utilise cette propriété.

On utilise la mise en relation de deux opérateurs différentiels, l'équation à résoudre et une équation associée dont on connaît la solution analytique dans l'espace infini (l'opérateur adjoint). Leur combinaison dans une formule intégrale fait apparaître des intégrales surfaciques sur les frontières des régions, à condition que l'opérateur de l'équation à résoudre soit linéaire et que les sources soient concentrées ou « ramenables » sur cette frontière. L'intégrale volumique restante exprimée à partir de fonctions connues ne pose pas de problème d'évaluation. Les intégrales surfaciques, contenant les fonctions inconnues,

subissent un traitement identique à celui des éléments finis (projection/décomposition) mais en bidimensionnel pour obtenir le système matriciel à résoudre.

En exemple, prenons comme équation à résoudre celle de Poisson $\Delta u=f$ dans un domaine V à la frontière S finie et lisse, et comme équation associée celle du Laplacien dont la solution est la fonction de Green G . On définit la distribution h :

$$h = \begin{cases} 0 & x \notin V \\ 1/2 & x \in S \\ 1 & x \in V \text{ et } x \notin S \end{cases} \Rightarrow \text{grad}(h) = -\delta_s \cdot \vec{n} \quad (14)$$

On généralise l'équation de Poisson à tout l'espace par le produit des fonctions u et h :

$$\begin{aligned} \Delta(h.u) &= \text{div}(h.\text{grad}(u)) + \text{div}(u.\text{grad}(h)) \\ &= h.\Delta(u) - \text{grad}(u) \cdot \delta_s \cdot \vec{n} - \text{div}(u \cdot \delta_s \cdot \vec{n}) \end{aligned} \quad (15)$$

Dont la solution s'obtient par le produit de convolution par G , d'où la forme intégrale :

$$\begin{aligned} h.u &= \int_V f \cdot G \cdot dv - \int_S \text{grad}(u) \cdot \vec{n} \cdot G \cdot ds + \int_S u \cdot \vec{n} \cdot \text{grad}G \cdot ds \\ &= \int_V f \cdot G \cdot dv - \int_S \frac{\partial u}{\partial n} \cdot G \cdot ds + \int_S u \cdot \frac{\partial G}{\partial n} \cdot ds \end{aligned} \quad (16)$$

Le maillage étant restreint aux interfaces entre les régions, le système matriciel est bien plus compact qu'avec les méthodes précédentes. Par contre, il est plein (tout point des surfaces est une source qui interagit avec les autres), souvent non symétrique et de plus mal conditionné. Ceci empêche l'utilisation des méthodes itératives performantes, d'où un temps de résolution comparable à celui des méthodes DF ou EF bien que les systèmes matriciels soient de plus petites tailles. Cette méthode ne présente plus aucun intérêt par rapport aux méthodes locales (EF, DF, ...) lorsque les objets sont complexes et hétérogènes.

De plus la résolution du système matriciel fournit la valeur des inconnues sur les frontières des régions, ce qui est rarement suffisant pour le physicien. L'obtention de la valeur des inconnues aux autres points de l'espace se fait au post-processeur par intégration des contributions provenant de tous les nœuds du maillage, ceci est supportable pour un nombre restreint de points de calcul, mais devient très pénalisant lorsque celui-ci croît fortement comme pour une visualisation dans un plan ou dans tout l'espace.

Finalement, cette méthode qui semblait attractive est peu utilisée dans les logiciels commerciaux généralistes.

2.5.2 Couplage aux méthodes locales

A cause des contraintes informatiques, les méthodes locales (EF, DF) nécessitent de tronquer le domaine d'étude. Or il est souvent nécessaire de connaître la solution au delà de ces frontières artificielles. De plus, celles-ci génèrent aussi des réflexions à l'intérieur du domaine qui perturbent la solution physique. Comme la méthode des intégrales de frontières permet d'effectuer le calcul de la solution à l'infini sans nécessiter de limitation du domaine, son couplage est un moyen de créer des conditions aux limites performantes. Par contre, du fait de la plénitude et de la non symétrie du système matriciel produit, l'intérêt du couplage est parfois beaucoup plus limité qu'il n'y paraît au premier abord.

2.6 Les matrices de lignes de transmission (TLM)

Cette méthode possède une approche unique dont la formulation a été introduite par Johns au début des années 1970 à partir de considérations sur le principe de Huygens en optique : « Chaque point d'un front d'onde peut être considéré comme une source secondaire sphérique

isotrope. Le nouveau front d'onde est l'enveloppe de ces sources secondaires ». Le problème revient à trouver comment créer ces sources secondaires ? ([Sag-1996], [Chr-1995]).

2.6.1 Théorie

L'espace d'analyse est maillé régulièrement sur un seul maillage, dont les nœuds sont reliés par des lignes de transmission virtuelles. Au cours de la simulation, l'excitation se propage (cf. Figure 10 en 2D) des nœuds source aux nœuds adjacents à travers ces lignes en tenant compte de leurs impédances respectives. Aux points de mesure on obtient une suite d'impulsions représentant la réponse temporelle, les résultats fréquentiels s'obtenant alors par transformée de Fourier. Ce type de maillage interdit le parfait respect des frontières complexes des régions tout comme dans la version classique des différences finies.

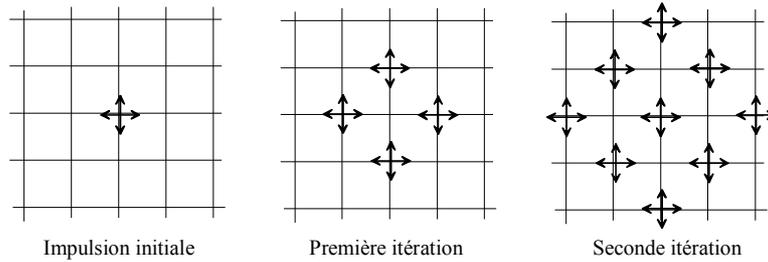


Figure 10 : Propagation dans un milieu homogène à 2 dimensions

La Figure 11 montre la structure électrique des lignes de transmission « parallèles » et « série » en 2D.

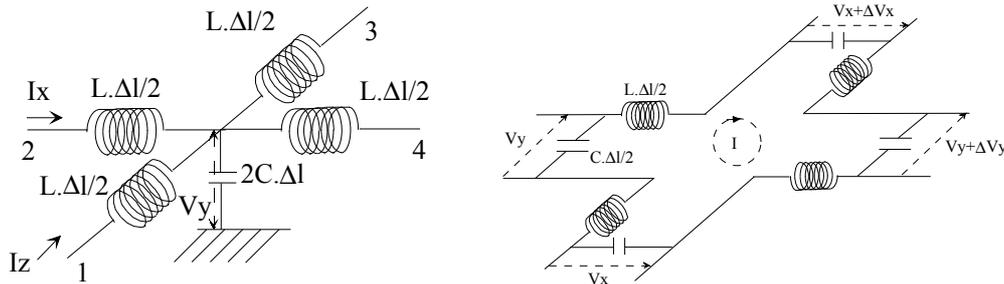


Figure 11 : Schéma électrique en 2D du nœud parallèle (à gauche) et série (à droite)

Le schéma numérique s'apparente à celui de la méthode des différences finies, puisque les dérivées sont approximées par des séries de Taylor et que, appliquées aux équations de lignes

avec pertes
$$\begin{cases} \frac{\partial I(x,t)}{\partial x} = -G.V(x,t) - C \frac{\partial V(x,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = -R.I(x,t) - L \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} \end{cases}, \text{ elles conduisent à la formulation explicite :}$$

$$\begin{cases} V_i^{n+1/2} = \left[\frac{C}{\Delta t} - \frac{G}{2} \right] V_i^{n-1/2} - \frac{1}{\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2}} \cdot \frac{I_{i+1/2}^n - I_{i-1/2}^n}{\Delta x} \\ I_{i+1/2}^{n+1} = \left[\frac{L}{\Delta t} - \frac{R}{2} \right] I_{i-1/2}^{n+1} - \frac{1}{\frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2}} \cdot \frac{V_i^{n+1/2} - V_i^{n-1/2}}{\Delta x} \end{cases} \quad (17)$$

Courants et tensions sont « décalés » en temps et en espace d'un demi pas de discrétisation et la stabilité est toujours conditionnée par la condition de Courant. Pour préserver le

synchronisme des impulsions sur les nœuds de la méthode, il est préconisé d'utiliser des mailles carrées à pas spatial constant sur toute la structure. Lorsque celle-ci contient des discontinuités ou de petites inhomogénéités, ceci entraîne un nombre de mailles considérable et parfois prohibitif, surtout en tridimensionnel.

Une possibilité est d'utiliser des bras de longueurs subdivisés régulièrement par un entier N . Après répartition des impulsions sur les différents bras, il suffit de les mettre en mémoire puis de les appliquer après un nombre N d'itérations correct au nœud adjacent concerné. Grâce à ces mailles rectangulaires il est possible d'effectuer des changements de maillage permettant de mailler finement uniquement les régions de la structure qui le nécessitent. Une autre manière d'obtenir le synchronisme des impulsions dans les mailles rectangulaires consiste à rendre les vitesses de propagation proportionnelles à la longueur des lignes.

Quelques équipes [Sew-2004] étudient l'application de la méthode TLM à des maillages non structurés à base de triangles ou de tétraèdres. Si cette évolution s'avérait performante en précision et temps de calcul, elle pourrait susciter un intérêt plus marqué pour cette méthode.

En 3D différents types de nœuds ont été inventés. C'est le nœud « condensé symétrique » [Jon-1987] (cf. Figure 12) qui semble avoir supplanté tous les autres actuellement et qui connaît quelques évolutions en cours d'étude performantes en termes d'espace mémoire : nœuds « condensé symétrique hybride » et « symétrique super-condensé ». Sa version initiale a été construite pour établir directement une matrice de répartition à partir de considérations énergétiques, des symétries du problème et des équations de Maxwell. Chacune des 6 branches transporte les deux polarisations de l'onde grâce aux deux lignes de transmission la constituant. Six stubs supplémentaires sont ajoutés sur le nœud afin de permettre le traitement des mailles parallélépipédiques ainsi que des milieux diélectriques et magnétiques. Le pas de calcul temporel est choisi de telle sorte que les admittances et impédances de ces stubs restent positives. Notons que si la maille est très fortement rectangulaire, ce pas de temps doit être très petit ce qui est préjudiciable au temps de calcul total.

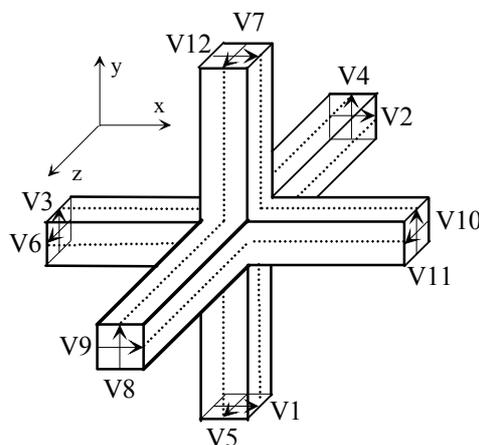


Figure 12 : Schéma du nœud condensé symétrique

2.6.2 Les quatre causes d'erreur dans la méthode TLM

Erreur de troncature

Le calcul s'effectuant dans le domaine temporel, la réponse fréquentielle est obtenue par transformée de Fourier. Le processus étant arrêté arbitrairement, ceci revient à appliquer une fenêtre temporelle, d'où une troncature. Pour diminuer cette erreur, il faut prendre un nombre d'itérations très important au détriment du temps de calcul. L'estimation est améliorée par

l'utilisation d'une fenêtre de pondération ou d'une méthode de traitement du signal du type Prony-Pisarenko ou Matrix-Pencil. Cette erreur n'est pas spécifique de cette méthode.

Erreur de dispersion du réseau

Tout comme pour la méthode des différences finies, la vitesse de propagation d'un front d'onde diminue avec la fréquence et de manière non isotrope selon le type de nœud. Dans le cas rare où l'on connaît la direction de propagation, il est possible de corriger l'erreur de dispersion de réseau. A noter que l'augmentation de l'admittance de ligne diminue la gamme de fréquences utilisables. Pour une admittance nulle, la condition $\Delta l < \lambda/10$ doit être respectée pour assurer une erreur inférieure à 1%.

La variante ADI de la méthode des différences finies (cf. page 16) a été appliquée avec beaucoup plus de succès à la méthode TLM [Mag-2001], puisque l'ensemble reste explicite tout en pouvant utiliser de plus grands pas temporels. A ma connaissance, les logiciels commerciaux ne l'intègrent pas encore.

Erreur de résolution spatiale

Cette erreur provient d'une discrétisation spatiale insuffisante, il y a compromis entre précision et temps de calcul. Cette erreur n'est pas spécifique de cette méthode.

Erreur de modes parasites

Le réseau TLM est dispersif et présente une fréquence de coupure. Au delà de cette fréquence, il y a apparition de modes évanescents et même parasites. Ils peuvent être filtrés, mais ils restent gênants en présence de discontinuité (modes évanescents supplémentaires) de parois absorbantes (se présentant comme des discontinuités, elles génèrent des modes parasites conduisant au mieux à une mauvaise absorption et au pire à une divergence).

Un moyen de palier ces défauts, c'est d'utiliser des impulsions Gaussiennes de paramètres adaptés aux propriétés fréquentielles du maillage plutôt que celles de Dirac.

2.6.3 Conclusions

Les domaines d'utilisations sont théoriquement les mêmes pour les méthodes TLM et DF, les préférences des utilisateurs dépendent donc surtout de leur « sensibilité » : l'analogie aux lignes de transmission paraît plus intuitive et facile à utiliser pour certains, alors que d'autres préfèrent l'approche simple et directe des équations de Maxwell par la méthode DF. Dans la pratique, le domaine de prédilection de la TLM semble surtout être celui des guides d'onde. Signalons aussi que ces deux méthodes conduisent à des systèmes linéaires multidimensionnels peu remplis et de grandes tailles (la densité de mailles ne diminue pas à l'infini). Par contre, les besoins informatiques de la TLM sont plus importants pour le remplissage des matrices et pour obtenir une précision comparable.

Je n'ai pas utilisé cette méthode, mais ayant plus une perception numérique qu'électronique, elle me semble « empirique » dans sa mise en œuvre, pas adaptée aux problèmes électromagnétiques complexes ouverts et n'apporte pas d'avantages significatifs par rapport aux autres méthodes. Comme d'autre part, elle est actuellement marginale dans les logiciels commerciaux, nous n'avons pas fait appel à elle. Néanmoins, suite à son approche unique, elle reste une méthode potentielle quant au traitement de nouveaux types de problème.

2.7 Les méthode asymptotiques

Nous quittons le domaine des méthodes qualifiées d'« exactes » pour celui des méthodes « asymptotiques ». Ne répondant pas aux problèmes qui intéressent pour le moment mon unité, nous n'y avons pas encore fait appel, aussi je n'en exposerai que les grandes lignes puisées dans [Bou-1994] afin que le lecteur puisse y trouver une référence.

2.7.1 Théorie

Lorsque la longueur d'onde tend vers « zéro » (très hautes fréquences), les champs sont déterminés uniquement par l'optique géométrique (OG) : phase variant linéairement le long d'un rayon et puissance conservée dans un tube de rayons. Établie bien avant les équations de Maxwell et avant même la notion d'équation aux dérivées partielles, elle est fondée sur la notion intuitive de rayons déterminés par les lois de la réflexion et de la réfraction découlant du principe de Fermat (chemins qui minimisent la trajectoire entre deux points). En espace libre, le principe de Fermat impose aux rayons d'être des droites et de se réfléchir suivant les lois de Descartes. Le principal inconvénient de cette vision est de prévoir des champs nuls dans les zones d'ombres géométriques, ce qui est contredit par l'expérience (trous d'Young).

La théorie géométrique de la diffraction (TGD), inventée par J.B. Keller dans les années 60, est souvent vue comme un intermédiaire entre les méthodes exactes et l'optique géométrique. Inventée pour palier les défauts de cette dernière, elle l'enrichit de rayons « diffractés » par les arêtes et discontinuités pénétrant dans les zones d'ombre, ainsi que de rayons rampants à la surface de l'objet. On fait l'hypothèse qu'en hautes fréquences toutes les ondes sont localement planes. Le champ diffracté ne dépend alors que des propriétés locales du champ incident et de l'objet en leur point d'intersection (principe de localité). Pour chaque contribution à la diffraction, ce postulat conduit à remplacer l'objet réel par un objet simple, ou canonique, localement équivalent à l'objet réel mais exactement localement soluble, ce qui permet de pouvoir traiter tous les objets quelle que soit leur complexité.

Une fois les rayons déterminés, il faut calculer leurs phases, amplitudes et polarisations, en distinguant les rayons rampants de ceux diffractés par les arêtes et discontinuités. Une fois émis, ces derniers suivent l'évolution des rayons classiques de l'OG (un gradient de phase variant linéairement dans la direction de propagation). Quant aux rayons rampants, ils émettent tout au long de leur parcours des rayons d'espace suivant la tangente à l'objet, ils s'atténuent donc par rayonnement. Leur phase comporte une partie complexe rendant compte de cette atténuation. De plus, ces rayons rampants sont des rayons de surface qui répondent à une formulation particulière de la conservation de puissance. Il faut surtout bien comprendre que le champ calculé par la GTD le long d'un rayon rampant n'est qu'un champ fictif.

La difficulté de la méthode réside dans la résolution des problèmes canoniques et dans l'interprétation des résultats obtenus en terme de rayons. Cette interprétation fournit le rapport, appelé coefficient de diffraction, du champ sur le rayon diffracté au champ sur le rayon incident (apport de Keller et de ses successeurs). Pour l'utilisateur, la TGD se ramène donc à une recherche géométrique des rayons contribuant au champ diffracté et au calcul du champ le long de chaque rayon à l'aide des principes intuitifs énoncés plus haut et d'une bibliothèque préalable de coefficients de diffraction. Il ne se rend même pas compte qu'il s'agit d'un problème aux limites difficile de la physique mathématique.

L'inconvénient de la méthode, c'est qu'elle prédit des résultats infinis dans certaines zones comme les enveloppes de rayons (caustiques). D'autre part ses fondements ne sont pas explicites. Il faut considérer le problème de diffraction par un obstacle comme un problème aux limites sur les équations de Maxwell où intervient un « petit » paramètre : la longueur

d'onde λ ou l'inverse du nombre d'onde k . Ce problème peut être résolu analytiquement par la méthode des développements asymptotiques appliquée à ce « petit » paramètre. L'idée est toujours de postuler une forme particulière, appelée Ansatz, de la solution. C'est le produit d'une exponentielle rapidement variable d'une phase par une amplitude lentement variable et écrite sous la forme d'un développement asymptotique en puissance inverse de k . La forme la plus simple $A(x).e^{ikS(x)}$ permet de déduire toutes les lois de l'Optique Géométrique. D'autres Ansatz plus généraux permettent de comprendre et de cerner les limites de validité de TGD : elle ne s'applique que dans les zones où le champ est un « champ de rayons », c'est à dire que localement il se comporte comme une onde plane se propageant selon le gradient de phase.

Dans certaines zones, cette hypothèse n'est pas vérifiée : l'amplitude du champ varie rapidement perpendiculairement au gradient de phase. Par analogie à la mécanique des fluides, ces zones sont appelées « couches limites ». Elles sont situées au voisinage de la surface des objets, sur les frontières ombre-lumière ou encore au voisinage des caustiques. Leurs épaisseurs tendent vers 0 avec la longueur d'onde, sinon phases et amplitudes y dépendent de fonctions a priori arbitraires de coordonnées étirées (multipliées par une puissance fractionnaire $k^{p/q}$ du nombre d'onde k) adaptées à l'objet diffractant et à la physique du problème. Le choix de la puissance p/q ainsi que la forme du développement asymptotique sont obtenus à partir d'un problème canonique ou bien par étude directe des équations à résoudre. A l'aide d'un Ansatz bien choisi, on parvient à satisfaire les équations de Maxwell, la condition de radiation et les conditions aux limites sur l'objet

Les méthodes précédentes doivent être adaptées lorsque le champ incident n'est plus un champ de rayons ou quand des champs de la couche limite sont rediffractés par l'obstacle. La Théorie Spectrale de la Diffraction (TSD) répond à ce problème en représentant ces champs comme spectre d'ondes planes. Ce type de problème étant linéaire, le champ diffracté global est la superposition des champs diffractés par l'objet éclairé par les ondes planes incidentes.

2.7.2 Exemples de problèmes canoniques

Notre présentation se limite aux différents types de rayons, sachant que les calculs de la phase, de l'amplitude et de la polarisation de leurs champs sont développés in extenso dans [Bou-1994]. Commençons par définir un rayon au sens du principe de Fermat généralisé :

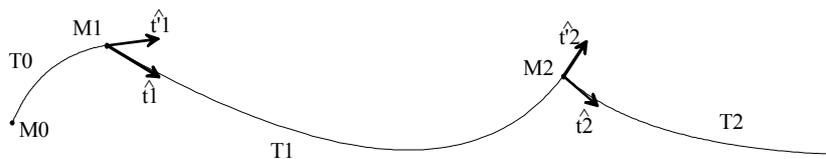


Figure 13 : Exemple de rayon au sens du principe de Fermat généralisé

Le principe de Fermat généralisé peut être formalisé ainsi (cf. Figure 13) : le chemin T est composé de N tronçons T_i connectés entre eux et tracés soit dans l'espace soit sur la surface de l'objet. Les points M_i sont les points situés sur la surface de l'objet où la direction de T change. On appelle chemin optique la longueur du chemin T correspondant à l'intégrale curviligne : $L(T) = \int_T ds$. Le principe de Fermat généralisé indique que « T est un rayon si et seulement si T est de longueur stationnaire parmi les chemins continus par morceaux respectant les connexions sur la surface ». Ceci signifie que la variation infinitésimale $\delta L(T)$ est nulle quels que soient les déplacements $\delta \vec{M}$ compatibles avec les connexions en surface. Pour la calculer, appliquons le calcul variationnel puis une intégration par parties :

$$\delta L(T) = \int_T \hat{t} \cdot d(\delta \vec{M}) = 0 \Rightarrow \delta L(T) = \sum_{i=1}^N (\hat{t}'_i - \hat{t}_i) \delta \vec{M} - \sum_{i=1}^N \int_{T_i} \delta \vec{M} \cdot d\hat{t} = 0 \quad (18)$$

Pour que cette équation soit toujours vérifiée, cela conduit à deux types de conditions :

- $N+1$ conditions caractérisant les tronçons élémentaires $\int_{T_i} \delta \vec{M} \cdot d\hat{t} = 0$
- N conditions relatives aux points de diffraction (ou réflexion) $(\hat{t}'_i - \hat{t}_i) \cdot \delta \vec{M} = 0$

Elles contiennent toutes les lois permettant de déterminer les rayons optiques ou diffractés, de la Figure 14. Voici leurs applications aux tronçons les plus représentatifs :

Tronçons en espace libre

En absence d'objet, $\delta \vec{M}$ est arbitraire avec 3 degrés de liberté ce qui impose $d\hat{t} = 0 \Rightarrow \hat{t} = c^{te}$, donc $\hat{t}_i = \hat{t}'_i$. En espace libre, les rayons sont des droites.

Réflexion d'une surface régulière

De part et d'autre du point de réflexion M les rayons sont des droites de directions $\hat{t}_i = \vec{i}$ et $\hat{t}'_i = \vec{r}$. M devant rester à la surface de l'objet, $\delta \vec{M}$ appartient au plan tangent à l'objet au point de réflexion. Les conditions aux points de diffraction imposent alors à $\vec{i} - \vec{r}$ d'être colinéaire à la normale \vec{n} . Ce sont les règles habituelles de l'Optique Géométrique et des rayons rectilignes : le rayon réfléchi est dans le plan d'incidence défini par la normale locale et le rayon incident, et l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence.

Diffraction par une arête ou une pointe

Les rayons de part et d'autre du point de diffraction sont des droites. $\delta \vec{M}$ est suivant la tangente à l'arête diffractante \vec{a} , les conditions aux points de diffraction conduisent alors à $(\vec{i} - \vec{d}) \cdot \vec{a} = 0$. C'est un cône d'axe la tangente à l'arête et de demi angle au sommet β l'angle entre \vec{i} et \vec{a} . On retrouve le cône de Keller.

En une pointe, $\delta \vec{M} = 0$ et la condition de diffraction est toujours satisfaite : Une pointe ou un point singulier diffracte dans toutes les directions.

Rayon de surface

$\delta \vec{M}$ est tangent à la surface. Les conditions sur tronçons imposent $\delta \vec{M} \cdot d\hat{t} = 0$ donc $\frac{d\hat{t}}{ds} = \lambda \cdot \vec{n}$.

La normale au rayon de surface coïncide avec la normale à la surface. Les rayons de surfaces suivent les géodésiques de la surface, ce sont donc des rayons rampants.

Emission d'un rayon d'espace par un rayon rampant

C'est la réciproque de la situation précédente « les rayons rampants émettent des rayons d'espace selon leurs tangentes ». Leur énergie se divise donc en deux : une partie continue suivant la géodésique, le reste est émis en rayon d'espace (atténuation par rayonnement).

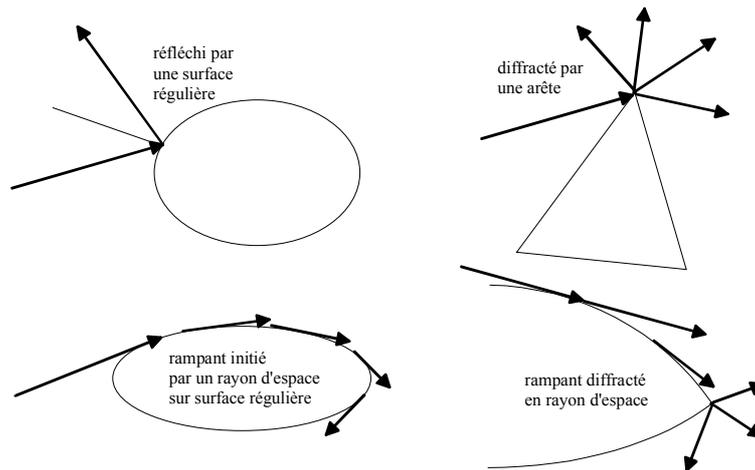


Figure 14 : Exemple de rayons diffractés

2.7.3 Conclusions

Sauf peut-être sur les frontières ombre-lumière où apparaissent des sauts non physiques, les aspects théoriques de ces méthodes sont bien maîtrisés. Et pourtant, quand on n'est pas spécialiste du domaine, un sentiment d'empirisme subsiste, certainement à cause de l'aspect intuitif de ces méthodes. La nécessité d'une grande expérience de l'utilisateur me semble nécessaire pour qu'il soit performant dans l'application de ces méthodes. Par exemple, c'est généralement l'utilisateur qui choisit les problèmes canoniques à prendre en compte et ce sans règles universelles et précises pour l'assister. Or c'est ce choix qui conditionne la validité, la précision des résultats atteinte ainsi que le temps de calcul.

Leurs limitations principales sont que tous les objets doivent se trouver dans le champ lointain de la source. Ceci rend ces méthodes inadaptées aux problèmes « proches » donc interdit la détermination des courants, donc des paramètres S et notamment de l'impédance.

En contrepartie, ces méthodes possèdent d'énormes avantages :

- Aucune limitation sur la taille maximale de la structure étudiée,
- Besoin de moyens informatiques relativement faibles.

Ces avantages sont tellement attrayants que si un problème respecte les conditions d'application, ces méthodes doivent être envisagées pour son traitement.

2.8 Les domaines fictifs

On a vu que :

- La méthode DF, théoriquement avantageuse en temps de calcul, ne permet pas de respecter une géométrie complexe de par son maillage structuré, d'où diminution de la taille des mailles, donc de l'échantillon temporel au détriment du temps de calcul.
- La méthode EF respecte bien la géométrie, notamment à l'aide de mailles curvilignes. Par contre, elle est moins performante en termes de temps de calcul et de stockage.
- Les méthodes variationnelles (IF par exemple) respectent bien la géométrie, mais présentent plusieurs inconvénients : nécessité de la connaissance de la fonction de Green (difficulté pour un milieu hétérogène quelconque), inversions matricielles de systèmes remplis et exploitations lourdes.

Les contraintes imposées par le maillage sont pratiquement omniprésentes. Elles conduisent principalement à la difficulté d'obtenir un maillage permettant de représenter précisément la géométrie mais possédant un nombre de mailles raisonnable pour pouvoir être traité

rapidement avec une précision suffisante par les ordinateurs couramment utilisés. La méthode des maillages fictifs ([Bec-2003], [Ism-2004] et [Sca-2004]) peut constituer une alternative intéressante, en voici un résumé faisant abstraction des aspects mathématiques.

2.8.1 Illustration du principe

Cette méthode, introduite il y a une trentaine d'années par R. Glowinski, consiste à modifier un système d'équations posées initialement dans un domaine « perforé » de géométrie complexe en un système « similaire » mais dans un domaine de forme très simple, typiquement un rectangle ou parallélogramme, maillé à l'aide d'éléments structurés. La difficulté tient dans la prise en compte de la complexité géométrique sans pour autant qu'elle soit « prise en charge » directement par le maillage.

La Figure 15 illustre l'idée de la méthode en 2D pour un ensemble de corps Ω_i de frontière γ siège d'une condition aux limites de type Dirichlet plongés dans le milieu Ω borné par la frontière Γ de conditions aux limites indifférentes et supposées, pour simplifier, de Dirichlet :

- à gauche, Ω/Ω_i le domaine perforé est maillé très finement pour respecter la frontière Γ du trou Ω_i mais trop finement par rapport aux variations spatiales de l'inconnue
- à droite, le domaine complet $C=\Omega U \Omega_i$ est maillé de manière adaptée aux variations spatiales de l'inconnue et seule la frontière Γ du trou Ω_i est maillée finement pour être bien discrétisée (domaines fictifs de surface). On conçoit facilement que le nombre de degrés de liberté devienne ainsi bien inférieur à ce qu'il est à gauche.

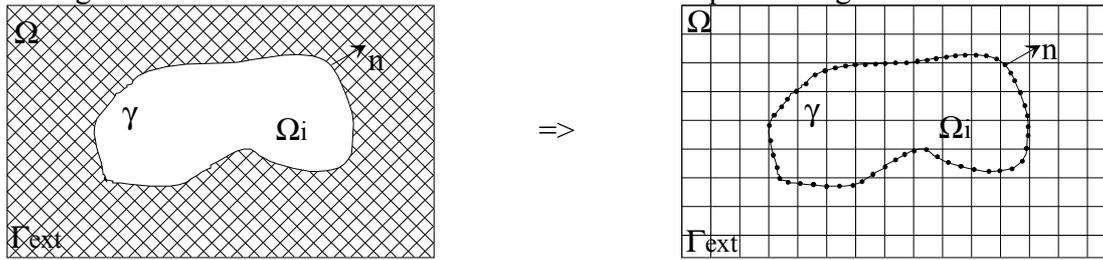


Figure 15 : Principe de la méthode des domaines fictifs de surface

A titre d'exemple, voici l'application de cette méthode au cas de l'équation de Poisson en 2D. Notons $H_0(D)$ l'espace des fonctions continues sur D et nulles sur ses frontières.

$$\alpha u - \Delta u = f \quad \text{dans } \Omega / \Omega_i \quad \text{avec } u \in H_0(\Omega / \Omega_i) \quad (19)$$

Sa formulation variationnelle au sens des éléments finis est :

$$\alpha \int_{\Omega/\Omega_i} u w + \int_{\Omega/\Omega_i} \nabla u \nabla w = \int_{\Omega/\Omega_i} f w, \quad \forall w \in H_0(\Omega / \Omega_i) \quad (20)$$

On étend la solution à l'intérieur de Ω_i de sorte qu'elle soit continue dans tout $C=\Omega U \Omega_i$ ce qui impose sa continuité à travers γ . La difficulté réside dans la formulation de \bar{f} et u^* les prolongements respectifs de f et u dans C . Ceci se fait en considérant $\bar{f}|_{\Omega_i}$ comme une variable de contrôle afin de minimiser les sauts des dérivées normales. Le problème devient :

$$\begin{cases} \alpha \int_C u^* w^* + \int_C \nabla u^* \nabla w^* = \int_C \bar{f} w^*, & \forall w^* \in H_0(C) \\ u^* = 0 \quad \text{sur } \gamma \end{cases} \quad (21)$$

Il faut maintenant formuler explicitement la nullité de u sur γ puisque ce n'est plus une frontière de C , cette condition est maintenant imposée au sens faible des éléments finis et non à l'espace fonctionnel. Ceci se fait grâce aux multiplicateurs de Lagrange qui permettent d'imposer des contraintes supplémentaires à un problème, le système matriciel devenant :

$$\begin{pmatrix} \alpha M & B \\ B^t & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U \\ \Lambda \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F \\ 0 \end{pmatrix} \quad (22)$$

Les matrices M et F correspondent à celles de la méthode des éléments finis sur tout le domaine C , la matrice B permet de contraindre l'inconnue U pour qu'elle satisfasse au mieux sa nullité sur γ . Les deux approches les plus utilisées sont :

- Les domaines fictifs avec multiplicateurs de Lagrange de surface (cf. Figure 15) : les grandeurs A « vivent » uniquement sur la frontière γ des trous, on a juste besoin d'un maillage de cette frontière.
- Les domaines fictifs avec multiplicateurs de Lagrange distribués (cf. Figure 15) : les grandeurs A « vivent » dans les trous pour lesquels on a maintenant besoin d'un maillage interne, maillage pouvant être de type éléments finis classique.

N'ayant pas encore utilisé cette technique, je ne possède pas la connaissance pour pouvoir choisir entre ces deux approches.

2.8.2 Avantages et inconvénients

Pour le physicien, cette méthodologie semble n'être qu'un « classement » dans les degrés de liberté : certains sur les frontières des obstacles, les autres dans le domaine de résolution. Dans la pratique, cette nuance « mathématique » conduit à de nombreux avantages :

- Nombre total de degrés de liberté effectivement plus faible, d'où rapidité de résolution et adaptation à une exploitation « physique » ultérieure.
- Suppression des oscillations parasites provenant de l'approximation de la géométrie par marches d'escalier.
- Non remaillage à chaque pas de temps des problèmes instationnaires (trous mobiles).
- Couplage entre méthodes FE ou DF avec méthode BEM ou modèles analytiques.

Ces avantages font que le domaine d'application de la technique des domaines fictifs est en extension, par exemple problèmes stationnaires et de propagation, élastodynamique (prise en compte de fissure, contrôle non destructif), acoustique (modélisation d'une guitare), électromagnétique (calcul de SER), mécanique des fluides (circulation autour d'un obstacle), Pourquoi ne pas l'envisager pour des domaines non troués en considérant la solution interne à un objet comme le prolongement de la solution externe à l'objet ?

Son inconvénient majeur réside dans son relatif manque de précision (ordre 1) à maillage identique, mais c'est le prix à payer pour la simplicité et la souplesse fournie. Mais vaut-il mieux obtenir une solution « plus précise » sur un maillage inadapté au problème (et/ou à la géométrie) plutôt qu'une solution « moins précise » sur un maillage bien adapté ? Surtout que lorsque le multiplicateur de Lagrange est une inconnue physique, sa précision est au moins supérieure à celle d'une technique traditionnelle (voir ci-dessous).

2.8.3 Développements connus

A ma connaissance il n'existe pas encore de logiciel industriel intégrant la méthode des maillages fictifs. L'activité française dans ce domaine est essentiellement réalisée à l'INRIA.

Au CEA-LETI, en liaison avec un industriel, un logiciel « maison » s'appuyant sur cette technique a été développé pour le calcul des capacités parasites dans les circuits intégrés [Put-2001], domaine où les problèmes proviennent de la complexité et de la diversité des dimensions géométriques des structures à simuler. Ils ont choisi la formulation avec multiplicateur de Lagrange de surface sur le domaine fictif parallélépipédique composé de l'ensemble diélectriques et conducteurs. Deux maillages indépendants sont utilisés : un maillage régulier du domaine fictif ne s'appuyant pas sur les conducteurs, et un maillage de

surface des conducteurs. La charge à la surface des conducteurs est le multiplicateur de Lagrange, elle est donc obtenue directement comme inconnue informatique et avec une précision maximale. Associée à des solveurs rapides et peu coûteux en termes informatiques, la méthode des domaines fictifs a conduit à des accélérations de plusieurs dizaines. De ce fait des circuits entiers contenant des structures microniques ont pu être simulés et comparés à des mesures. La précision obtenue permet d'envisager l'optimisation de circuits par simulation.

2.9 Conclusions sur l'état de l'art des méthodes numériques

2.9.1 La méthode idéale

La plupart des auteurs clame abusivement haut et fort que la méthode qu'ils utilisent est la meilleure et la plus répandue. Il s'agit de désinformation puisque pour toutes les méthodes on peut trouver un problème bien adapté. Pour moi, aucune méthode ne fait vraiment l'unanimité quant à ses avantages ou ses inconvénients, et encore moins quant à son omniprésence comme peut le montrer le Tableau 1 où l'on retrouve, d'après moi, les domaines de prédilection, les avantages et les inconvénients de chaque méthode présentée.

Tant que la méthode universelle, si elle existe, n'a pas été découverte, il faudra concilier au mieux les caractéristiques de toutes les méthodes actuelles. Ceci passe certainement par le couplage de plusieurs méthodes dans un même logiciel pour en augmenter les performances :

- Le premier couplage utilisé, on l'oublie, se trouve dans la résolution classique des problèmes spatio-temporels. En effet, le traitement temporel s'appuie sur la méthode des différences finies, alors que celui de l'espace peut utiliser une autre méthode.
- Nous venons de voir les apports de la méthode des domaines fictifs qui permet notamment de coupler des méthodes classiques et ainsi résoudre les problèmes de maillage de structures compliquées.
- Ensuite, même après l'introduction de conditions aux limites absorbantes performantes, il faut toujours trouver le meilleur compromis en tant que méthode entre prise en compte de l'« infini » (intégrales de frontières et optique géométrique) et bonne précision à proximité des sources (les autres méthodes).

D'après moi, plutôt que rechercher une astuce dédiée à un type de problème spécifique ou utilisant une architecture informatique particulière, mieux vaudrait concentrer les activités de recherche sur la construction d'un logiciel couplant de manière performante les méthodes. De tels couplages existent déjà mais pas à ma connaissance dans les logiciels commerciaux et généralistes. L'utilisation d'un tel logiciel se ferait alors selon les étapes suivantes :

- Définition d'un espace, connexe ou pas, contenant toutes les sources.
- Traitement de l'intérieur de l'espace par une méthode performante à proximité des sources et travaillant sur des maillages « indépendants » de la géométrie.
- Traitement de la frontière de l'espace par une méthode prenant en compte l'infini de manière implicite quelle que soit la localisation interne des sources.

Seul le maillage de l'espace intérieur est nécessaire, d'où un gain de temps pour l'opérateur et une diminution de la taille du système matriciel correspondant. Le couplage entre méthodes interne/externe augmente la plénitude du système donc sa difficulté à être résolu. Ce point peut être largement compensé par l'utilisation des maillages fictifs (diminution du nombre de degrés de liberté) et/ou de la hiérarchisation « multipôles » des influences.

Méthode	Domaine de prédilection	Avantages	Inconvénients
Différences finies	• Propagation/ Diffusion	<ul style="list-style-type: none"> • Facilité de programmation • Non inversion de matrices • Informatiquement économique • Près des sources 	<ul style="list-style-type: none"> • Maillages très contraignants • Non respect des frontières • Discrétisation spatiale fine • Difficultés à l'infini
Intégrales finies	• Propagation/ Diffusion	<ul style="list-style-type: none"> • Facilité de programmation • Informatiquement économique • Près des sources 	<ul style="list-style-type: none"> • Maillages contraignants • Discrétisation spatiale fine • Difficultés à l'infini
Volumes finis	• Propagation/ Diffusion	<ul style="list-style-type: none"> • Conservation des flux • Près des sources 	<ul style="list-style-type: none"> • Maillages très contraignants • Non respect des frontières • Difficultés à l'infini
Éléments finis	• Diffusion/ Propagation	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne précision numérique • Matrices bande • Respect de la géométrie • Près des sources • Continuité des courants (arêtes) 	<ul style="list-style-type: none"> • Précision détériorée si dérivation (potentiels) • Inversion matricielle • Non continuité des courants (nodaux) • Difficultés à l'infini
Moments	• Propagation/ Diffusion	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne modélisation théorique 	<ul style="list-style-type: none"> • Plénitude du système matriciel • Faible précision pour les fonctions classiques de décomposition
Intégrales de frontière	• Diffusion/ Propagation	<ul style="list-style-type: none"> • Maillages surfaciques • Infini intrinsèque • Près des sources 	<ul style="list-style-type: none"> • Matrices pleines
Matrices de lignes de transmission	• Electromagnétisme en électronique	<ul style="list-style-type: none"> • Près des sources 	<ul style="list-style-type: none"> • « Maillages » très contraignants • Non respect des frontières • Difficultés à l'infini
Asymptotique	• Très hautes fréquences	<ul style="list-style-type: none"> • Accès direct au champ en un point • Infini intrinsèque 	<ul style="list-style-type: none"> • Apparence empirique • Loin des sources
Volumes fictifs	• ??	<ul style="list-style-type: none"> • Maillage indépendant des régions • Rapidité 	<ul style="list-style-type: none"> • A généraliser à tous les domaines de la physique

Pour les problèmes électromagnétiques à grandes distances, on peut prétendre posséder déjà l'outil performant et suffisant, la méthode de l'Optique Géométrique. Par contre, dans ce cas, c'est un couplage avec méthode à faibles distances qui est nécessaire.

2.9.2 Logiciels ouverts ou fermés

Nous appelons logiciels « fermés », ceux qui ne permettent de résoudre que les équations les plus classiques, donc typiquement par les potentiels et avec les termes standard de l'électromagnétisme. C'est le cas de la plupart des logiciels du commerce.

Par opposition, les logiciels « ouverts » permettent à l'utilisateur d'y introduire l'équation la mieux adaptée à la résolution de son problème. Leur intérêt va d'une meilleure précision sur les résultats jusqu'à la possibilité de traiter de manière autonome un problème « exotique ».

Dans notre Département, il est très rare qu'une nouvelle étude s'apparente à une déjà traitée : de nouveaux termes à prendre en compte, un domaine fréquentiel différent, des contraintes particulières de maillage, de nouveaux matériaux (méta-matériaux), ... D'autre part avec le développement des microsystèmes, il est de plus en plus difficile de classer nos études dans un domaine particulier de la physique car elles font appel à phénomènes fortement couplés : électrique, magnétique, électromagnétique, thermique, mécanique, ..., voire chimique.

Les logiciels « ouverts » sont donc fondamentaux dans un laboratoire comme le notre. Une fois la compétence acquise, l'autonomie qu'ils apportent est synonyme de réactivité et de confidentialité, critères essentiels pour de nombreux de nos clients. C'est pourquoi nous continuerons à les privilégier, malheureusement très peu existe sur le commerce.

3 Exemples de développements spécifiques

À travers une liste non exhaustive de projets correspondant à des simulations inhabituelles en électromagnétisme, je vais montrer mes capacités à répondre ou à encadrer de manière pertinente nos besoins dans le domaine. Le premier montre comment dépasser la précision numérique habituelle dans un cas particulier, le second se rapporte à la simulation des courants de Lorentz dans un domaine kilométrique échantillonné en mètre et le dernier concerne le contrôle non-destructif de faibles contrastes par ondes électromagnétiques.

3.1 Influence de très faibles susceptibilités magnétiques

Nous développons des magnétomètres très performants de résolution voisine du pT dans le champ magnétique terrestre de quelques 10^{-5} T. Ils présentent deux imperfections limitatives :

- Comme tout instrument de mesure, ils perturbent leur environnement et fournissent donc une mesure en partie erronée.
- De par leurs structures, ils ne sont pas parfaitement isotropes ce qui rend la mesure dépendante de l'orientation du capteur dans le champ ambiant.

Afin de connaître les causes géométriques de ces défauts puis de dimensionner les compensations à mettre en œuvre pour parfaire ce capteur, nous faisons appel à la simulation électromagnétique par éléments finis. En effet, le problème de la détermination de la perturbation magnétique produite par des matériaux magnétiques baignant dans un champ magnétique externe s'apparente à la magnétostatique.

Lorsque certaines perméabilités magnétiques sont très proches de μ_0 (on parle alors plutôt de susceptibilité magnétique) ou que les valeurs mesurées diffèrent légèrement de celles trouvées sur catalogue, la perturbation magnétique résultante à compenser est obtenue avec une faible précision parfois même complètement cachée par l'imprécision numérique. Nous avons développé une démarche permettant leur calcul avec la précision nécessaire.

3.1.1 Les équations à résoudre

En mode direct

Appelons h le champ magnétique résultant de la superposition du champ magnétique ambiant et de celui de la perturbation magnétique provenant des matériaux. Les équations de la magnétostatique en absence de courants s'écrivent :

$$\begin{cases} \text{div } \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{h} = 0 \\ \text{rot } \vec{h} = 0 \end{cases} \quad (23)$$

avec $\mu_r = 1 + \chi_r$

La susceptibilité magnétique relative χ_r peut ne pas être isotrope, ce qui empêche l'utilisation du champ magnétique comme inconnue pour la méthode des éléments finis. Le rotationnel montre qu'il existe un potentiel scalaire magnétique φ dont le champ magnétique dérive :

$$\text{rot } \vec{h} = 0 \Rightarrow \vec{h} = -\text{grad } \varphi \quad (24)$$

Utilisée dans l'équation de la divergence, cette formulation fournit après simplification par la perméabilité magnétique du vide μ_0 :

$$\text{div}(\mu_r \cdot \text{grad } \varphi) = 0 \quad (25)$$

En appliquant la méthodologie des éléments finis (décomposition sur fonctions de base, projection de Galerkin, intégration par parties, théorème d'Ostrogradsky) et en supposant la perturbation nulle sur les frontières de la boîte de calcul, cette équation se transforme en :

$$\int_V \text{grad } \alpha_i \cdot \mu_r \cdot \text{grad } \varphi \cdot dv = \int_S \alpha_i \cdot \mu_r \cdot \text{grad } \varphi \cdot \vec{n} \cdot ds = \int_S \alpha_i \cdot \vec{B}_T \cdot \vec{n} / \mu_0 \cdot ds_i \quad (26)$$

Cette équation permet de calculer le potentiel magnétique φ qui est la superposition de celui qui crée le champ magnétique ambiant et de celui de la perturbation. Ce calcul est précis en présence de matériaux magnétiques de susceptibilités magnétiques relatives importantes produisant des perturbations conséquentes. Par contre pour de faibles susceptibilités magnétiques (quelques 10^{-6}), le calcul de la perturbation magnétique résultante est très peu précis. Aussi pour palier cette imperfection, nous avons fait appel au mode variationnel.

Les équations du mode variationnel

Soit le potentiel principal φ_p correspondant aux perméabilités magnétiques « importantes ». Supposons maintenant l'existence d'une faible variation $\Delta\mu$ de la perméabilité des matériaux : elle engendre une modification $\Delta\varphi$ du potentiel :

$$\begin{cases} \mu_r = \mu_{r_p} + \Delta\mu_r \\ \varphi = \varphi_p + \Delta\varphi \end{cases} \quad (27)$$

En considérant qu'en mode variationnel les grandeurs « importantes » correspondent à l'excitation principale, il reste alors à résoudre :

$$\int_V \text{grad } \alpha_i \cdot (\mu_{r_p} + \Delta\mu_r) \cdot \text{grad } \Delta\varphi \cdot dv = - \int_V \text{grad } \alpha_i \cdot \Delta\mu_r \cdot \text{grad } \varphi_p \cdot dv \quad (28)$$

Le potentiel principal φ_p est connu, le terme de droite constitue alors une source magnétique volumique provenant de la variation de la perméabilité baignée dans le potentiel principal. Cette source engendre à travers le terme de gauche une perturbation $\Delta\varphi$ du potentiel en présence de la perméabilité totale. La précision du calcul est bien meilleure qu'en mode direct car, même quand la variation de perméabilité est très faible, elle n'est plus négligée numériquement puisque elle apparaît maintenant dans le terme exciteur de droite :

$$\int_V \text{grad } \alpha_i \cdot \mu_{r_p} \cdot \text{grad } \Delta\varphi \cdot dv \approx - \int_V \text{grad } \alpha_i \cdot \Delta\mu_r \cdot \text{grad } \varphi_p \cdot dv \quad (29)$$

Par contre, il faut enchaîner la résolution de deux problèmes !

3.1.2 Résolution par les éléments finis

Nous avons calculé la perturbation magnétique provenant de la présence de matériaux magnétiques dans un champ magnétique ambiant selon les deux modes :

- En mode direct en résolvant :

$$\int_V \text{grad } \alpha_i \cdot \mu_r \cdot \text{grad } \varphi \cdot dv = \int_S \alpha_i \cdot \vec{B}_T \cdot \vec{n} / \mu_0 \cdot ds_i \quad (30)$$

- données nécessaires :

- les valeurs des perméabilités totales,
- la valeur du champ magnétique terrestre,
- les conditions aux limites de type Neumann ou Dirichlet à l'infini et dans les plans de symétrie éventuels.

- En mode variationnel par l'enchaînement de deux résolutions :

$$\left. \begin{aligned} \int_V \text{grad } \alpha_i \cdot \mu_r \cdot \text{grad } \varphi_p \cdot dv &= \int_S \alpha_i \cdot \vec{B}_T \cdot \vec{n} / \mu_0 \cdot ds_i \\ \text{Tabulation du potentiel } \varphi_p & \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

$$\int_V \text{grad } \alpha_i \cdot (\mu_{rp} + \Delta \mu_r) \cdot \text{grad } \Delta \varphi \cdot dv = - \int_V \text{grad } \alpha_i \cdot \Delta \mu_r \cdot \text{grad } \varphi_p \cdot dv$$

- données nécessaires en mode variationnel :

- les valeurs des perméabilités principales,
- les valeurs des perturbations de perméabilité,
- le potentiel principal tabulé,
- la valeur du champ magnétique terrestre,
- les conditions aux limites de type Dirichlet nulles à l'infini et dans les plans de symétrie éventuels.

En exploitation des solutions, nous calculons la projection de la perturbation magnétique le champ magnétique terrestre. En effet seule cette grandeur est mesurable compte tenu des importances respectives entre le champ terrestre et les perturbations magnétiques.

L'anisotropie est obtenue par intégration pondérée dans la cellule de la perturbation magnétique parallèle et en modifiant la direction du champ magnétique terrestre par rapport à l'axe de la sonde. Trois positions (celle parallèle ainsi que les deux qui lui sont transverses) suffisent à obtenir toutes les autres par combinaison linéaire grâce à la linéarité du problème.

3.1.3 Maillage et résultats

Le maillage de cette sonde principalement cylindrique a été fait en exploitant les plans de symétrie selon les étapes suivantes : maillage 2D, extrusion cylindrique du maillage, ajout des régions absentes de la symétrie de révolution et création des régions volumiques physiques. Toutes ces étapes utilisent des paramètres représentant toutes les dimensions significatives des pièces constituant le magnétomètre afin de calculer rapidement l'incidence sur la perturbation magnétique d'une modification de l'une d'elles. Une boîte d'air entourant la sonde permet de pouvoir imposer les conditions aux limites nécessaires à la méthode des éléments finis.

La Figure 16 montre une structure de magnétomètre constitué de verre, de delrin et de cuivre de susceptibilités magnétiques relatives ($-11 \cdot 10^{-6}$, $-7 \cdot 10^{-6}$ et $-12 \cdot 10^{-6}$), ainsi que les cartes de module de champ obtenues dans le plan vertical de symétrie selon les deux types de résolutions. Compte tenu des très faibles valeurs des susceptibilités des matériaux, les résultats obtenus par la méthode directe (Figure 16 centre) ne sont absolument pas significatifs ni en forme (répartition aléatoire par rapport à la structure de la sonde) ni en niveaux puisqu'ils conduiraient à une anisotropie 100 fois plus importante que celle mesurée. Ce n'est pas le cas des résultats provenant de la résolution en perturbation (Figure 16 droite) puisque cette fois les inhomogénéités sont corrélées à la structure de la sonde et que les anisotropies calculées sont cette fois tout à fait représentatives des mesures.

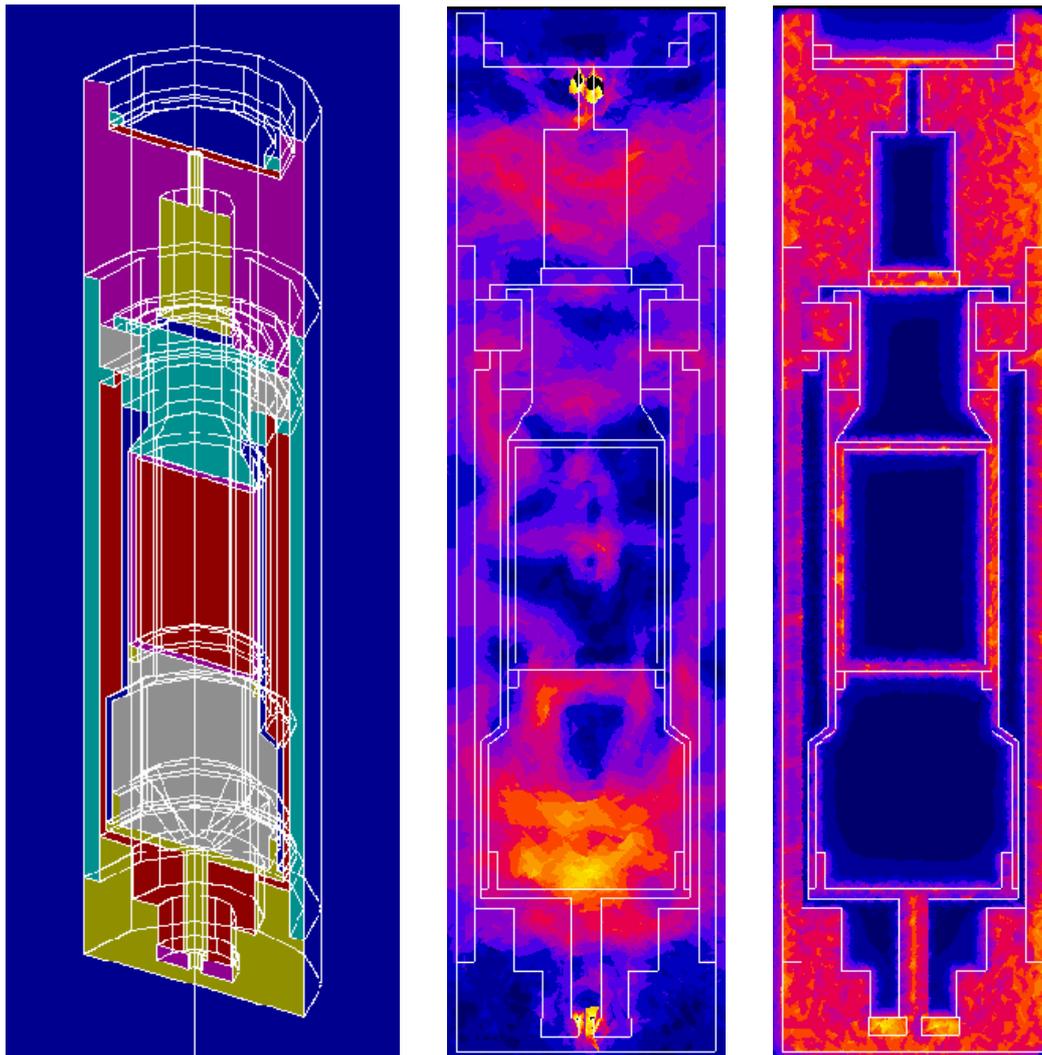


Figure 16 : Géométrie (à gauche) et cartes de module de champ d'un magnétomètre (résolutions directe au centre et en perturbation à droite)

Cette bonne adéquation entre simulations en perturbation et mesures nous a permis de mieux comprendre l'origine des anisotropies constatées et de les compenser de manière non empirique dans les magnétomètres développés.

3.2 Perturbations magnétiques des courants de Lorentz

Une des applications des magnétomètres simulés précédemment est la mesure des perturbations électromagnétiques produites par les déplacements de l'eau de mer (naturels tels que courants, houles, tourbillons, ou artificiels) dans le champ magnétique terrestre afin de détecter la présence de bâtiments. Une étude confiée par la DGA consistait à évaluer la perturbation électromagnétique produite par le sillage hydrodynamique d'un sous-marin en vue d'estimer leur vulnérabilité en terme de détection au delà de la portée des effets magnétiques directs. On suppose donc que les fonds marins sont amagnétiques et que la perméabilité magnétique est partout celle du vide. Puisque l'eau de mer est conductrice, les phénomènes mis en jeu sont les courants de Lorentz rarement pris en compte en simulation.

3.2.1 Obtention des équations physiques

En plus des notations habituelles, nous appelons :

- \vec{B}_T : l'induction magnétique terrestre appelée abusivement champ terrestre

- \vec{b}_T : la perturbation magnétique dans le référentiel terrestre
- \vec{e}_T : la perturbation électrique dans le référentiel terrestre
- $\vec{V}(x, y, z, t)$: le champ de vitesse de l'eau de mer à tout instant

Compte tenu des basses fréquences mises en jeu, les courants de déplacements sont négligeables devant ceux de conduction. Les équations à résoudre sont celles de la magnétodynamique intégrant les courants de Lorentz, associées à la conservation du courant.

D'une part, le champ magnétique terrestre est supposé constant dans le temps et ses inhomogénéités spatiales négligeables sur tout le domaine de calcul. D'autre part, notre connaissance du milieu nous indique que, quoique mesurable, la perturbation magnétique est très petite devant la composante terrestre. Grâce à ces deux hypothèses simplificatrices, ce n'est pas le champ magnétique total mais ses deux contributions qui figurent dans les équations de manière séparée. Enfin, il n'existe aucune charge électrique libre dans l'eau de mer, ce qui conduit aux équations suivantes pour un observateur terrestre immobile :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{div } \vec{b}_T = 0 \\ \text{rot } \vec{e}_T = -\frac{\partial \vec{b}_T}{\partial t} \\ \text{div } \varepsilon \vec{e}_T = 0 \\ \text{rot } \frac{\vec{b}_T}{\mu_0} = \sigma(\vec{e}_T + \vec{V}(x, y, z, t) \wedge \vec{B}_T) = \vec{j}_t \\ \text{div } \vec{j}_t = 0 \end{array} \right. \quad (32)$$

Le couplage magnétique/électrique se produit ainsi : à travers les courants de Lorentz, le champ de vitesse de l'eau de mer crée la perturbation magnétique qui, par ses variations temporelles, fait apparaître une perturbation électrique et des courants électriques.

La difficulté principale de ce problème provient de la dépendance temporelle des champs de vitesse hydrodynamique. D'une part, ceux-ci sont souvent turbulents, aspect que nous négligeons en ne nous intéressant qu'aux grandeurs « moyennes » des perturbations. D'autre part, et surtout, les champs de vitesse se déplacent avec le phénomène qui les a créés. Pour les simuler sur une durée suffisante, cela nécessiterait de traiter un volume de calcul énorme.

Si on fait l'hypothèse que, pendant la durée étudiée, les déplacements sont effectués en ligne droite et à vitesse \vec{V}_r constante, il est possible de faire un changement de repère non relativiste du référentiel terrestre vers le référentiel du phénomène physique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{b}_T = \vec{b} \\ \vec{e}_T = \vec{e} - \vec{V}_r \wedge \vec{b}_T \end{array} \right. \quad (33)$$

Dans ce référentiel Galiléen, les équations de Maxwell ont la même formulation générale, moyennant la modification de certaines grandeurs :

1. D'une part, comme conséquence des hypothèses, dans le référentiel de l'objet il n'existe plus aucune dépendance temporelle, d'où :

$$\left. \begin{array}{l} \text{rot } \vec{e}_T = -\frac{\partial \vec{b}_T}{\partial t} \\ \text{rot } \vec{e} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow -\frac{\partial \vec{b}_T}{\partial t} = -\text{rot}(\vec{V}_r \wedge \vec{b}_T) = (\vec{V}_r \cdot \nabla) \vec{b} \quad (34)$$

ce qui signifie qu'un observateur terrestre ressent les courants de Foucault parce qu'il se déplace dans un champ magnétique inhomogène dans le référentiel de l'objet.

2. D'autre part, le changement de repère conduit à l'apparition d'un terme pouvant être assimilé à des charges électriques fictives :

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{div} \varepsilon \bar{e}_T = 0 \\ \bar{e}_T = \bar{e} - \bar{v}_r \wedge \bar{b}_T \end{array} \right\} \Rightarrow \operatorname{div} \varepsilon \bar{e} = \operatorname{div} [\varepsilon (\bar{v}_r \wedge \bar{b})] \quad (35)$$

Les équations de Maxwell s'écrivent alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \operatorname{div} \bar{b} = 0 \\ \operatorname{rot} \bar{e} = 0 \\ \operatorname{div} \varepsilon \bar{e} = \operatorname{div} [\varepsilon (\bar{v}_r \wedge \bar{b})] \\ \operatorname{rot} \frac{\bar{b}}{\mu_0} = \sigma (\bar{e} + (\bar{v}(x, y, z) - \bar{v}_r) \wedge \bar{B}_T) = \bar{j}_i \\ \operatorname{div} \bar{j}_i = 0 \end{array} \right. \quad (36)$$

Le couplage magnétique/électrique se produit maintenant ainsi : à travers les courants de Lorentz, le champ de vitesse de l'eau de mer crée la perturbation magnétique qui excite une perturbation électrique à travers l'apparition des charges électriques fictives.

Les mesures temporelles, effectuées par un capteur immobile dans le référentiel terrestre, correspondent dans le référentiel de l'objet au profil parallèle à son déplacement et passant par la position du capteur. En tenant compte de la vitesse de l'objet, la longueur du profil et son pas d'échantillonnage équivalent respectivement à la durée d'observation et au pas d'échantillonnage temporel, donc à la bande passante accessible par la simulation.

3.2.2 Obtention du système matriciel

Nous appliquons la méthode au calcul de la perturbation électromagnétique produite par le déplacement à 20m/s d'une sphère de 10m de diamètre par 10m de fond dans une eau de conductivité 4S/m, configuration imaginaire permettant de respecter la confidentialité des résultats d'une telle étude. Les cartes des modules de champ sont représentées en échelle logarithmique dans une unité arbitraire et dans les plages [-1, 6] et [0, 7] respectivement pour les composantes électrique et magnétique. Le maillage utilisé n'est pas suffisant pour une exploitation d'une configuration réelle (on constate d'ailleurs des anomalies notamment dans la région située au dessus de l'eau), mais il permet d'amplifier les défauts afin de mieux matérialiser les améliorations apportées par nos choix dans la précision des résultats.

Potentiels électrique et magnétique

Les équations précédentes montrent que les champs peuvent s'exprimer de manière classique en fonction des potentiels dont ils dérivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \operatorname{div} \bar{b} = 0 \Rightarrow \bar{b} = \operatorname{rot} \bar{a} \\ \operatorname{rot} \bar{e} = 0 \Rightarrow \bar{e} = -\operatorname{grad} \phi \end{array} \right. \quad (37)$$

Pour l'équation magnétique, il faut aussi forcer l'unicité du potentiel magnétique en lui imposant une jauge (ici celle de Coulomb) par introduction d'un coefficient de pénalité η . Pour l'équation électrique, on a le choix entre l'équation de Gauss et la conservation du courant électrique total. Ce dernier étant le phénomène exciteur, nous privilégions sa conservation en ignorant pour le moment l'équation de Gauss :

$$\left\{ \begin{array}{l} \operatorname{rot} \frac{1}{\mu_0} (\operatorname{rot} \bar{a}) - \eta \cdot \operatorname{grad} \cdot \operatorname{div} \bar{a} = \sigma (-\operatorname{grad} \phi + (\bar{v}(x, y, z) - \bar{v}_r) \wedge \bar{B}_T) \\ \operatorname{div} \sigma (-\operatorname{grad} \phi) = -\operatorname{div} [\sigma ((\bar{v}(x, y, z) - \bar{v}_r) \wedge \bar{B}_T)] \end{array} \right. \quad (38)$$

Cette formulation, relativement classique, a l'avantage de restreindre le nombre d'inconnues à 4 au lieu des 6 composantes des champs. Par contre, elle présente l'inconvénient de ne fournir les champs qu'à travers la dérivation des inconnues, ce qui détériore leur précision numérique.

Potentiel électrique et champ magnétique

La permittivité et la conductivité électrique n'étant pas de même valeur dans tout le volume de calcul (fonds marins, air, ...), le potentiel électrique doit toujours être utilisé comme inconnue pour satisfaire les conditions de continuité nécessaires aux éléments finis.

Par contre, grâce à l'hypothèse que la perméabilité magnétique est partout celle du vide, le champ magnétique est continu et peut donc être utilisé comme inconnue. L'équation magnétique s'obtient alors en prenant le rotationnel de l'équation d'Ampère. Enfin, l'équation de Gauss est respectée en la prenant en compte par une méthode de pénalité de coefficient η :

$$\begin{cases} \text{rot.rot} \frac{\vec{b}}{\mu_0} - \eta \cdot \text{grad.div} \vec{b} = \text{rot} [\sigma (-\text{grad}\phi + (\vec{V}(x, y, z) - \vec{V}_r) \wedge \vec{B}_T)] \\ \text{div} \sigma (-\text{grad}\phi) = -\text{div} [\sigma ((\vec{V}(x, y, z) - \vec{V}_r) \wedge \vec{B}_T)] \end{cases} \quad (39)$$

Cette formulation présente toujours l'avantage des 4 inconnues. Mais cette fois, aucune perte de précision n'entachera l'estimation du champ magnétique qui est fait partie des inconnues.

La Figure 17 présente les cartes de champs obtenues avec les deux formulations. L'intérêt du couple d'inconnues (\vec{b}, ϕ) est évident pour le champ magnétique dont les lignes d'équimodule ne sont pratiquement plus entachées de bruit numérique. Il est donc utilisé dans les tous résultats présentés par la suite.

Prise en compte de l'équation de Gauss

L'équation électrique précédente permet de respecter la conservation des courants électriques mais elle présente deux inconvénients :

- Elle ne tient pas compte de l'équation de Gauss. Peut-on être sûr de la validité des résultats dans toutes les configurations envisageables ?
- Elle ne permet pas le calcul du champ électrique dans les isolants, et notamment l'air. La Figure 17 matérialise cet inconvénient puisque la zone au dessus de la surface de l'eau est noire pour le champ électrique par absence de résolution dans cette région.

Si l'estimation du champ électrique dans les régions non conductrices est nécessaire, cela se fait classiquement par la succession des calculs suivants :

- Résolution des équations dans les milieux conducteurs.
- Tabulation du champ électrique à la surface des conducteurs.
- Résolution de l'équation de Gauss dans les milieux isolants avec comme conditions aux limites sur les conducteurs les valeurs tabulées précédemment.

En plus d'être lourde et pénalisante en temps de calcul, cette démarche conduit à un champ électrique de faible précision numérique par empilement des erreurs numériques successives.

Ceci peut être évité par une astuce que j'ai développée ne s'appuyant sur aucune base physique et pouvant même faire hurler les puristes du domaine. L'équation de Gauss dans le référentiel de l'objet s'écrit :

$$\text{div} \varepsilon \vec{e} = \text{div} \varepsilon (-\text{grad}\phi) = \text{div} [\varepsilon (\vec{V}_r \wedge \vec{b})] \quad (40)$$

En ignorant les unités physiques respectives, ajoutons membre à membre cette équation à celle électrique du précédent système à résoudre, qui devient :

$$\begin{cases} \text{rot.rot} \frac{\vec{b}}{\mu_0} - \eta \cdot \text{grad.div} \vec{b} = \text{rot} [\sigma (-\text{grad} \phi + (\vec{V}(x, y, z) - \vec{V}_r) \wedge \vec{B}_T)] \\ \text{div} [(\sigma + \varepsilon)(-\text{grad} \phi)] = \text{div} [\varepsilon (\vec{V}_r \wedge \vec{b}) - \sigma ((\vec{V}(x, y, z) - \vec{V}_r) \wedge \vec{B}_T)] \end{cases} \quad (41)$$

Les valeurs habituelles des propriétés physiques des milieux intervenant dans cette étude et les ordres de grandeurs des différents champs magnétiques, donnent le comportement :

Type de région	Equation prise en compte
Isolantes : $\sigma=0$ et $\varepsilon \neq 0$	$\text{div} [\varepsilon (-\text{grad} \phi)] = \text{div} [\varepsilon (\vec{V}_r \wedge \vec{b})]$
Conductrices $\sigma > 1\text{S/m}$ et $\varepsilon < 10^{-10}$ F/m et $b \ll B_T$	$\text{div} [\sigma (-\text{grad} \phi)] = \text{div} [-\sigma ((\vec{V}(x, y, z) - \vec{V}_r) \wedge \vec{B}_T)]$

L'équation de Gauss disparaît donc implicitement des équations dans les milieux conducteurs, mais c'est elle qui est résolue dans les milieux isolants. La Figure 18 présente les cartes de champs obtenues avec/sans prise en compte de l'équation de Gauss. On constate qu'effectivement son introduction « artificielle » permet d'obtenir en une seule fois le champ électrique dans toute la boîte de calcul. A première vue, les résultats dans les milieux conducteurs sont identiques aux précédents, en fait ils contiennent le terme « correcteur » provenant de la conservation de l'équation de Gauss. Ce terme correcteur visible en bas de la figure, sa partie électrique est de structure différente à celui obtenu seulement avec la conservation des courants. Quant à sa partie magnétique, sa structure est de la même forme mais de niveau plus faible qu'avec seulement la conservation des courants.

Respecter la conservation des courants est donc essentiel à la simulation de ce problème. Mais pour respecter toute la physique, il faut réussir à intégrer dans les équations à résoudre celle de Gauss. La technique empirique proposée permet de le faire simplement en tant que programmation, et de gagner énormément de temps de calcul et de souplesse à l'utilisation.

Résolution par non linéarité

Le système d'équations obtenu se schématise sous la forme matricielle $A.X=B$:

$$\begin{pmatrix} \text{rot.rot} \frac{\cdot}{\mu_0} - \eta \cdot \text{grad.div}(\cdot) & \text{rot} [\sigma \cdot \text{grad}(\cdot)] \\ \text{div} [\varepsilon (\vec{V}_r \wedge (\cdot))] & \text{div} [(\sigma + \varepsilon) \text{grad}(\cdot)] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{b} \\ \phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{rot} [\sigma ((\vec{V}(x, y, z) - \vec{V}_r) \wedge \vec{B}_T)] \\ \text{div} [\sigma ((\vec{V}(x, y, z) - \vec{V}_r) \wedge \vec{B}_T)] \end{pmatrix} \quad (42)$$

La matrice principale de ce système peut être décomposée en deux parties :

- Les termes diagonaux classiques dans leur forme et donc symétriques.
- Les termes de couplage magnétique/électrique provenant des courants de Lorentz et du changement de repère et qui eux ne sont pas symétriques.

Cette dissymétrie n'assure pas l'existence théorique d'une solution et se traduit souvent par un mauvais conditionnement du système. D'un point de vue pratique, elle empêche l'utilisation des méthodes itératives d'inversion de matrices. Cette contrainte restreint énormément la taille des maillages, pénalise le temps de résolution et détériore la précision de la solution.

Nous avons développé un moyen permettant de pallier ces inconvénients : les termes dissymétriques de la matrice A sont passés à droite de l'équation, le système devenant non linéaire avec réactualisation de la nouvelle matrice B' à chaque itération :

$$A_{\text{sym}} \cdot X = B - A_{\text{dissym}} \cdot X = B'(X) \quad (43)$$

Le Tableau 2 compare les performances des deux résolutions. Pour une occupation mémoire comparable, nous pouvons traiter typiquement des maillages 5 à 10 fois plus importants, dans un temps de calcul plusieurs dizaines de fois plus petits et avec une précision optimale comme le montre la Figure 19. Les structures des cartes de champs y sont comparables pour les deux

méthodes de résolution mais, alors que très bruitées pour la résolution dissymétrique, elles deviennent tout à fait exploitables avec la résolution non linéaire.

	Résolution		Gain
	Dissymétrique	Non linéaire	
Nombre de points de calcul	2778	14447	5.2
Nombre de degrés de liberté	8992	49428	5.5
Temps de calcul	3h 35m	8m	40

Tableau 2 : Performances des méthodes de résolution dissymétrique et non-linéaire

Remarques :

- Grâce à la résolution non-linéaire, l'étude paramétrique, qui nous avait été confiée, a pu être traitée dans le temps imparti et avec la précision requise.
- Les résultats présentés précédemment avaient été obtenus avec la résolution itérative.

Décomposition en problèmes de base

Même si nous pouvons négliger les variations spatiales de champ magnétique terrestre lors d'une simulation, à l'échelle mondiale il est spatialement très inhomogène :

- Module variant entre 20 μT à l'équateur et 70 μT aux pôles (46 μT à nos latitudes).
- Inclinaison (angle d'incidence par rapport à la surface terrestre) variant entre pôles dans la plage [-90 ;90] degrés (0 degrés à l'équateur et -70 degrés à nos latitudes).
- Déclinaison (angle par rapport à la direction Nord –Sud géographique) très variable, puisque dépendante des anomalies locales.

D'autre part, le champ de vitesse hydrodynamique peut avoir n'importe quelle direction de déplacement V_r dans le plan horizontal terrestre. Le couple (\vec{B}_T, \vec{V}_r) caractéristique de l'excitation électromagnétique de nos problèmes prend donc une infinité de valeur.

Même avec les accélérations obtenues précédemment, les temps de calculs des résolutions par la méthode des éléments finis appliquée à notre étude restent très importants, notamment parce qu'elle nécessite le calcul de la solution dans un volume important dont souvent seule une très petite portion intéresse l'utilisateur lors d'une exploitation opérationnelle. Alors, il devient intéressant de ne résoudre qu'un petit nombre de cas à partir desquels tous les autres peuvent être obtenus rapidement. En définissant le repère suivant :

- X la direction du déplacement,
- Y l'axe horizontal transverse à la direction de déplacement
- Z la verticale locale,

et en exploitant l'aspect linéaire des équations électromagnétiques (absence de tous matériaux magnétiques), nous avons défini trois problèmes de base qui correspondent chacun à un champ magnétique terrestre unitaire mono-composante. La perturbation électromagnétique aux positions significatives d'une configuration est alors obtenue par une simple et rapide combinaison linéaire des exploitations des problèmes de base :

$$S(\vec{B}_T = [B_{T_X}, B_{T_Y}, B_{T_Z}]) = B_{T_X} \cdot S(B_{T_X} = 1) + B_{T_Y} \cdot S(B_{T_Y} = 1) + B_{T_Z} \cdot S(B_{T_Z} = 1) \quad (44)$$

A titre d'illustration, la Figure 20 montre les modules électrique et magnétique produits par chaque composantes du champ magnétique terrestre, les cartes de champs précédentes correspondant à l'excitation par la composante X du champ magnétique terrestre.

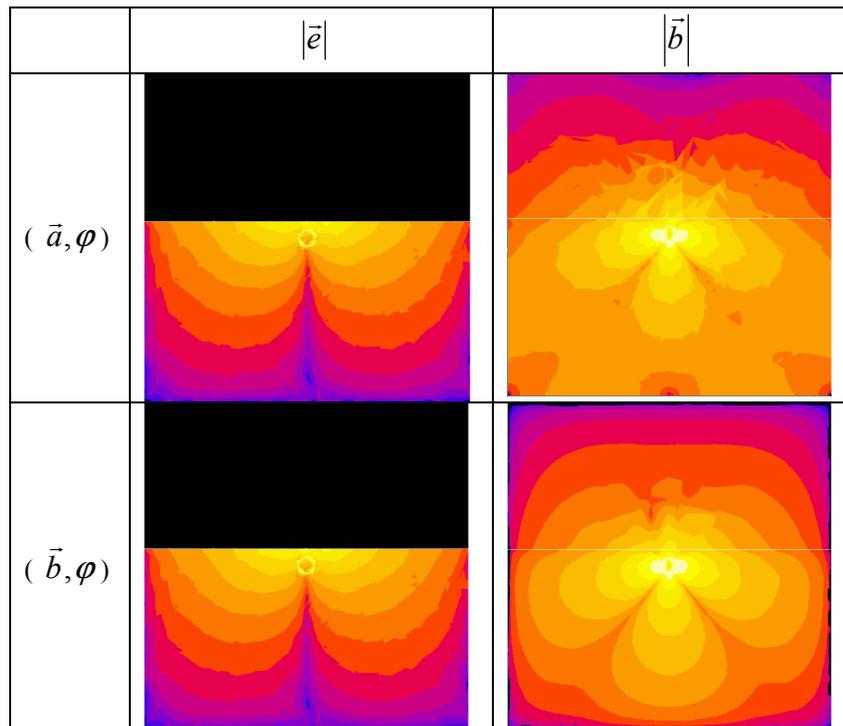


Figure 17 : Comparaison des couples d'inconnues

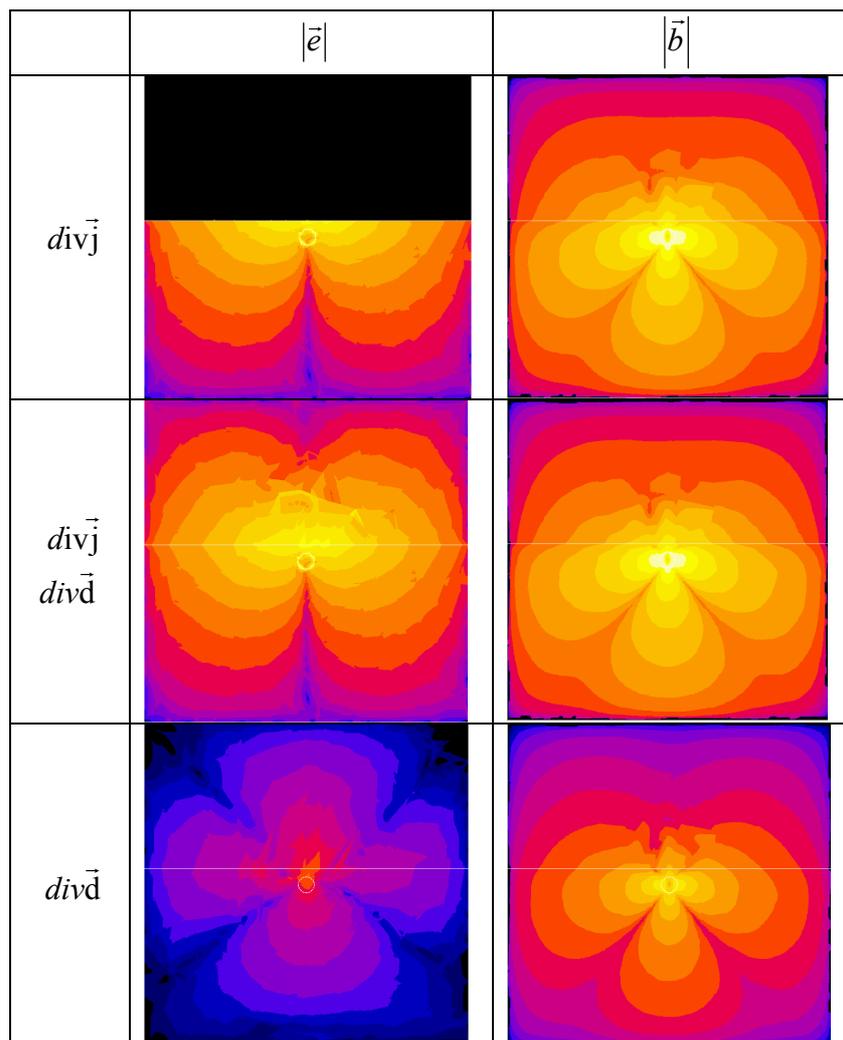


Figure 18 : Comparaison des résultats selon les équations physiques prises en compte

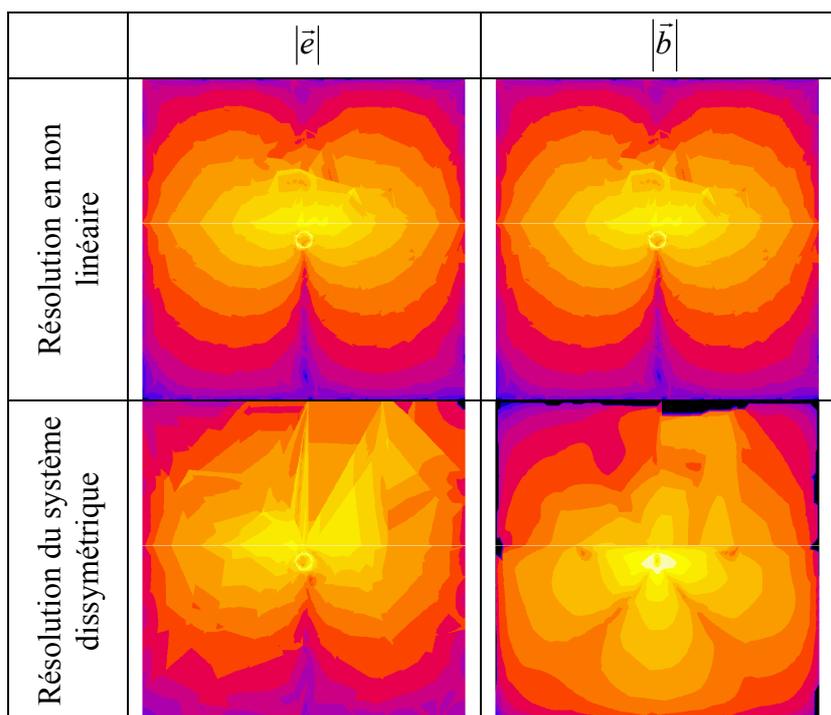


Figure 19 : Comparaison des résultats selon le type de résolution

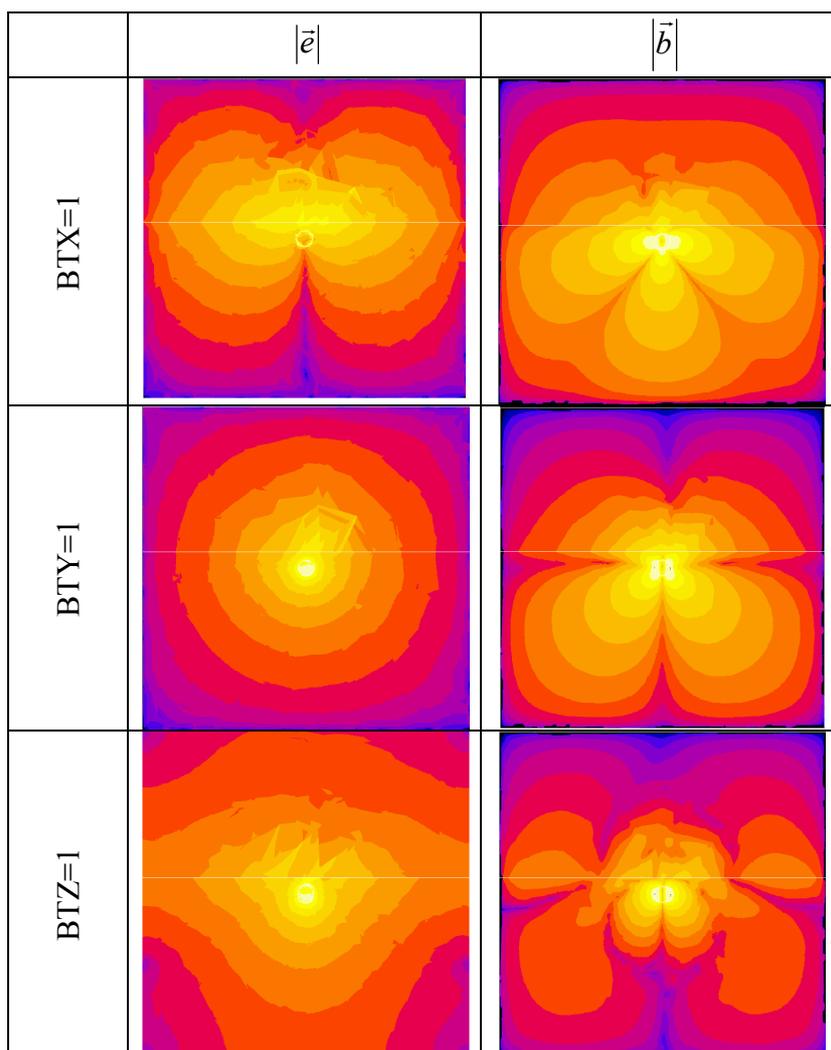


Figure 20 : Comparaison des résultats selon la composante de champ terrestre non nulle

3.2.3 Stratégie des sous-problèmes

L'estimation de la perturbation électromagnétique de sillages de bâtiments doit être effectuée sur des distances kilométriques. Par ailleurs, la bande passante contractuelle implique un pas d'échantillonnage inférieur au mètre. Un calcul rapide donne un maillage de plusieurs centaines de millions de points de calcul où il faut estimer 4 inconnues, donc à un nombre de degrés de liberté chiffré en milliards. Cela ne pouvait être traité par la méthode des éléments finis avec nos moyens de calcul de l'époque (2 Go de mémoire). Maintenant, la mémoire disponible est couramment plus grande mais la méthode n'est pas forcément obsolète car les besoins des utilisateurs croissent souvent plus rapidement.

Estimation du nombre maximum d'inconnues admissible en mémoire

Si on appelle :

- NBN* le nombre de points du maillage,
- NBINC* le nombre d'inconnues physiques en chaque point,
- NBOCT* le nombre d'octets de codage informatique,
- NBVOIS* le nombre d'éléments voisins d'un élément, valeur pouvant varier

Le nombre total d'inconnues *NBDDL*, appelé aussi nombre de degrés de liberté, est égal au produit $NBN \cdot NBINC$. C'est la taille du système linéaire à résoudre dans le cas le plus défavorable (aucune condition aux limites imposée).

Dans la méthode des éléments finis, la matrice *A* est creuse à structure bande. Une de ses lignes contient les relations d'une inconnue en un point du maillage avec d'autres points (couplage géométrique) et toutes les autres inconnues (couplage physique). Compte tenu du fait que les éléments finis sont à support limité à la maille, il n'existe pas de relations entre deux mailles non voisines. Le nombre de cases non vides par ligne de matrice est donc égal à $NBVOIS \cdot NBINC$, soit $NBN \cdot NBVOIS \cdot NBINC^2$ pour toute la matrice. Le nombre d'inconnues par point *NBINC* vaut 4 et pour la structure des données hydrodynamiques (échantillonnées régulièrement en 3D) les mailles les mieux adaptées sont les hexaèdres au second ordre pour lesquels un point a au plus 5 voisins dans chaque direction, soit $NBVOIS = 5^3 = 125$.

Lorsque la matrice principale est symétrique, ce qui est maintenant notre cas, seules les cases non vides d'une moitié de la matrice *A* sont stockées. Ensuite, afin d'accélérer la convergence de la résolution, le logiciel réalise un préconditionnement qui nécessite une seconde matrice de même structure que celle de *A*. En négligeant les matrices annexes et en tenant compte du codage des nombres réels, la mémoire nécessaire est finalement :

$$MEM = NBVOIS \cdot NBN \cdot NBINC^2 \cdot NBOCT \quad (45)$$

Pour minimiser le temps total de résolution il faut éviter de « paginer », ce qui nécessite que la matrice réside dans la mémoire. Avec 2 Go de mémoire occupée à 80% par la matrice, le nombre maximal de points *NBN* vaut 200 000 en simple précision ($NBOCT = 4$) et 100 000 en double précision ($NBOCT = 8$). Avec une résolution itérative qui n'« accumule » pas les erreurs, une résolution en simple précision est théoriquement suffisante. Nous avons donc résolu des problèmes comportant 200 000 points de maillage, soit 800 000 inconnues.

Prise en compte du temps de calcul

Du point de vue temps de résolution, aurait-il mieux valu augmenter la mémoire ou découper le problème en sous-problèmes ?

En première approximation, le temps de calcul hors pagination dépend uniquement du nombre total d'opérations. Pour chaque itération, celui de l'inversion du système est proportionnel à NBN^2 . Même si grâce au préconditionnement le nombre d'itérations est divisé par 10, leur nombre maximal théorique est proportionnel à NBN , d'où l'estimation du temps de calcul :

$$T_{Comple\grave{t}} = k.NBN^3 = k.(NBX*NBZ)^3 \quad (46)$$

où NBX , NBY et NBZ sont les nombres de mailles dans chaque direction.

Considérons des sous problèmes correspondant à des tranches de nbx points du problème complet en supposant que les erreurs seront faibles au centre de la plage X couverte. En appelant nf le nombre de points erronés (son estimation faisait partie de la première partie de l'étude), le nombre de sous-problèmes et leur temps de calcul total s'expriment par :

$$Nsous = \frac{NBX}{nbx - nf} \quad \text{et} \quad T_{Csous} = Nsous.k.(nbx*NBZ)^3 \quad (47)$$

Ce qui fournit l'expression du gain en temps de calcul obtenu par la segmentation :

$$\frac{T_{C_{complet}}}{T_{C_{sous}}} = \frac{Nsous^2}{\left(1 + \frac{nf.Nsous}{NBX}\right)^3} \quad (48)$$

On en déduit que pour nos types de problèmes, il semble toujours intéressant en terme de temps de calcul de segmenter le problème plutôt qu'augmenter la mémoire. Ceci a bien sur une limite (plus le sous-problème est petit, plus l'erreur en son centre augmente). C'est pourquoi nous avons choisi une solution intermédiaire occupant toute la mémoire de 2 Go.

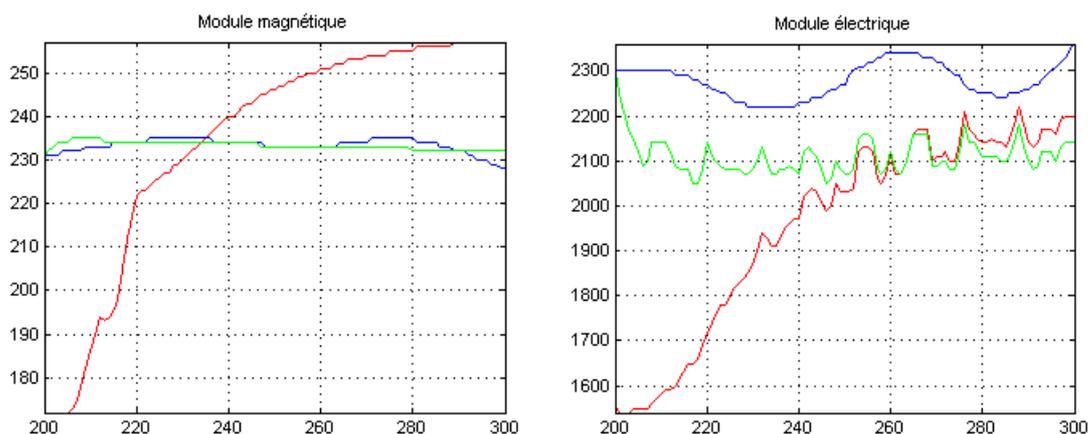
Validation de la stratégie par sous-problèmes

Il faut valider la stratégie des sous-problèmes car toutes les sources d'excitation hydrodynamiques ne peuvent y être intégralement incluses dans chacun, et à déterminer leurs conditions aux limites (CAL). Nous l'avons fait à travers les problèmes suivants :

- Le problème « complet » permettant de tenir compte de l'ensemble des sources d'excitation hydrodynamique mais grâce à un maillage extrêmement relâché en désaccord avec les besoins de l'étude. Les conditions aux limites sont classiques.
- Les sous-problèmes, une tranche selon X du problème « complet », discrétisés en accord avec les besoins de l'étude et deux types de conditions aux limites :
 - Les sous-problèmes « zone » aux CAL classiques (interactions entre zone ignorées).
 - Les sous-problèmes « zoom » aux CAL extraites du problème « complet ».

La **Figure 21** montre les profils des champs électromagnétiques obtenus :

- Les niveaux magnétiques du problème « complet » sont corrects du fait de la prise en compte explicite de toutes les sources mais de manière insuffisante pour tenir compte des inhomogénéités spatiales.
- Les modules magnétiques des problèmes « complet » et « zoom » sont comparables en niveaux, celui du problème « zone » est différent en formes et en niveaux.
- Le module électrique du problème « zone » ressemble parfois à celui du problème « zoom », car il est produit principalement par les inhomogénéités du champ magnétique qui produisent une contribution électrique locale.



**Figure 21 : Module des champs électromagnétiques selon l'axe X,
pour les problèmes complet, zone et zoom**

Les problèmes « zoom » prennent en compte implicitement toutes les sources d'excitation électromagnétiques tout en permettant d'accéder aux structures spatiales de beaucoup plus faibles dimensions que dans le problème « complet ». Nous avons donc retenu la démarche « zoom » dont les imperfections sont invisibles sur les cartes de champs et hors bande passante par le choix judicieux de la longueur de sous-problèmes.

Cette démarche a aussi simplifier la partie maillage en ne réalisant qu'un seul maillage en mailles parallélépipédiques ce qui facilite le raccordement des sous-problèmes successifs et qui s'adaptent facilement aux données numériques des sillages hydrodynamiques

Stratégie de résolution retenue

La simulation d'une configuration complète s'effectue donc ainsi :

- Génération d'un maillage relâché du volume total
- Génération d'un maillage fin du volume d'un sous-problème
- Génération du problème complet avec conditions aux limites naturelles
- Résolution du problème complet ainsi défini
- Tabulation des inconnues dans tout l'espace de résolution
- Boucle par sous-problèmes
 - ✓ Génération du sous-problème avec CLL provenant de la tabulation du problème complet
 - ✓ Résolution du sous-problème ainsi défini
 - ✓ Exploitation des grandeurs électromagnétiques
- Fin boucle
- Concaténation des exploitations des sous-problèmes pour reconstituer l'exploitation sur l'ensemble de la zone d'intérêt.

Du fait de la non confidentialité de la première phase de validité de l'étude, la démarche a pu faire l'objet de plusieurs présentations en congrès, la Figure 22 contient un exemple des posters présentés. Les champs de vitesse hydrodynamique ont été estimés à l'aide du Trio, logiciel aux éléments finis dédié à la mécanique des fluides et développé par le CEA.

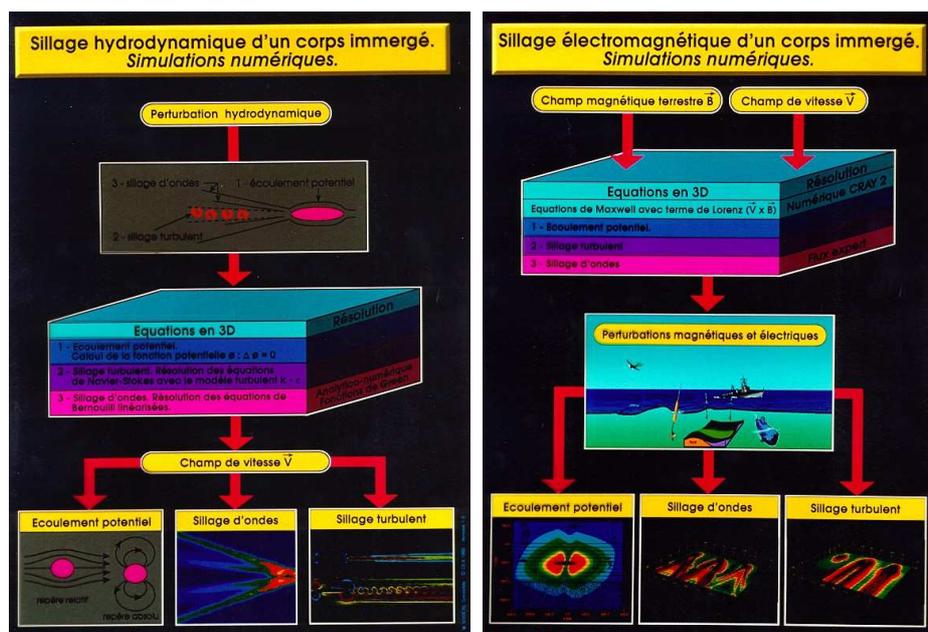


Figure 22 : Calcul de la perturbation magnétique d'un sous-marin

À l'issue de la phase de faisabilité, la DGA nous a demandé d'estimer la perturbation électromagnétique dans différentes configurations, le temps de calcul total n'ayant pu être rendu compatible avec celui de l'étude que grâce à une automatisation de l'enchaînement des calculs. Compte tenu de la confidentialité, nous ne pouvons en donner de résultats quantitatifs. À titre qualitatif (aucune dimension physique), la Figure 23 correspond au sillage magnétique produit par le sillage d'onde d'un sous-marin en immersion. L'étude a montré qu'une telle perturbation magnétique est mesurable très loin à l'arrière de l'engin.

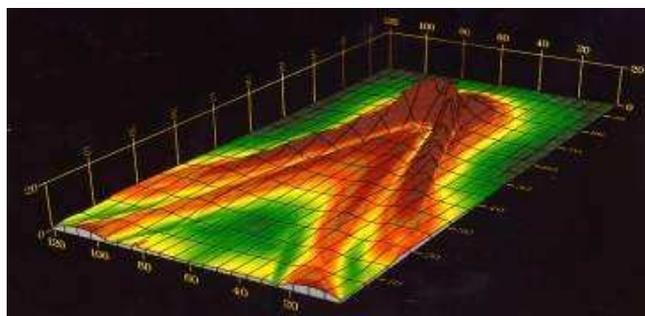


Figure 23 : Perturbation magnétique provenant d'un sillage d'onde

3.2.4 Effets géomagnétiques côtiers

La mesure du champ magnétique en mer nécessite la connaissance des phénomènes physiques modifiant localement le champ magnétique, essentiellement au nombre de trois :

- Le champ géologique dû aux matériaux magnétiques inégalement répartis dans les roches de la croûte terrestre. Constant dans le temps, ce champ n'est donc pas une source de bruit de mesure pour un capteur étalonné in situ.
- Les effets magnéto-hydrodynamiques provenant des mouvements naturels ou artificiels de l'eau de mer et évoqués précédemment.
- Le champ géomagnétique provoqué par la circulation de courants électriques induits dans les océans et les parties conductrices de l'écorce terrestre. Provenant de l'interaction entre le vent solaire avec l'atmosphère terrestre, il évolue dans le temps et constitue donc une source de bruit de mesure se situant dans la plage [0.001 ;10] Hz.

Forts des résultats précédents, nous nous sommes intéressés aux effets géomagnétiques côtiers à travers la thèse de Jean Vatry dont j'assurais le co-encadrement informatique. Ces effets proviennent de la discontinuité de conductivité électrique (eau de mer conductrice vers 4 S/m et le continent résistif de 0.1 à 0.0001 S/m), d'où une concentration du courant électrique induit dans l'eau de mer. La portée spatiale de ce phénomène est de plusieurs dizaines de kilomètres et il est caractérisé par une augmentation de la composante magnétique verticale ainsi que des variations importantes de la composante magnétique horizontale (de quelques nT à une centaine de nT selon l'activité magnétique). Compte tenu des distances entre les zones d'observation et les sources d'excitation, il a été montré que ces dernières peuvent être modélisées par des structures très simples sous forme de nappes ou des boucles de courants.

Les hypothèses simplificatrices sont l'absence de courants de déplacement, l'absence de densités de courant superficielles et l'indépendance des propriétés physiques des matériaux par rapport aux champs. La modélisation physique était classique puisque les équations caractéristiques sont celles de la magnétodynamique avec des excitations simples. Par contre l'effort s'est concentré sur la représentativité des bathymétries réelles (Figure 24 au large de Toulon) où nous avons effectué des mesures magnétiques. La Figure 25 illustre les résultats magnétiques obtenus par simulation pour deux fréquences d'excitation.

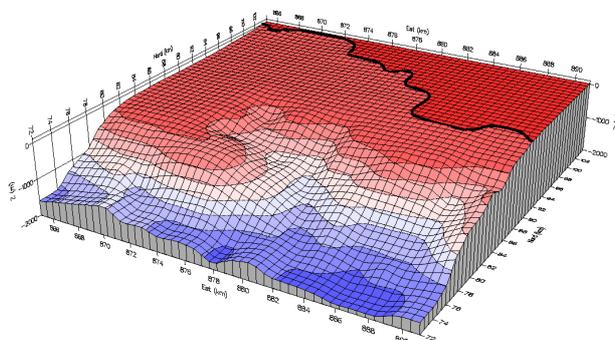


Figure 24 : Modèle numérique de la bathymétrie au large de Toulon (passage de 100m à 1500 de fond sur 8km)

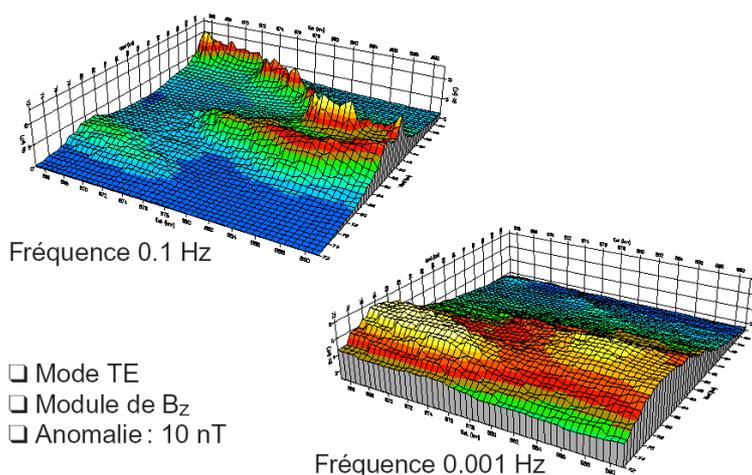


Figure 25 : de la composante magnétique verticale au large de Toulon à deux fréquences

La conclusion de cette étude a confirmé que grâce à nos compétences ainsi qu'à un logiciel « ouvert », nous étions capable de modéliser facilement et rapidement de grandes géographies complexes afin d'en estimer les conséquences sur le champ magnétique terrestre. Ceci est primordial pour la détection par faibles fonds, situation où chaque magnétomètre du réseau de détection ne « voit » pas exactement le même champ ambiant ce qui nécessite un étalonnage individuel et réactualisé selon l'activité magnétique atmosphérique mesurée par ailleurs.

3.3 Contrôle non destructif par ondes électromagnétiques

Il s'agissait d'étudier la faisabilité du contrôle non destructif de milieux opaques à l'aide de radars à sauts de fréquences (émission d'une suite de N fréquences, décalées d'un pas Δf , voir Figure 26) constitués d'antennes HF large bande. L'analyse spectrale de ces données fournit la réponse impulsionnelle du milieu exploré vu depuis le couple de positions émetteur/récepteur. La résolution en profondeur de 1 cm (spécification du cahier des charges) conduit à une bande fréquentielle voisine de [1;10] GHz. Pour reconstruire l'image de l'intérieur du milieu, un balayage surfacique en couple de positions émetteur/récepteur est nécessaire selon un échantillonnage dépendant de la résolution spatiale latérale voulue.

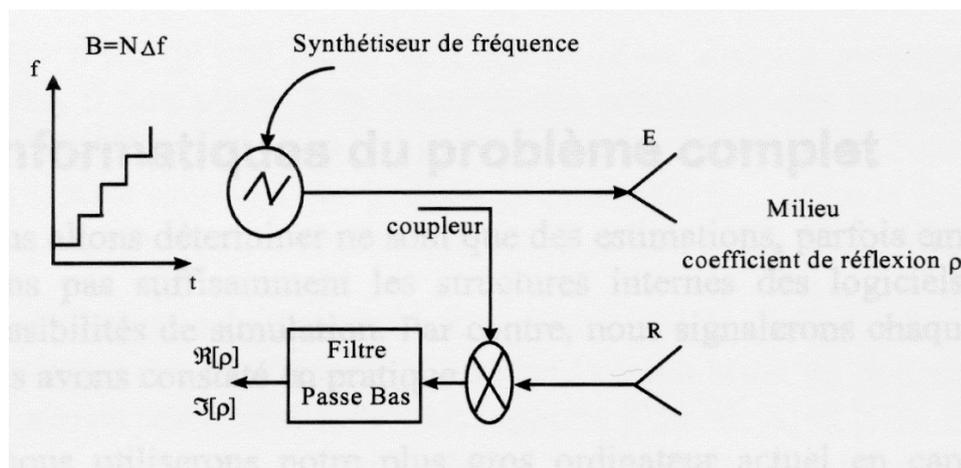


Figure 26 : Principe du radar à sauts de fréquence

La simulation numérique du processus HF a été entreprise pour retrouver et comprendre les mesures effectuées dans les mêmes conditions, afin de permettre le dimensionnement du système et d'aider l'opérateur lors d'une campagne de mesures.

Nous entendons par simulation complète le fait de prendre en compte les antennes, un milieu type et les défauts présents en son sein. La position respective de ceux-ci par rapport aux antennes doit varier pour rendre compte du balayage du milieu par les antennes. Nous avons opté pour notre logiciel utilisant la méthode des intégrales finies afin d'éviter tout développement spécifique. La simulation nécessita des moyens importants autant en mémoire qu'en temps de calcul. Ce n'est pourtant que deux ans plus tard que sont apparus les premiers articles et ne traitant que de la simulation des antennes utilisées.

Voici la démarche informatique choisie ainsi que les difficultés rencontrées, sans pouvoir encore une fois présenter les résultats définitifs pour cause de confidentialité.

3.3.1 Simulation des antennes

L'antenne utilisée est le résultat d'une optimisation s'appuyant sur des simulations et des mesures afin d'obtenir les objectifs en termes de bande passante (choix d'une antenne de type Vivaldi), de pureté de polarisation (choix d'une structure triplaque) et de compacité (gain de 45% par rapport à la première génération) (Figure 27). Dans la structure triplaque, l'antenne est constituée de deux couches de diélectrique et de trois conducteurs :

- une alimentation progressivement inclinée vers la droite des photos et située entre les deux plaques de diélectrique (donc invisible sur les photos),
- deux pistes plus larges assimilées aux plans de masse, inclinées vers la gauche et situées sur chacune des faces extérieures de l'ensemble (une visible sur les photos).



Figure 27 : Formes géométriques des antennes initiales (à gauche) et optimisées (à droite)

La Figure 28 schématise le fonctionnement des différentes parties des pistes. Nous parlons de zones basse bande et haute bande, car chaque fréquence est émise principalement dans la zone où l'écartement des pistes équivaut à la longueur d'onde correspondante.

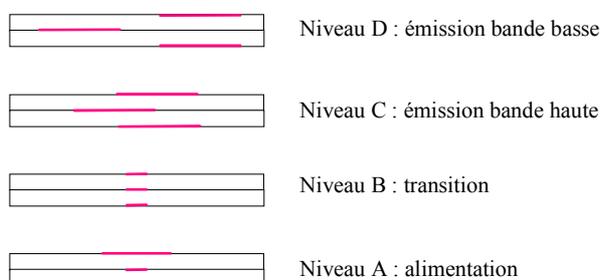


Figure 28 : Coupes schématisant le fonctionnement de l'antenne triplaque

- le niveau A correspondant à la zone d'alimentation: les 2 pistes extérieures sont plus larges que celle située entre les deux couches de diélectrique,
- le niveau B est la zone de transition alimentation/émission: les 3 pistes ont même largeur,
- le niveau C est situé dans la zone d'émission haute bande: les 3 ont même forme mais les deux externes s'écartent d'un côté pendant que l'interne le fait de l'autre,
- le niveau D est situé dans la zone d'émission basse bande: les 3 pistes ont même forme mais les deux externes et l'interne sont de part et d'autre de la ligne médiane.

Bande passante

La Figure 29 compare les S11 mesurées (bleu et vert) et simulée (rouge). Les « enveloppes » coïncident en niveaux et en bandes passantes ([1.3;>20] GHz), mais les fréquences de résonance sont moins nombreuses dans les simulations. On aperçoit également la limite de validité des calculs au dessus de 18 GHz (au-delà des fréquences de fonctionnement envisagées), fréquence à partir de laquelle la simulation commence à s'écarter des mesures.

Structures des champs

L'antenne a été choisie pour l'évolution de ses lobes d'émission selon la fréquence de fonctionnement (cf. Figure 30) propriété qui apportent une richesse aux mesures. À basse fréquence, le rayonnement est assimilable à celui d'un dipôle dans le plan du diélectrique. Puis au dessus de 3 GHz, les lobes « s'écrasent » dans le plan du diélectrique.

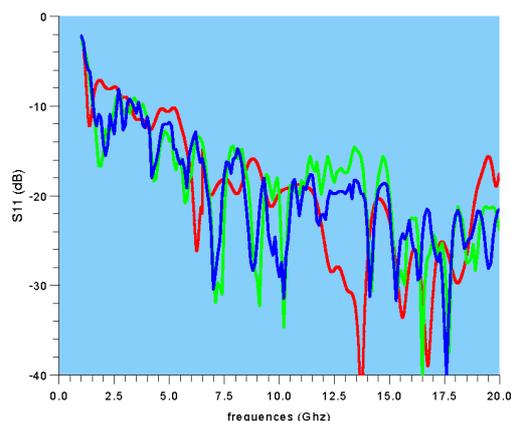


Figure 29 : S11 mesurés (bleu et vert) et simulés (rouge) pour l'antenne optimisée

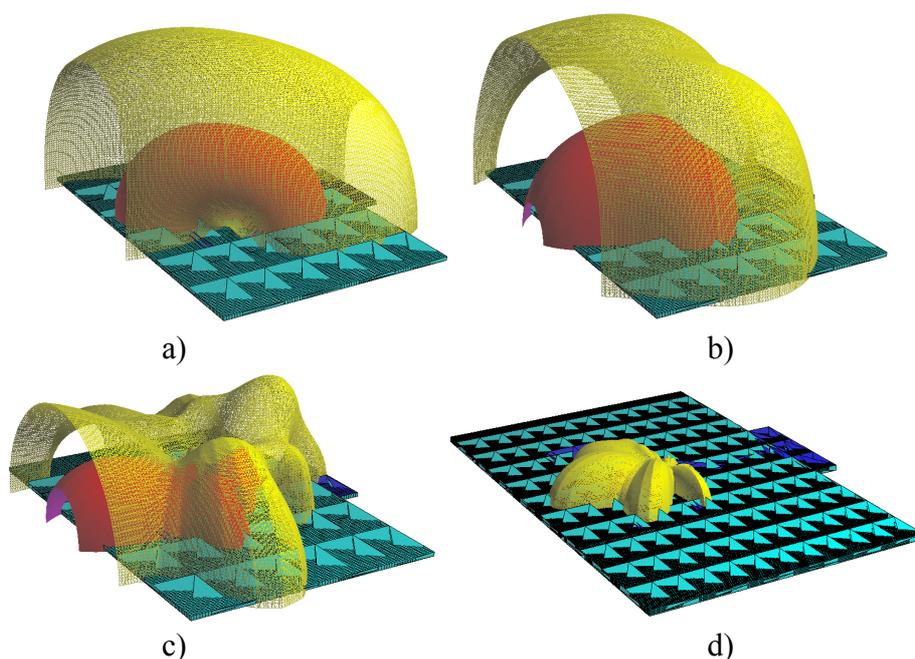


Figure 30 : Structure des champs lointains pour 1, 3, 5 et 9 GHz (a,b,c et d)

3.3.2 Simulation du problème de contrôle non destructif

Spécification du problème

Nous supposons que le milieu étudié est de structure stratifiée et qu'il contient des inhomogénéités de structure (l'objet de recherche de cette étude). Les antennes sont à proximité de la face extérieure de la structure, deux configurations existent :

- Bistatique : émetteur et récepteur sont distincts, ce qui est très riche pour la résolution du problème inverse de par la multitude des directions d'exploration du milieu.
- Monostatique : une seule antenne assure les deux fonctions émetteur et récepteur. L'avantage est la compacité, mais cette structure est limitative en termes de mesures.

De par sa richesse, la configuration bistatique a été utilisée expérimentalement, mais sa simulation était impossible il y a 8 ans.

Estimation des besoins informatiques

Pour une taille mémoire de Go, nous avons estimé la taille du domaine de calcul exprimé en longueur d'onde, en tenant compte des contraintes liées aux conditions absorbantes (en $k.\lambda$).

Premièrement, en supposant que les antennes sont assimilables à un parallélépipède, par la structure bistatique la méthode des EF (mailles en $\lambda/10$ et $k=1$) conduit à $625.\lambda^3$ alors que la méthode des IF (mailles en $\lambda/20$ et $k=1/2$) conduit à $1750.\lambda^3$, soit un gain voisin de seulement 2.7 (40% d'agrandissement possible dans chaque direction en 3D). Nous retrouvons le fait de les méthodes des DF ou IF utilisent moins de moyens informatiques que la méthode EF, mais nécessitent un maillage beaucoup plus fin pour une précision numérique équivalente.

Puis, la prise en compte de la forme des conducteurs et des inclusions est assimilée à coefficient limitatif : 0.67 pour la méthode des EF et 0.33 la méthode des IF (maillage structuré sans relâchement à proximité des frontières). Ce qui conduit à une fréquence maximale de 4.7 GHz pour les EF et de 5.7 GHz avec les IF. Ces deux limites étant très largement insuffisantes par rapport aux objectifs de l'étude (10 GHz), la simulation de la configuration bistatique était impossible à l'époque.

La configuration monostatique n'utilisant qu'une seule antenne, la fréquence maximale augmente alors : 5.9 GHz pour les EF et 7.2 GHz pour les IF. La méthode des EF est toujours trop insuffisante, celle des IF l'est moins. Ne pouvant faire autrement, nous nous sommes restreint à la configuration monostatique simulée par les intégrales finies.

Remarque : Ces estimations ont été confirmées à travers notre logiciel aux intégrales finies.

Difficultés informatiques supplémentaires

Segmentation de la bande passante

L'ensemble de la bande fréquentielle ne pouvait être traitée en un seul calcul, en effet pour la méthode des intégrales finies, la bande passante adaptée à un maillage est déterminée ainsi :

- la fréquence minimale f_{min} est celle dont la longueur d'onde λ_{max} vaut le quart de la distance entre les sources et les frontières de la boîte.
- la fréquence maximale f_{max} est celle dont la longueur d'onde λ_{min} est au moins discrétisée en vingt segments dans tout le maillage (issu de notre expérience).

La bande passante contractuelle [1 ;10] GHz ne pouvait être traitée en une seule fois. Nous avons essayé l'enchaînement du calcul de 2 bandes adjacentes [1, 4] GHz et [4, 10] GHz. Ceci alourdissait déjà énormément le temps de calcul, mais en plus cette segmentation induisait des remontées anormales de la réponse S11 en frontières de bande passante (cf. Figure 31). Ces défauts continuaient à subsister en différentiel (courbes bleu sombre et jaune) après soustraction du signal provenant d'une structure sans défaut de celui d'une avec défaut (les autres courbes). Ils induisaient des oscillations importantes après transformée de Fourier qui empêchaient le fonctionnement du logiciel de résolution du problème inverse.

Ayant constaté que la partie centrale des sous-bandes semblaient correctes, nous avons du passer à l'enchaînement de quatre bandes fréquentielles pour couvrir la bande contractuelle.

Extraction du signal utile

Le signal issu des inhomogénéités étant faible, il ne « sortait » pas de celui provenant du milieu (**Figure 31** courbes rouge/verte et mauve/bleu clair). Il fallait donc travailler en différentiel entre des configurations avec et sans défauts (démarche équivalente en expérimental), ce qui rallongeait encore la durée totale de la simulation.

Par expérience, à cause des bruits numériques il existe un biais entre les simulations comportant ou non la matérialisation géométrique d'une zone de défaut (affecté des propriétés physiques du milieu environnant). Aussi pour chaque bande fréquentielle, nous n'avons

réalisé qu'un seul maillage comportant cette matérialisation, le signal de référence étant alors la réponse obtenue en affectant à cette zone les propriétés physiques du milieu environnant.

Pourtant, cela n'a pas été suffisant. La Figure 32 contient les paramètres S11 différentiels (dB) obtenus pour 5 positions latérales du défaut ainsi que le biais entre les réponses obtenues avec ou sans maillage de la zone de défaut (en jaune). On constate que l'écart entre ce biais et les signaux différentiels est souvent inférieur à 10 dB ce qui n'est pas suffisant pour permettre la détection d'une l'inclusion de faible contraste après traitement.

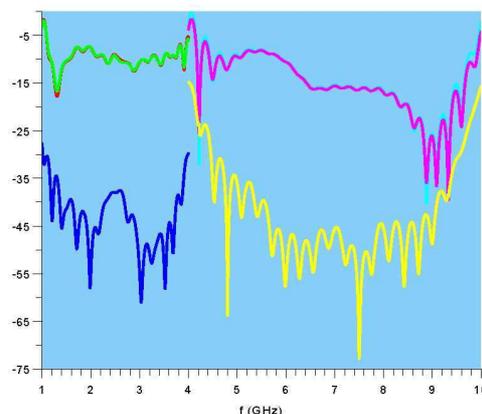


Figure 31 : Influence de la segmentation de la bande passante sur le paramètre S11

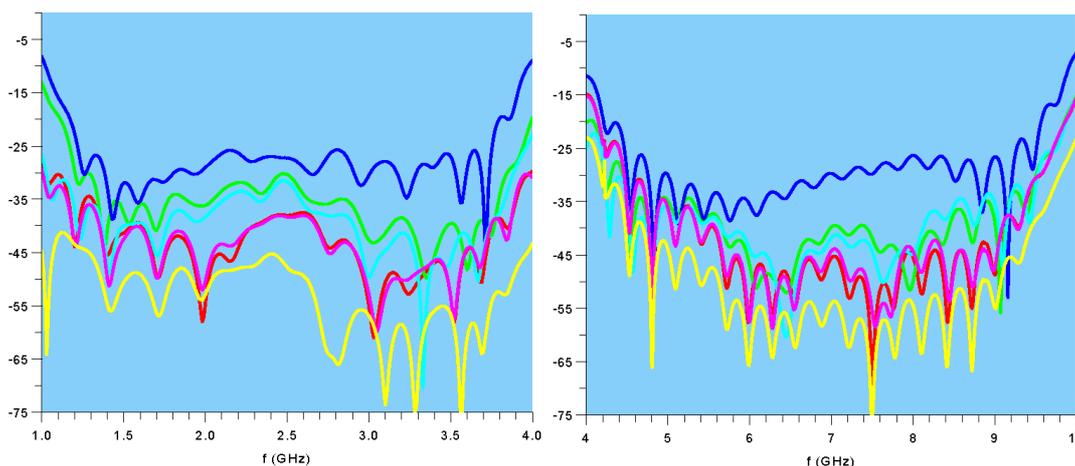


Figure 32 : S11 différentiels, pour les 5 positions du défaut,

Conclusions pour la simulation opérationnelle contrôle non-destructif

Avec l'augmentation de la mémoire informatique disponible, simuler toute la bande passante en un seul passage doit être possible maintenant et sans augmentation du temps de calcul. Concernant la précision numérique, la généralisation de la double précision peut faire espérer une amélioration de la précision de la convergence, mais rien n'est sûr car en parallèle le nombre d'opérations élémentaires augmente fortement. Une reprise de cette étude permettrait de s'en assurer, mais celle-ci est peu envisageable puisque l'expérimentation a également montré qu'il était quasiment impossible de détecter une d'inclusion de faible contraste.

Ce qui faut retenir de cette étude c'est l'analyse dimensionnelle du problème pour atteindre la précision voulue. Quelques soient les progrès informatiques, cette démarche reste d'actualité.

4 Références bibliographiques

[ABD-2005]	H. Abd-El-Raouf.; R. Mittra; Ji-Fu-Ma, "Solving very large EM problems using the MPI-CBFDTD method", <i>2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE-Cat.-No.-05CH37629, 18-21 vol. 2B, 2005:</i>
[BAT-1990]	J.L. Batoz, G. Dhatt, "Modélisation des structures par éléments finis, volumes 1 et 2", <i>Hermes, 1990.</i>
[BAY-1980]	A. Bayliss, E. Turkel "Radiation boundary conditions for wave-like equations" <i>. Communications on Pure and Applied Mathematics 1980; 33(6):707– 725.</i>
[BEC-2003]	Eliane Bécache, "Méthode variationnelles, Domaines fictifs et conditions aux limites artificielles pour des problèmes hyperboliques linéaires. Application aux ondes dans les solides", <i>Habilitation à Diriger les Recherches présentée à l'INRIA 2003.</i>
[BER-1994]	J.P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves", <i>Journal of Computational Physics, October 1994.</i>
[Bos-1982]	A. Bossavit, J.C. Verite, "A mixed FEM-BIEM method to solve 3D eddy current problems", <i>IEEE Trans. Magn., vol MAG-18, pp 431-435, March 1982.</i>
[Bou-1994]	D. Bouche, F. Molinet, "Méthodes asymptotiques en électromagnétisme", <i>Springer-Verlag, Mathématiques & Applications, 1994.</i>
[CHA-1981]	J.J. Chaillout, "Contribution à la modélisation et à l'étude de la commande de vitesse des groupes turboalternateurs", <i>Thèse présentée à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1981.</i>
[CHR-1995]	Ch. Christopoulos, "The transmission-line modelling method TLM", <i>IEEE Press, 1995.</i>
[COI-1993]	R. Coifma, V. Rokhlin, S. Wandzura, "The fast multipole method for the wave equation: a pedestrian prescription", <i>IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol 35 n°3, pp7- 12, june 1993.</i>
[DEL-2004]	M. Leluch-Marcysiak, "Extended study of Poynting theorem and reciprocity on nonuniform FDTD meshes", <i>IEE Proc.-Sci. Meas. Technol., Vol 151, n°6, November 2 004.</i>
[DOU-1997]	C. Dourthe, "Tomographie micro-onde d'objets enterrés. Application à l'auscultation radar", <i>Thèse de l'Université de Nice-Sophia Antipolis soutenue le 17/9/1997.</i>
[ENG-1977]	B. Engquist, A. Majda "Absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves" <i>. Mathematics of Computation 1977; 31:629–651.</i>
[FEK-2005]	http://www.feko.info/index.html
[FUM-2006]	Ch. Fumeaux, D. Baumann, P. Bonnet, R. Vahldieck "Develoments of finite-volume techniques for electromagnetic modelling in unstructured meshes", <i>17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2006</i>
[GED-2003]	Stephen Gedney, "Computational Electromagnetics: the Finite-Difference Time-Domain", <i>Department of Electrical Engineering University of Kentucky, 2003.</i>
[GRE-1997]	L. Greengard, V. Rokhlin, "A new version of the Fast Multipole Method fort he Laplace equation in three dimension ", <i>Acta Numerica, 6; 229-269, 1997.</i>
[HAR-1968]	R.F. Harrington, "Field computation by moment methods", <i>New York MacMillan, 1968.</i>

[HAV-2004]	P. Havé, "Méthodes multipôles rapides pour l'électromagnétisme : parallélisme et basses fréquences", <i>Thèse de l'Université Pierre et Marie Curie, Paris VI soutenue le 13 mai 2004.</i>
[HER-1992]	F. Hermeline, "Méthodes des volumes finis sur les maillages quelconques pour les équations de Maxwell en dimension 2", <i>CEA-N-2695, 1992.</i>
[HUL-1993]	M. Hulin, N. Hulin, D. Perrin, "Equations de Maxwell, Ondes électromagnétiques", <i>Dunod, 1993.</i>
[ISM-2004]	M. Ismail, "Méthode de la frontière élargie pour la résolution de problèmes elliptiques dans des domaines perforés. Application aux écoulements fluides tridimensionnels", <i>Thèse de l'Université Pierre et Marie Curie, Paris VI soutenue le 26 Mai 2004.</i>
[JIN-2002]	Jianning Jin, "The finite element method in electromagnetics", <i>Wiley-Interscience Publication, 2002.</i>
[JON-1987]	Johns P.B., "A condensed and symmetrical node for TLM method", <i>IEEE Trans. MYY, vol MFT-35, pp 370-377, 1987.</i>
[KUN-1993]	Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers, "Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics", <i>CRC Press, 1993.</i>
[LEM-1993]	R. Le Martret, C. Le Potier "Le code SUMER T : calcul d'électromagnétisme 3D temporel par une formulation volumes finis", <i>CEA-N-2736, 1993</i>
[LOR-2005]	Irina Munteanu, Franz Hirtenfelder "Convergence of the finite integration technique on various mesh types", <i>German Microwave Conference GEMIC'05, Ulm, Germany, April 2005.</i>
[MAG-2001]	S. Le Maguer, M. N. Ney "Le schema ADI en FDTD et en TLM : Comparaisons et perspectives", <i>12èmes journées Nationales Microondes à Poitiers 2001.</i>
[MUR-2005]	Irina Munteanu, Franz Hirtenfelder "Convergence of the finite integration technique on various mesh types", <i>German Microwave Conference GEMIC'05, Ulm, Germany, April 2005.</i>
[NED-1980]	J.C. Nedelec "Mixed and finite element in R^3 ", <i>Numerical Method, vol 35, pp 315-351, 1980.</i>
[NIV-2004]	R. Nilavalan, I.J. Craddock and C.J. Railton "Modelling metallic discontinuities with the non-orthogonal finite difference time domain method", <i>IEE Proc-Microw Antennas Propagation, vol 151, n5, October 2004.</i>
[PUT-2001]	S. Putot "Calcul des capacités parasites dans les interconnexions des circuits intégrés par une méthode de domaines fictifs", <i>Thèse de l'Université Joseph Fourier de Grenoble I, 2001.</i>
[RAM-2007]	JOmar Ramadan "Complex envelope ADI-PML algorithm for truncating Lorentz dispersive 2D-FDTD domains", <i>IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 17. n°1, pp 4-6, 2007..</i>
[ROB-1987]	J.E. Roberts, J.M. Thomas "Mixed and hybrid finite element methods", <i>Rapport 737 INRIA, 1987.</i>
[ROU-1996]	Fabien Rouard "Modélisation de phénomènes de diffraction électromagnétiques avec le logiciel Flux-Expert", <i>Rapport de DEA de l'Ecole Centrale de Lyon, 1996.</i>
[SAG-1996]	P. Sagnet, "La méthode TLM", <i>Ecole d'Aquitaine Ondes et Matière, 1996.</i>

[SCA-2004]	G. Scarella, "Etude théorique et numérique de la propagation d'ondes en présence de contact unilatéral dans un milieu fissuré", Thèse de l'Université PARIS IX-DAUPHINE, 1er Mars 2004.
[SEW-2004]	P. Sewell, J.G. Wykes, T.M. Benson, D.W.P. Thomas, A. Vukovic, C Christopoulos, "Transmission line modelling using unstructured meshes", <i>IEE Proc-Sci Meas. Technol.</i> , vol 151, n°6, november 200 4.
[TAN-2007]	Eng Leong Tan, "Efficient algorithm for the unconditionally stable 3D ADI-FDTD method", <i>IEEE Microwave and wireless components letters</i> , vol. 17. n°1, pp 7-9, 2007.
[WEI-1977]	T. Weiland, "A discretisation for the solution of Maxwell's equations for six-components field", <i>Electronics and Communicartions AEU</i> , vol. 31. n°3, pp 116-120, 1977.
[WHI-1957]	H. Whitney, "Geometric integration theory", <i>Princeton U.P.</i> , 1957.
[YAO-1995]	M. Yao Bi N'Guessan Jean-Luc, "Méthode des éléments finis mixtes et conditions aux limites absorbantes pour la modélisation des phénomènes électromagnétiques hyperfréquences", <i>Thèse de l'Ecole Centrale de Lyon, Spécialité Genie Electrique</i> , 1995.
[YEE-1966]	K.S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", <i>IEEE Trans Ant Prop</i> , 14(3), 1966.

CHAPITRE III : À LA RECUPERATION

1 Contexte

À partir de 2002, mon Département s'est engagé dans l'étude de la récupération de l'énergie environnante pour rendre autonomes les microsystèmes durant leur durée de vie. Au CEA/Grenoble, plusieurs sources énergétiques étaient déjà en cours d'exploration (lumière, gradients de température, ...), mais toutes les sources et tous les principes de conversion n'avaient pas été prospectés, aussi nous nous sommes engagés dans cette recherche à travers une thèse. Ce domaine nécessitait forcément des connaissances en énergétique et, du fait de sa nouveauté, devait commencer par faire appel à des simulations très variées. Par ma formation scolaire et par mes compétences professionnelles acquises, mon rôle de co-encadrant pour cette thèse s'est imposé.

Depuis en collaboration avec le CSEM, nous avons engagé la réalisation d'un prototype industriel utilisant le principe développé au cours de la thèse et qui constitue une première mondiale. D'autre part, toujours sous mon co-encadrement, une nouvelle thèse axée sur l'étude des matériaux électroactifs en vue de leur utilisation dans le domaine de la récupération d'énergie d'origine mécanique est en cours, et un DRT a conduit à un nouveau concept de système permettant la génération d'électricité à partir, par exemple, des impacts des gouttes de pluie.

La suite de ce chapitre résume ces travaux quant à l'analyse de la problématique, les simulations effectuées et les principaux résultats. Signalons aussitôt, que faute de compétences adaptées pour développer de nouveaux matériaux, nous nous sommes limités à exploiter au mieux ceux existants dans des systèmes performants.

2 Introduction

Poussés par les progrès de la microélectronique, les microsystèmes de toutes sortes ont commencé à peupler notre environnement, du civil au militaire, en passant par l'industrie et le spatial. Cette invasion en progression permanente n'est toutefois possible que si, d'une part, ils communiquent sans fil et que, d'autre part, ils sont entièrement autonomes du point de vue énergétique. Concernant les systèmes de communication, beaucoup de progrès sont apparus ces dernières années, même si des améliorations en termes de consommation et compacité sont encore nécessaires et possibles. Quant à l'autonomie énergétique, elle pose actuellement un véritable problème car, même si la durée des piles ou batteries a connu des progrès notables au cours de ces dernières années, elle reste limitée. Par exemple, la densité énergétique des piles Lithium-Ion étant typiquement de 200 Wh/kg, la fourniture de 1 mW pendant 10 ans nécessite un minimum de 400 gr ou 180 cm³. Les remplacer ou les recharger périodiquement est particulièrement contraignant, notamment si les objets sont difficiles d'accès. Et surtout la dissémination des piles et batteries est une source importante de pollution. Pour pallier ces inconvénients, l'idée est de récupérer l'énergie dans

l'environnement proche des capteurs pour les alimenter afin de les rendre autonomes durant leurs durées de vie.

Les environnements sont très différents et l'énergie récupérable prend des formes très diverses. De plus les besoins en énergie et les contraintes d'encombrement peuvent varier fortement d'une application à l'autre (portée kilométrique, encombrements en cm^3 et puissances en Watts pour un réseau de bouées de surveillance en mer, 10 à 100 μW avec un volume restreint à quelques mm^3 pour un microphone indépendant du téléphone). Il est donc nécessaire de bien cibler la gamme de puissance de travail, avant de spécifier quelle source d'énergie peut être utilisée et quel type de convertisseur peut y être associé. Nous avons choisi un cahier des charges adapté à un grand nombre d'applications : alimentation de systèmes très basse consommation (10 à 100 μW) dans un encombrement de l'ordre du cm^3 .

Tout d'abord nous présentons de manière générale les grandeurs et points de vue qu'il est nécessaire de considérer dans le cadre de la récupération d'énergie, notamment en de faibles quantités. Nous donnons aussi une estimation comparée des densités énergétiques des différentes sources d'énergie naturelles. Ensuite, nous dressons le panorama des principales sources d'énergie disponibles dans l'environnement et les principaux systèmes de conversion pour transformer ces énergies en une énergie électrique directement utilisable ainsi que leurs évolutions prévisibles à court terme. Nous insisterons plus sur l'énergie d'origine mécanique qui, bien que prometteuse, n'est vraiment étudiée que depuis quelques années. Aucun système de récupération de cette énergie n'est donc encore industrialisé et plusieurs principes de conversion sont encore en concurrence. Quant à l'énergie d'origine lumineuse, elle est déjà largement exploitée alors que celle d'origine thermique attend la découverte de matériaux plus performants ou moins onéreux pour connaître un plus large développement industriel.

3 Analyse de la problématique

Pour nous, la récupération d'énergie ne peut être qu'opportuniste, c'est-à-dire que l'énergie récupérée ne doit pas être produite à cette fin, sinon il s'agit de télé-alimentation et non de récupération d'énergie. Il est nécessaire dans un premier temps de connaître les densités énergétiques des sources naturelles. Le graphique de la Figure 33 [OMNT 2006] permet d'effectuer une comparaison quantitative des densités énergétiques des principales sources d'énergie naturelles susceptibles de contribuer à la récupération d'énergie.

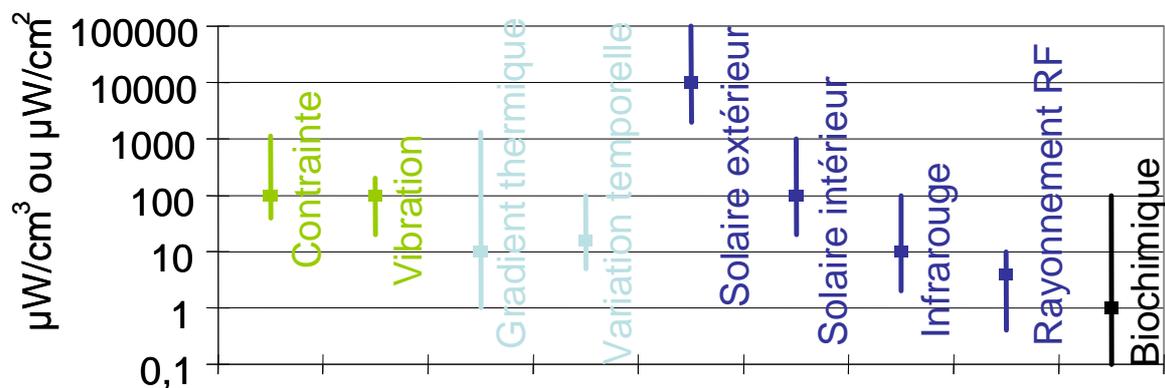


Figure 33 : Comparaison des densités énergétiques des sources d'énergie naturelles

La quantité d'énergie récupérée sous forme d'énergie électrique utilisable (immédiatement ou stockée temporairement) dépend de plusieurs rendements intervenant en cascade :

$$E_{\text{elec util}} = \eta_{\text{elec}} \cdot \eta_{\text{conv}} \cdot \eta_{\text{abs}} \cdot E_{\text{source}} \quad (49)$$

avec :

- η_{abs} qui quantifie la proportion d'absorption par le système de l'énergie naturelle,
- η_{conv} qui mesure effectivement la conversion de cette énergie en énergie électrique
- η_{elec} qui mesure la performance de l'électronique pour rendre utilisable l'énergie électrique générée par la conversion.

Trop souvent, seulement le rendement de conversion η_{conv} fait l'objet de recherche de maximisation, sans tenir compte du rendement d'absorption η_{abs} , ni même de la densité d'énergie disponible. Or c'est bien le produit de toutes ces quantités qu'il faut réellement maximiser pour être sûr de disposer de suffisamment d'énergie pour alimenter le système. Ultérieurement nous verrons comment ce point de vue influe sur la pertinence de l'utilisation d'une chaîne de conversion mais pour le moment nous en donnons une illustration simpliste : à densités énergétiques équivalentes, en négligeant les pertes constantes et indépendamment de tout aspect commercial, convertir seulement 30% de 30% de l'énergie disponible (rendement global de 9%) est trois fois plus intéressant que de convertir seulement 3% d'énergie disponible avec l'excellent rendement de 90% (rendement global de 2.7%) !

Quant au rendement η_{elec} , l'électronique pouvant prendre tellement de formes selon la structure choisie, la technologie utilisée pour la réaliser et la source d'énergie exploitée, il est impossible ici de donner d'autres conseils que celui qui est évident : il faut minimiser les pertes constantes et maximiser le rendement de l'électronique. En conséquence, bien qu'il s'agisse du coefficient sur lequel il semble que nous pouvons posséder le plus actions, l'optimum de l'électronique ne se trouve pas forcément dans l'application des règles et des normes actuelles des autres domaines de l'électronique.

4 Sources énergétiques naturelles

4.1 Thermique

La récupération d'énergie s'effectue en insérant entre deux points de températures différentes un élément qui convertisse l'énergie du flux thermique en énergie électrique. Les gradients thermiques sont abondants dans l'environnement : de part et d'autre d'une vitre, entre l'air ambiant et la surface d'un moteur [Sri 2005], du sol [Law 2002] ou de la peau [Jun 2003], [Aig 2002]. Mais mis à part à proximité de systèmes à combustion, les écarts de températures observables sont en général assez faibles, inférieurs à 10 K. Aussi, il faut écarter la conversion thermoionique [Lar 2006] qui nécessite des températures très élevées (>1000 K). De même, peu de situations offrent des variations rapides et continues de température, ce qui exclut la pyroélectricité des principes utilisables. Enfin, pour des raisons de robustesse et d'encombrement, les convertisseurs statiques utilisant l'effet thermoélectrique, classique ou thermotunnel, et les super réseaux sont préférables pour la récupération d'énergie thermique.

La thermoélectricité classique repose sur l'effet Seebeck : lorsqu'un matériau est soumis à un gradient de température, une tension V proportionnelle à l'écart de température ($V = \alpha \Delta T$, où α est le coefficient Seebeck du matériau) apparaît à ses bornes. Cet effet est réversible, et l'on parle alors d'effet Peltier lorsque disposant d'une source électrique, on utilise des matériaux thermoélectriques pour refroidir ou réchauffer un dispositif. Traditionnellement, on associe électriquement en série et thermiquement en parallèle un couple de matériaux P ($\alpha > 0$) et N ($\alpha < 0$), de manière à réaliser un thermocouple (Figure 34). La mise en série électrique et thermiquement en parallèle de nombreux thermocouples permet de disposer d'une source de tension relativement importante.

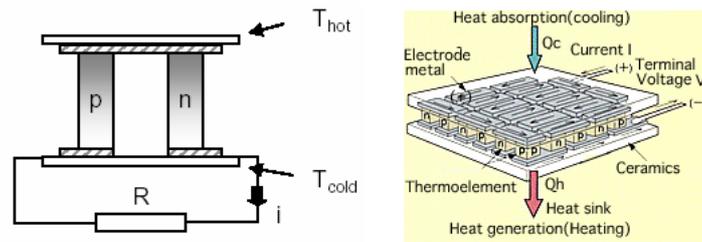


Figure 34 : Structures de composants thermoélectriques

Le rendement de conversion est donné par :

$$\eta = \eta_c \frac{\sqrt{1+ZT} - 1}{\sqrt{1+ZT} + \frac{T_h}{T_c}}; \text{ avec } \eta_c = \frac{T_h - T_c}{T_h} \text{ et } Z = \frac{\alpha^2}{\rho k} \quad (50)$$

Il est fonction du rendement de Carnot η_c qui est un rendement maximum théorique, de T_c et T_h les températures chaude et froide exprimées en Kelvin et d'un coefficient dépendant de Z appelé figure de mérite du matériau thermoélectrique. Indépendante des dimensions de l'échantillon, cette grandeur fait intervenir le coefficient Seebeck, la résistivité et la conductivité thermique du matériau. Il est préférable pour un générateur d'électricité thermoélectrique d'avoir des éléments hauts (des centaines de micromètres) et de faible section (100*100 micromètres) afin d'avoir une impédance thermique globale pas trop faible malgré les faibles dimensions. Les meilleurs matériaux thermoélectriques ont un ZT entre 1 et 2. D'autre part, la puissance récupérable P est fonction du nombre n de thermocouples, de la résistance totale du générateur thermoélectrique R_g et est surtout proportionnelle à ΔT^2 :

$$P = \frac{n^2 \alpha^2 \Delta T^2}{4R_g}$$

Il est donc fondamental de fonctionner en présence de fortes différences de température, ce qui est rare dans la nature !

Depuis 1957 à températures ambiantes, le leader est le Tellure de Bismuth de rendement encore faible, vers 10 % du rendement de Carnot. De nombreux travaux consistent à rechercher de nouveaux matériaux offrant un rendement de conversion plus élevé, malheureusement l'obtention de résultats tangibles tarde. Aussi, d'autres axes de recherches sont explorés.

Tout d'abord les super réseaux qui sont des millefeuilles de thermo-éléments dont la hauteur de barrière de potentiel entre couches est ajustable par dopage et dont la multitude des couches permet de réduire la conductivité thermique globale. Ils représentent une rupture technique en termes de rendement (vers 20 % du rendement de Carnot), mais sont encore de fabrication très coûteuse. En refroidissement, il faut un empilement de plus de 1000 couches nanométriques pour créer un écart de température de seulement 1 K avec un bon rendement. En récupération, sous une différence de température de quelques Kelvin, il faudrait plutôt dix à cent milles nanocouches ([VEN 1999], [LAB 2001], [CHE 2001]).

La seconde voie pour augmenter le rendement de la conversion thermique/électrique c'est de remplacer l'empilement de couches par une seule barrière de potentiel formé par un espace vide. En négligeant le rayonnement thermique (en dessous de 300 K), ce vide réalise une isolation thermique presque parfaite. La difficulté, c'est qu'il n'existe pas de matériaux ayant une fonction de travail (énergie nécessaire pour extraire un électron) suffisamment faible permettant un fonctionnement à température ambiante. Aussi, soit on se limite à un

fonctionnement à hautes températures (effet thermoïonique), soit on rapproche les deux surfaces en regard à seulement quelques Angströms (effet thermotunnel [HIS 2001],[KOR 1999]). La hauteur de barrière étant réduite, un courant tunnel peut circuler, ce qui autorise un fonctionnement à plus basse température, notamment à l'ambient. Surtout étudié dans le cadre du refroidissement, l'effet thermotunnel fait espérer des performances très prometteuses (proches du rendement de Carnot avec une densité de puissance de plusieurs centaines de Watts/cm²). Les systèmes thermoélectriques classiques étant réversibles, nous pouvions espérer des performances similaires en récupération. Cette voie nous est donc apparue comme prometteuse pour la récupération d'énergie thermique, surtout qu'il fallait résoudre des challenges technologiques importants : état de surface quasi-parfait et distance de séparation de l'ordre de l'Angström. Le résultat de l'étude a été publié dans [Des-2004].

Pour une distribution énergétique de type Fermi-Dirac, un écartement des électrodes de 20 Å et des températures de 310 K et 300 K, la zone de récupération est très réduite (cf. Figure 35) : le point de fonctionnement optimal est autour de 400 A/cm² sous une tension de 0.5 mV, soit une puissance récupérable de 200 mW. Cela obligerait à mettre électriquement en série plusieurs éléments élémentaires pour obtenir une tension exploitable.

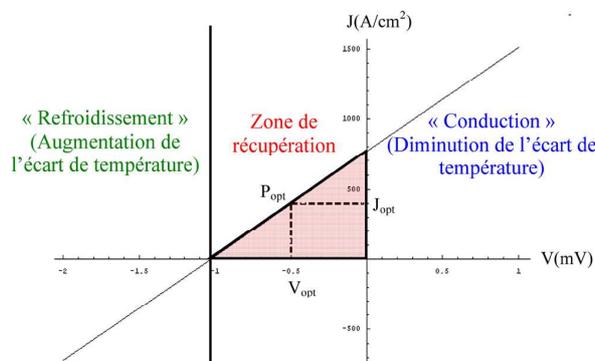


Figure 35 : Courbe tension courant pour l'effet thermotunnel

La Figure 36 montre les performances comparées des effets thermoélectrique classique et thermotunnel en fonction de l'écartement (ou de l'épaisseur) d pour des structures de mêmes dimensions, des températures de 310 K et de 300 K et une surface de 1 cm² : à gauche la consommation thermique et la puissance générée, à droite le rendement correspondant. On constate que la densité de puissance récupérable par l'effet thermotunnel n'est pas supérieure à celle du thermoélectrique classique et que son rendement ne devient intéressant qu'au dessus de 28 Å, zone dans laquelle la densité de puissance récupérable est très en dessous des espoirs. Contrairement au thermoélectrique classique, le thermotunnel n'offre pas les mêmes performances en récupération d'énergie que celles attendues en refroidissement. En fait, la plus grande partie des électrons échangés participent à l'équilibre thermique sans générer d'énergie électrique. A plus grande distance, le nombre d'électrons pouvant franchir le gap diminue, ce qui correspond à une forte baisse du rendement η_{abs} . De plus, les problèmes de thermalisation avec diminution de η_{abs} sont au minimum autant difficiles à résoudre que pour l'effet thermoélectrique classique

Contrairement au thermoélectrique classique, l'effet thermotunnel n'offre donc pas les mêmes performances en récupération d'énergie que celles attendues en refroidissement. Jusqu'à la preuve expérimentale du contraire, ce principe de conversion n'est pas une voie à retenir pour la récupération d'énergie.

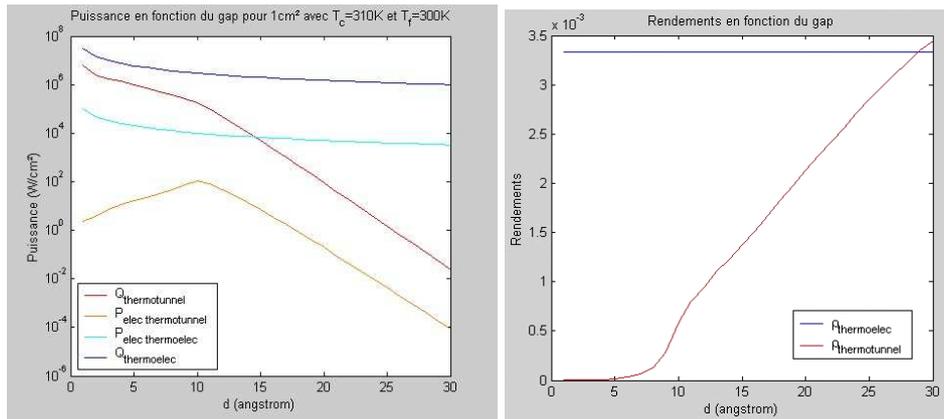


Figure 36 : Comparaison thermoélectrique et thermotunnel

Remarquons que, même si les progrès futurs permettaient d'obtenir des ZT beaucoup plus grand, par exemple [Che 2006], ou des micro couches de très fortes résistances thermiques, le rendement de conversion η_{conv} sera toujours limité par celui de Carnot. Or, pour la récupération d'énergie les écarts de température étant couramment seulement d'une dizaine de degrés à température ambiante, le rendement de Carnot avoisine simplement 3%. D'autre part, plus les dimensions des systèmes diminuent et plus il est difficile de limiter les fuites thermiques par thermalisation, ce qui correspond à une diminution du rendement d'absorption η_{abs} . En conséquence, le rendement global est rarement élevé.

Néanmoins, cette source d'énergie ne doit pas être définitivement rejetée car les gradients thermiques sont très souvent présents, parfois avec de grandes ampleurs dans certaine situation (moteurs thermiques, échappement, ..) ou aussi en absence de toutes autres sources d'énergie. D'autre part, ils peuvent être la manifestation voulue pour une détection ou une commande, par exemple un interrupteur autonome [Sal 2005].

4.2 Rayonnement

Quatre types de rayonnement naturels potentiels existent : les ondes hertziennes, le rayonnement nucléaire et les rayonnements solaire infrarouge ou visible.

- L'attrait de l'énergie du rayonnement électromagnétique est qu'elle est répartie sur une très large bande de fréquences. Des antennes adaptatives capables de balayer le spectre et de sélectionner les bandes de fréquences les plus énergétiques sont envisageables, mais l'énergie disponible E_{source} reste très faible à moins de se trouver à proximité immédiate d'un émetteur [Par 2006]. En effet, l'énergie disponible décroît en R^2 avec R la distance séparant l'émetteur du récepteur (une antenne de 1 cm^2 placée à 500 m d'un émetteur de 1 kW ne récupère que 0.4 nW). D'autre part, la diminution de la taille des antennes se traduit par une baisse de leur efficacité donc du rendement η_{abs} .

Quant à l'alimentation de capteurs interrogeables par un appareil communicant, il s'agit là de télé-alimentation et non d'auto-alimentation opportuniste.

- Pour le rayonnement radioactif naturel, des mesures montrent que 200 particules d'énergie comprise entre 50 KeV et 1 MeV sont détectées sur une surface de 1600 cm^2 en 1 heure. Pour une énergie moyenne de 500 KeV , la puissance E_{source} est seulement de 27 fW par m^2 . Cette puissance est ridicule par rapport à ce que nous pouvons espérer récupérer avec d'autres sources et systèmes de conversion telle les cellules photovoltaïques, même en milieu peu éclairé.

L'alimentation électrique de microsystèmes à partir d'une source nucléaire est prévisible à travers des micro-générateurs utilisant des radio-isotopes comme le Nickel 63 [Dug 2006], mais encore une fois ceci ne peut être classé dans la récupération d'énergie.

- Pour notre problématique, le rayonnement solaire visible constitue la plus forte densité naturelle (100 mW/cm^2 au soleil, $100 \text{ }\mu\text{W/cm}^2$ à l'intérieur avec des spectres différents du fait de l'éclairage artificiel [Par 2006]). Ceci associé aux prix tout à fait accessible explique l'utilisation industrielle déjà ancienne de l'énergie solaire, par exemple pour satisfaire les besoins énergétiques de maisons isolées, de calculatrices, de montres, chargeurs de dispositifs mobiles, des téléphones sur les autoroutes,..... En 2004, l'énergie mondiale produite à partir de l'énergie lumineuse a atteint 1 GW. La Figure 37 montre deux exemples de chargeurs solaires de Franhofer ISE Freiberg (à gauche) et de iSun (à droite), ils produisent respectivement 1 watt en intérieur et 2 Watt en extérieur. Compte tenu de la large diffusion de ces systèmes et de leur maturité des techniques mises en jeu, nous insisterons surtout sur leurs évolutions à venir.

La conversion électrique s'effectue par des cellules photovoltaïques [Kri 2002], [Bre 2002] le plus souvent en silicium (85% du marché). Selon [Jau 2007], le rendement d'absorption η_{abs} est limité notamment par l'occultation du flux lumineux par les contacts ou autre ($\approx 7\%$), par la réflexion des faces avant (3 à 10%). Les limitations du rendement de conversion η_{conv} proviennent de la recombinaison des électrons/trous et surtout de la sélectivité énergétique des jonctions (théoriquement moins de 35% pour une monojonction). Pour obtenir de tels rendement η_{abs} et η_{conv} , il faut se placer au point optimal de la caractéristique tension-courant. L'électronique de gestion correspondante est très performante pour les fortes puissances (η_{elec} supérieur à 90 % pour 1 kW et plus). Ce rendement peut être très fortement dégradé pour un système de petites dimensions (<60% pour quelques mm^2 de cellules). Les rendements globaux typiques dépendent aussi fortement de la structure du silicium (amorphe ou cristallin [Pig 2006]), des conditions d'utilisation (extérieur ou intérieur : le système Osram BPW34 de surface $2.65 \times 2.65 \text{ mm}^2$ permet de récolter $2 \text{ }\mu\text{W}$ en lumière artificielle et $800 \text{ }\mu\text{W}$ à l'extérieur) et de leur niveau d'industrialisation puisqu'ils approchent 30% dans les laboratoires mais sont limités aux environs de 25% pour les produits industriels.



Figure 37: Chargeurs solaires de Franhofer ISE Freiberg à gauche et de la société iSun à droite

La tendance actuelle est de maximiser la densité surfacique de puissance. En effet, la conversion photovoltaïque intervient dans des matériaux semi-conducteurs. Pour qu'un électron lié à son atome devienne libre et participe à la conduction du courant, il faut lui fournir une énergie minimale lui permettant d'atteindre les niveaux énergétiques supérieurs de la bande de conduction. Ce seuil, noté E_g , est appelé "band gap" et est propre à chaque semi-conducteur. Les photons d'énergie inférieurs à ce seuil ne participent absolument pas à la conversion. Quant à ceux dont l'énergie est supérieure, l'excédent énergétique à ce seuil E_g ne participe qu'à la thermalisation de la cellule et non

pas à la conversion. Du fait de ces deux limitations, une jonction est limitée théoriquement à la récupération d'environ 30% de l'énergie incidente.

Pour augmenter la récupération d'énergie, il faudrait que quelle que soit son énergie le photon trouve un seuil adapté à sa capture, le rendement de conversion η_{conv} théorique atteindrait alors 90%. C'est ce vers quoi tendent les nouvelles structures multigap, qui s'apparentent à des empilements de cellules classiques mais de seuils énergétiques différents. Avec des gaps optimisés, on obtient théoriquement des rendements de conversion η_{conv} de 56% pour une jonction double et de 72% pour une triple jonction [Jau 2007]. La difficulté se trouve dans la réalisation de celles correspondant aux plus forts seuils énergétiques pour lesquelles le matériau CIGS (Cu(In,Ga)Se₂) semble un bon candidat. Les autres voies de recherche concernent la modification de la valeur du seuil par la structuration du silicium sous forme de nano-fils ou l'inclusion dans le silicium de microparticules de dimensions adaptées qui pourrait conduire à des cellules offrant un seuil « continu » [Jau 2007].

Converti par des cellules photovoltaïques adaptées à ses longueurs d'onde, le rayonnement infrarouge se retrouve surtout à proximité de sources très chaudes (supérieure à 800 K) très rare dans la nature ce qui élimine ces longueurs d'onde des sources énergétiques naturelles potentielles pour la récupération d'énergie.

4.3 Chimique

L'énergie disponible dans l'environnement peut aussi se trouver sous forme chimique. Dans ce cas, elle peut être récupérée soit directement sous forme électrique via une pile (par l'ajout d'électrode par exemple), soit sous une forme intermédiaire (mécanique et/ou thermique) pour les combustibles. Les sources naturelles basées sur une réaction d'oxydoréduction sont par exemple le citron ou le sang [O'N 2000] [Cha 2003]. Elles n'ont malheureusement qu'un faible nombre d'applications : pile marine utilisant les sédiments marins [Rei 2001] devant être déplacée régulièrement afin de renouveler le combustible, et la biopile utilisant le glucose du sang [Hel 2002] pour laquelle il est difficile de trouver des matériaux biocompatibles.

Quant à la biomasse, elle n'est efficace qu'à grande échelle (plusieurs tonnes) et il ne s'agit pas de récupération opportuniste mais de production d'énergie. Ensuite il existe quelques systèmes assez anecdotiques utilisant des bactéries ou des insectes, soit pour créer des réactions chimiques, soit directement comme force mécanique, mais les domaines d'application sont extrêmement limités [Dun 2004].

Le brevet [Sin 2004] marque peut-être le lancement d'une nouvelle famille de microbatteries basées sur des réactions chimiques à travers des accepteurs et des donneurs d'électrons provenant de la biologie. Ils sont encapsulés séparément dans des vésicules phospholipidiques polymérisés immobilisées et isolées les unes des autres sur une surface conductrice pour créer une cellule galvanique. Ce principe permettrait d'obtenir des batteries non toxiques. Mais peut-on qualifier ces systèmes de récupérateur d'énergie ?

4.4 Mécanique

Les sources d'énergie mécanique peuvent être des vibrations (moteurs, appareils ménagers, corps humain [Ami 1998]), des chocs (balles, toits recevant la pluie [Gui 2006]) ou des contraintes (semelle de chaussure [Kym 2000], déformations d'un ski ou d'un surf, interrupteur soumis à une pression, habit porté ou lavé [Mol 2000]).

Nos mesures [Des 2005] ont permis de cerner le domaine fréquentiel à exploiter, et notamment la limite supérieure des spectres vibratoires naturels. L'accélération temporelle

mesurée par un accéléromètre sur le moteur d'une voiture lorsque celui-ci tourne vers 1000 tr/min (voiture à l'arrêt et moteur au ralenti), présente des valeurs élevées, jusqu'à 6 m/s^2 , provenant de la superposition de plusieurs fréquences. Sa transformée de Fourier fournit le spectre de la Figure 38. La raie principale est située à 33 Hz, son premier harmonique est déjà 6 fois plus faible et l'amplitude du fondamental n'atteint pas 6 m/s^2 , mais plutôt 1.24 m/s^2 ce qui reste important. L'augmentation de la vitesse de rotation du moteur décale proportionnellement la fréquence de la raie principale.

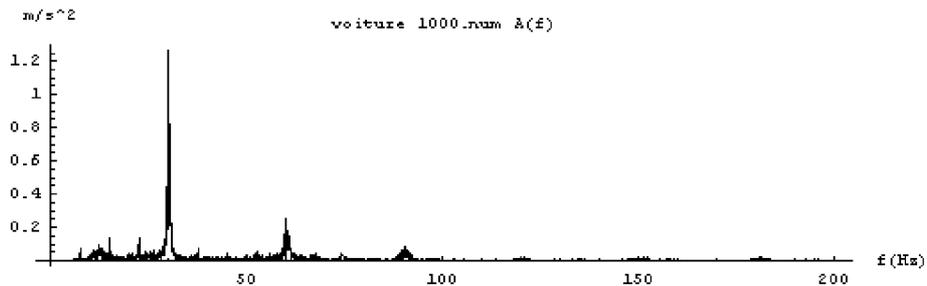


Figure 38 : Accélération fréquentielle sur le moteur d'une voiture essence

Le spectre de l'accélération sur la carrosserie de la voiture roulant à 50 km/h est :

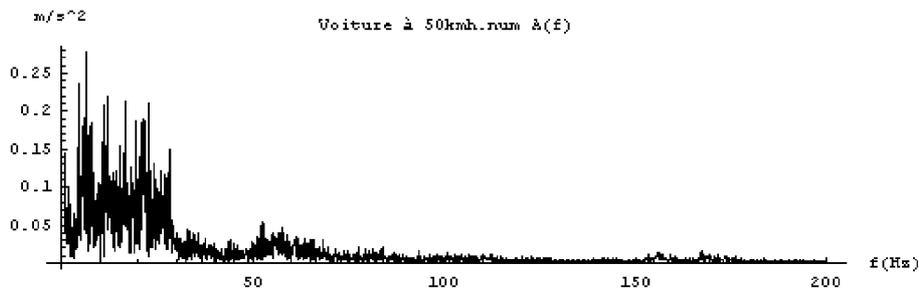


Figure 39 : Accélération fréquentielle sur une voiture à 50 km/h

Beaucoup plus étalé avec des amplitudes plus faibles qu'au ralenti, il ne correspond plus à un mouvement régulier défini par deux modes principaux, mais plutôt à un mouvement aléatoire basse fréquence. Le même type de spectre s'obtient à partir des vibrations d'un escalier métallique parcouru à la montée par une personne ou d'un stylo en cours d'écriture.

Globalement, en présence d'actionneurs électriques (perceuse, ordinateur, micro-onde...) on constate un pic de vibration soit à la fréquence d'alimentation ou sur un harmonique, soit à sa vitesse de rotation. Enfin, dans les situations plus naturelles (en dehors des mouvements forcés), les fréquences de vibrations sont en général de basses fréquences : en dessous de 100 Hz et pratiquement jamais au delà de 200 Hz. Cette observation peut même être généralisée aux vibrations involontaires produites par la plupart des environnements artificiels.

D'autre part, il est évident que les spectres dépendent de l'environnement : celui d'un marcheur est différent de celui d'une voiture. Enfin, on constate aussi que le positionnement des principales raies des spectres vibratoires varie selon le modèle de voiture ou la personne, et même au cours du temps (changement de régime d'un moteur, de foulée d'un marcheur).

La Figure 40 montre l'évolution de cette puissance pour une voiture roulant à 50 km/h en fonction de la fréquence de résonance mécanique du système pour un amortissement mécanique de 0.01 et une masse mobile de 1 g (énergie récupérable proportionnelle à la masse). En représentant la production d'énergie électrique par conversion de l'énergie mécanique absorbée par un amortissement électrique ζ_e supplémentaire, on montre que si celui-ci est proche de ζ_m , on retrouve la forme du spectre de l'accélération de la Figure 39. Par contre, un amortissement électrique de 0.1 étale énormément le spectre et donc le domaine de fonctionnement de la récupération d'énergie, sans diminuer significativement

l'amplitude des pics. Choisir un amortissement électrique élevé permet donc de récupérer de l'énergie même si la fréquence de résonance n'est pas réglée sur celle de l'excitation.

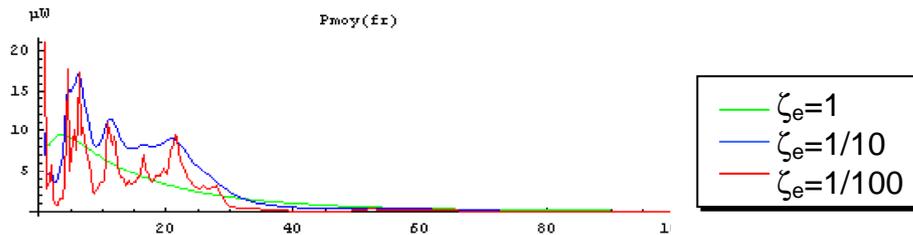


Figure 40 : Puissance récupérable sur une voiture à 50Km/h

Si on veut donc que le système de récupération d'énergie mécanique fonctionne dans un maximum d'environnements et pour des densités énergétiques E_{source} potentiellement intéressantes, toutes ces constatations montrent qu'il est préférable de concevoir un système de récupération d'énergie mécanique de fréquence de fonctionnement maximale entre 100 à 200 Hz et suffisamment efficace sur une large plage fréquentielle, plutôt qu'être très performant à une fréquence absente de l'environnement.

Nous étions dans les premiers à opter pour une stratégie de récupération efficace en basse fréquence et large bande [Des 2005], les articles parus au cours de l'année 2006 montrent qu'elle tend à se généraliser. En effet, de nombreuses équipes annoncent maintenant des fonctionnements hors fréquences de résonance et/ou à des fréquences de résonance compatibles avec les spectres naturels de vibrations [Ste 2006], [Spr 2006], [Wri 2006], [Vul 2006], [Tak 2006], [Lel 2006], [And 2006].

Les trois principaux types de conversion mécanique électrique sont :

- Les systèmes de conversion électromagnétique sont difficiles à miniaturiser. En effet, même s'il est possible de créer des champs magnétiques à l'échelle microscopique du même ordre de grandeur qu'en macroscopique, il est difficile d'avoir un système présentant de fortes variations de champ pour des déplacements de faibles amplitudes, d'où une limitation du rendement η_{abs} . De plus l'intégration d'un système électromagnétique requiert pour des raisons technologiques de limiter le nombre de spires des bobines, donc les tensions récupérables. Enfin, vu les faibles fréquences naturelles en jeu (inférieures à 100 Hz) les bobinages sont plus résistants que selfiques, ce qui engendre de fortes pertes et limite la valeur de l'amortissement électrique (faible couplage mécanique/électrique) et donc du rendement de conversion η_{conv} . Citons une réalisation récente répondant en partie à la problématique [Spr 2006]. Le système électromagnétique consiste en un pendule d'inertie constitué de deux aimants oscillant devant un jeu de bobines (cf. Figure 41). Le prototype fonctionnel réalisé en technologie standard est macroscopique (volume utile 1.5 cm^3 , masse mobile 2.85 g, longueur du pendule 5.62 mm) et large bande (30-80 Hz) avec un rendement de conversion de 15 % ce qui est plutôt faible. Un prototype plus petit (longueur du pendule 440 μm) réalisé en microcrotechnologie présente pour le moment un comportement chaotique inexploitable.

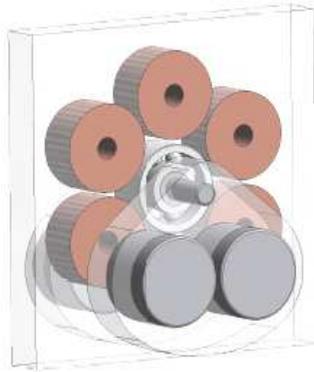


Figure 41: Récupération électromagnétique d'énergie mécanique non résonnant

- La conversion piézoélectrique est quant à elle bien adaptée à la récupération des efforts de contraintes [Ram 2002], [Kym 2000], [Ich 2001]. Par rapport à l'électromagnétisme intégré son avantage se situe dans les tensions générées (plusieurs volts) à travers leurs bons rendements de conversion η_{conv} . Il s'agit de matériaux aux bornes desquels apparaît une tension en réaction à un effort mécanique, et réciproquement. Trois types de couplage existent, les plus utilisés étant ceux dont les directions de la tension et de l'effort mécanique sont transverses (mode 31). Ces matériaux sont caractérisés par un coefficient de couplage $k^2 = E_{elec} / E_{meca}$ mesurant la proportion d'énergie mécanique transformée en énergie électrique. On définit 4 grandes familles de matériaux que nous regroupons selon leur fragilité :
 - Les monocristaux, commercialisées en couche épaisse (quartz SiO_2 , $LiNbO_3$) et les céramiques (PZT les piézoélectriques les plus utilisés) présentent les plus fort taux de couplage (typiquement 0.7, 0.1 respectivement). Mais ils sont mécaniquement fragiles ce qui les pénalise.
 - Les polymères (PVDF) de meilleure résistance mécanique et pouvant subir des efforts bien plus importants sont caractérisés par des taux de couplage plus faibles (typiquement 0.02). Les composites sont une association de céramique et de polymère pour obtenir des matériaux flexibles et robustes à fort taux de couplage (entre 0.02 et 0.1). Ils sont peu utilisés en partie à cause du faible nombre de fournisseurs mais aussi du plomb qui entre dans leur composition ce qui restreint leur utilisation vis-à-vis des normes environnementales.

La structure mécanique la plus typique est la poutre cantilever constituée d'un support recouvert de matériaux piézoélectriques et encastrée à l'une de ses extrémités. Le couplage électromécanique à travers une simple décharge du matériau dans une capacité n'étant naturellement pas élevé, les vibrations ne sont que très peu amorties. Surtout qu'un grand nombre de périodes étant nécessaire pour récupérer l'énergie mécanique, ceci est souvent incompatible avec les environnements naturels dans lesquels les fréquences de vibrations évoluent trop rapidement. Ces limitations se traduisent par un rendement de conversion η_{abs} souvent en dessous de 10 %.

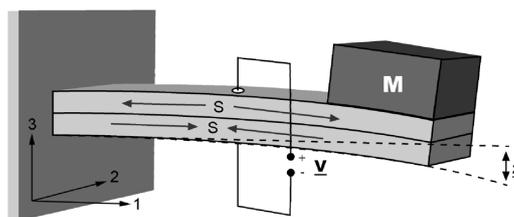


Figure 42 : Structure mécanique couramment utilisée

En conséquence la méthode SSHI (« Synchronized Switch Harvesting on Inductor ») a été développée [Guy 2004] initialement pour amortir les vibrations d'une structure puis pour son efficacité de récupération d'énergie mécanique. De base, il s'agit d'une inductance connectée en parallèle au système piézoélectrique via un interrupteur ouvert et fermé judicieusement aux passages par les maxima et minima de la tension du système. Il en résulte une amplification de la tension et de la puissance transférée à la charge par obtention d'un coefficient de couplage effectif bien supérieur à celui intrinsèque au matériau, donc à une augmentation du rendement de conversion η_{conv} du système. Depuis, les optimisations de cette technique ont montré que le facteur multiplicatif sur l'énergie récupérée pouvait atteindre 8 [Lef 2005]. Les futurs développements industriels s'appuieront donc sur cette technique ou sur son pendant SSHC (« Synchronized Switch Harvesting on Capacity ») [Amm 2007].

La puissance récupérée s'étend de quelques μW par cm^3 à quelques mW par cm^3 (dans une chaussure). Malheureusement, l'intégration des matériaux piézoélectriques pose encore quelques difficultés qui pénalisent leur prix de revient et qui se traduisent par une dégradation de leurs performances.

Les polymères électroactifs (EAP) ont fait récemment leur apparition [Bar 2001], [Bar 2002], [Bar 2004] dans leur utilisation en tant qu'actionneur, ils peuvent être vus comme une généralisation des matériaux piézo-électriques qui en font partie. Ce sont des matériaux capables de répondre à une stimulation électrique par un changement en dimensions, se présentant sous formes de films d'épaisseur inférieure au millimètre. Leur présentation plus développée se trouve à la page 97, signalons seulement ici qu'ils correspondent couramment à une densité d'énergie 100 fois plus élevée que les matériaux piézoélectriques (PZT) tout en fonctionnant à des fréquences plus faibles (entre 1 et 100 Hz) et donc beaucoup plus compatibles avec celles rencontrées dans les environnements naturels

- Les structures de conversion électrostatique, peu performantes à l'échelle macroscopique, le deviennent à l'échelle microscopique. En effet elles sont bien adaptées à la réduction des dimensions car la capacité, et donc le rendement de conversion η_{conv} , varie comme le carré de la réduction. Par ailleurs, avec de faibles entrefers (quelques μm), une tension de quelques Volts engendre de forts champs électriques ce qui se traduit par un amortissement mécanique, donc un rendement de conversion η_{abs} , bien supérieur à celui obtenu avec les piézoélectriques. Toutefois, les vibrations ou les déformations étant basses fréquences, un débattement important est nécessaire pour s'adapter à un maximum d'environnements, ce qui limite alors la réduction des dimensions totales du convertisseur avec les structures classiques de la Figure 43 où sont schématisés les principaux types de structures ([Mit 2003], [Tak 2003], [Rou 2003], [Men 2001]) :

La principale critique de la conversion électrostatique concerne la nécessité de réaliser la première charge électrique de la capacité, par exemple à partir d'une batterie. L'évolution récente des structures de récupération par principe électrostatique fait appel aux électrets [Gra 2006], [Vul 2006], [Pea 2006], [Tak 2006] qui sont des matériaux diélectriques de type polymère ou céramique, conservant soit une charge permanente soit une polarisation constante. Une des premières réalisations, schématisée à la Figure 44, a été développée par l'IMEC [Ste 2002]. L'avantage est qu'il n'y a pas besoin d'injecter et de retirer régulièrement des charges électriques dans la structure. Par contre les cycles électriques de récupération doivent être modifiés et deviennent moins performants car la force électrique est présente en

permanence. Et surtout la durée de vie du système est dégradée à cause des pertes de charge des électrets, même si cette décroissance est maintenant mieux contrôlée.

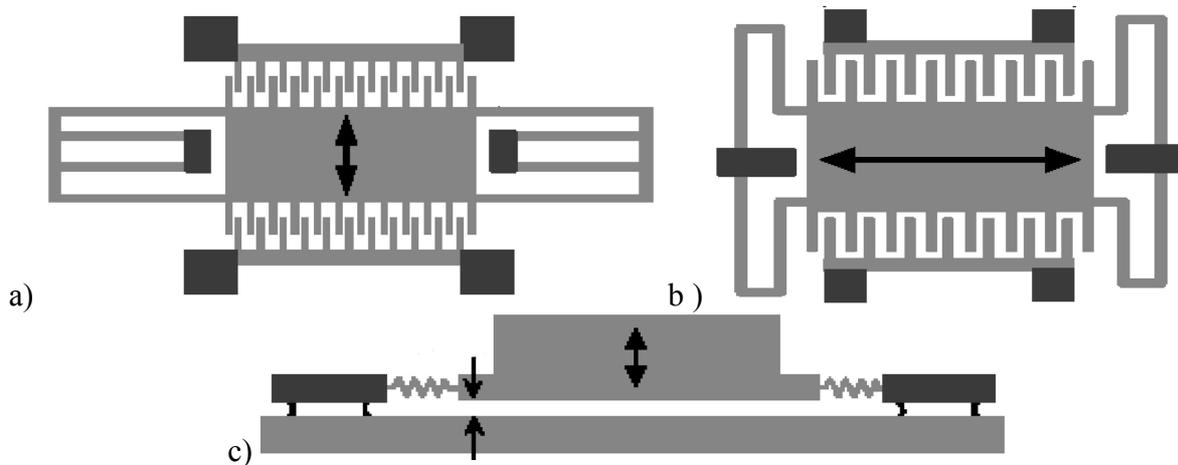


Figure 43 : Structures de convertisseur de base
 a) dans le plan à chevauchement variable (In-plane gap overlay)
 b) dans le plan à entrefer variable (In-plane gap closing)
 c) en dehors du plan à entrefer variable (Out-of-plane gap closing)

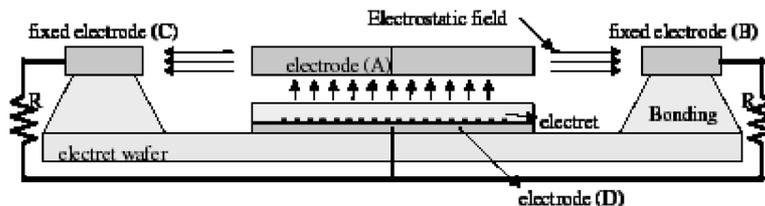


Figure 44 : Structure électrostatique avec électret proposée par l'IMEC

La limitation de la charge initiale est également levée grâce au brevet [Des 2006] dans lequel cette charge est fournie par un matériau piézoélectrique placé sur les structures déformables du système capacitif. Cette solution permet de conserver les cycles de fonctionnement habituels ainsi que la durée de vie du système électrostatique de base.

Afin de pouvoir comparer les différents chaînes sources d'énergie naturelles/systèmes de conversion dans la synthèse de l'état de l'art, signalons ici seulement la très bonne efficacité globale de notre prototype fonctionnant hors fréquence de résonance avec un amortissement électrique élevé permettant de s'adapter à un maximum d'environnements : rendement de conversion effectif de plus de 60% (rendements de conversion η_{conv} et d'absorption η_{abs} supérieurs à 80%) de l'énergie disponible absorbée. Le résumé du travail effectué se trouve à la page 81,

4.5 Synthèse de l'état de l'art

Du fait de la diversité des situations en récupération d'énergie, il est difficile de tirer des conclusions définitives sur les chaînes sources d'énergie naturelles/systèmes de conversion. On peut néanmoins construire le Tableau 3 qualitatif de synthèse :

Une multitude d'environnements existent et l'on ne peut affirmer qu'un type de source d'énergie est toujours disponible dans tous les environnements, par exemple l'obscurité permanente ou périodique. Il s'agit donc de récupérer au mieux le type d'énergie prépondérante de l'environnement dans lequel on veut placer le système à alimenter. Pour satisfaire l'ensemble des situations, il est donc nécessaire de s'intéresser à la récupération à toutes les formes d'énergie potentiellement prometteuse.

Chaîne source/conversion	E_{source}	η_{abs}	η_{conv}	Efficacité globale
Gradients thermiques/thermoélectricité	Moyen	Moyen	Faible	Faible
Gradients thermiques/effet tunnel	Moyen	Faible	Faible	Très faible
Rayonnement électromagnétique/antennes	Très faible	Faible	Moyen	Très faible
Rayonnement nucléaire/antennes	Trop faible			Trop faible
Rayonnement lumineux/cellules photovoltaïques	Fort	Fort	Fort	Fort
Energie mécanique/électromagnétique	Moyen	Faible	Faible	Faible
Energie mécanique/piézoélectrique	Moyen	Faible	Fort	Faible
Energie mécanique/matériaux électroactifs	Moyen	Moyen	Fort	Moyen
Energie mécanique/électrostatique	Moyen	Fort	Fort	Fort

Ce tableau permet de dégager le classement suivant des trois couples sources/convertisseur les plus performants faisant appel au plus l :

1. L'énergie lumineuse se place en tête (100 à 15000 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$), et ce même en ambiances intérieures. La conversion la plus efficace est la photovoltaïque, bientôt à travers les cellules multi-gap.
2. L'énergie mécanique est ensuite la source d'énergie ambiante la plus fréquente et sa densité (10 à 1000 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$) est comparable à celle de l'énergie lumineuse en ambiances intérieures. Les domaines fréquentiels naturels de cette énergie mettent en avant les principes de conversion électrostatique (à fort amortissement mécanique) et les matériaux électroactifs, particulièrement les élastomères diélectriques, associés aux techniques SSHI et SSHC pour augmenter leur couplage électromécanique.
3. L'énergie thermique associée à la thermoélectricité se situe en troisième position (quelques 10 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$), mais les gradients thermiques sont souvent difficiles d'exploitation (thermalisation en faibles dimensions ou distances importantes entre points chauds et froids).

Enfin, nous sommes convaincus que l'avenir se situe dans les alimentations hybrides (exploitation optimale de plusieurs sources d'énergie), pour avoir une brique de récupération d'énergie générique et pour améliorer la continuité du fonctionnement du capteur à alimenter. Il ne faut donc faire l'impasse sur aucun type d'énergie naturelle. Et comme sur le site du CEA/Grenoble, la récupération d'énergie lumineuse et thermique étaient déjà étudiées par d'autres équipes, nous avons décidé de nous consacrer à la récupération d'énergie d'origine mécanique sous toutes ses formes à travers deux thèses et un DRT :

- L'énergie mécanique vibratoire par principe électrostatique : ce convertisseur présentait beaucoup d'attraits et n'était étudiée par aucune équipe française, ni même par beaucoup dans le monde,
- L'énergie mécanique de déformation par les matériaux électroactifs : récemment apparus et de comportement comparable aux piézoélectriques, mais en plus performants, n'étaient pas encore envisagés dans le cadre de la récupération d'énergie.
- L'énergie mécanique des chocs par les piézoélectriques : à notre connaissance, cette forme d'énergie mécanique n'était étudiée par personne.

Ces trois sujets favorisent en priorité les aspects innovants, facteurs à rechercher en priorité au cours d'encadrements. Leurs états d'avancement constituent la suite de ce chapitre.

5 Récupération de l'énergie mécanique

5.1 L'énergie mécanique vibratoire par principe électrostatique

Ce chapitre résume les travaux effectués au cours de la thèse soutenue en 2005 par Ghislain Despesse. Au début du travail, seulement 4 ou 5 laboratoires dans le monde se consacraient à l'étude de l'effet électrostatique pour la récupération d'énergie : l'IMEC [STE 2002], l'université de Berkeley [ROU 2003], le MIT [MEN 2001], l'Imperial College [MIT 2003]).

5.1.1 Modélisation mécanique

Le modèle linéaire simplifié suivant permet d'estimer le fonctionnement d'un récupérateur d'énergie mécanique par conversion électrostatique:

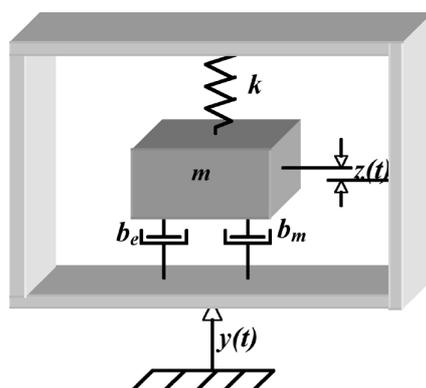


Figure 45: Système à amortissement visqueux

Il s'agit d'un boîtier rigide soumis aux vibrations $y(t)$ et d'une masse m mise en suspension par le ressort k , de deux amortissements l'un électrique b_e et l'autre mécanique b_m . Le déplacement relatif de la masse m par rapport à sa position d'équilibre est représenté par $z(t)$ et la pulsation de résonance vaut $\omega_n = \sqrt{k/m}$. Une partie de l'énergie cinétique est perdue dans l'amortissement mécanique tandis que l'autre partie est convertie en électricité au travers de l'amortissement électrique. Pour une excitation $y(t)$ sinusoïdale caractérisée par son accélération A et en définissant les amortissements réduits $\zeta_e = b_e/(2.m.\omega_n)$ et $\zeta_m = b_m/(2.m.\omega_n)$, on obtient l'amplitude du mouvement et la puissance récupérée moyenne :

$$z = \frac{\frac{A}{\omega_n^2}}{\sqrt{\left(2(\zeta_e + \zeta_m)\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2}} \quad P = \frac{\frac{m.A^2.\zeta_e}{\omega_n} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}{\left(2(\zeta_e + \zeta_m)\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2}$$

La puissance récupérée est proportionnelle à la masse en mouvement et au carré de l'accélération d'excitation. A la résonance, son maximum est obtenu pour un amortissement électrique égal à l'amortissement mécanique, lequel doit être le plus petit possible afin de minimiser les pertes. Le choix d'un facteur de qualité élevé (faible amortissement) conduit à de grands déplacements qui pénalisent l'encombrement du système, et surtout l'énergie récupérée diminue fortement dès que l'on s'écarte de la fréquence de résonance. Par contre, un amortissement électrique élevé (couplage mécanique/électrique fort) correspond à une puissance récupérée toujours beaucoup plus faible mais intégrable sur une grande bande fréquentielle ainsi qu'à des amplitudes de déplacements plus compatibles avec une

miniaturisation des systèmes (cf. Figure 46, à gauche pour les puissances, à droite pour les déplacements).

Comme il est difficile de connaître précisément a priori la fréquence de vibration d'un environnement naturel et que celle-ci peut évoluer dans le temps, nous préconisons un fonctionnement hors fréquence de résonance avec un amortissement électrique élevé afin de s'adapter à un maximum d'environnements. C'est ce que nous avons mis en œuvre et qui a conduit à un rendement de conversion effectif de plus de 60% (rendements de conversion η_{conv} et d'absorption η_{abs} supérieurs à 80%) de l'énergie disponible absorbée, donc avec une très bonne efficacité globale du système.

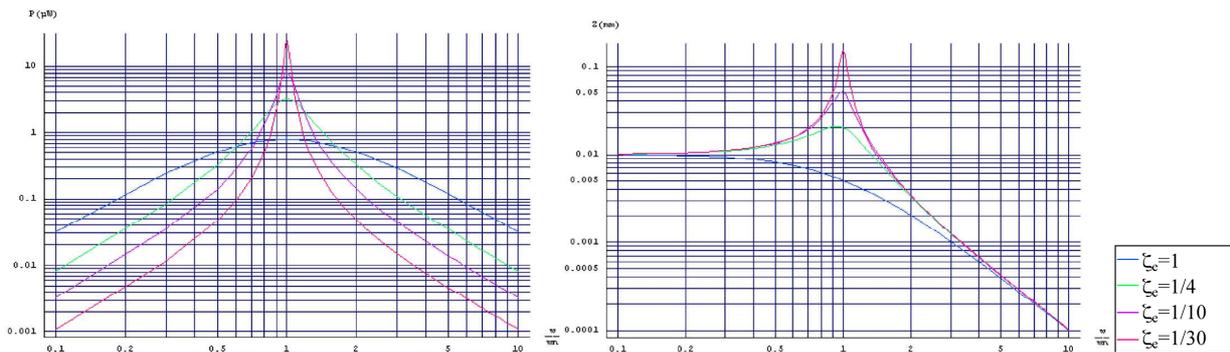


Figure 46 : Puissance et déplacements fonction de la pulsation et de l'amortissement

5.1.2 Évaluation de l'énergie vibratoire récupérable

On suppose les temps de charge et de décharge instantanés par rapport aux durées de variations de la capacité variable. Dans toutes les structures de conversion électrostatique, la force appliquée dépend de la charge stockée sur la capacité variable. En utilisant une électronique appropriée, il est possible de contrôler cette évolution temporelle et donc le mode de fonctionnement global de la structure de conversion, les deux classiques étant « à charge constante » ou « à tension constante » schématisées à la Figure 47.

La capacité variable est chargée lorsqu'elle atteint sa valeur maximale, ensuite :

- À charge constante, la charge est maintenue jusqu'au minimum de la capacité.
- À tension constante, la capacité se décharge partiellement.

Puis une décharge complète est effectuée au moment où la capacité atteint sa valeur minimale. La capacité vidée retourne ensuite à sa valeur maximale.

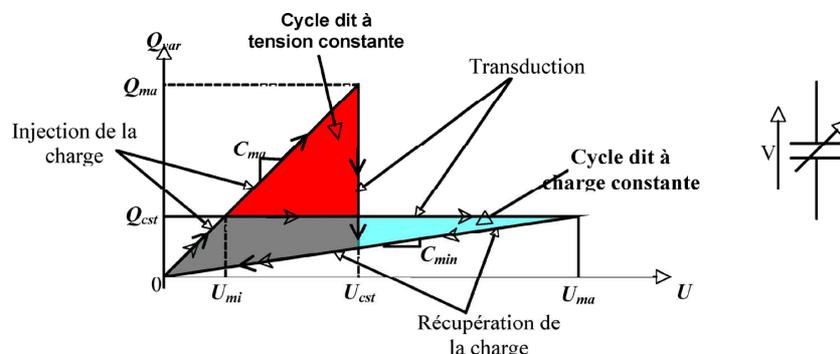


Figure 47 : Cycles charge-tension

Pour toutes les structures de la Figure 43, à cause de la nécessité d'une source électrique, le principe de fonctionnement à tension constante est plus contraignant que celui à charge constante que nous préconisons. Il s'agit de charger la capacité lorsqu'elle passe par un

maximum de sa valeur (électrodes proches) et de la décharger aux passages par un minimum de sa valeur (électrodes éloignées). La charge étant constante, la décroissance de la valeur de la capacité se traduit par une augmentation de la tension et la création de puissance électrique. Celle-ci provient de la puissance mécanique absorbée par le freinage de la force électrique pendant les phases d'éloignement des électrodes chargées.

Pour une structure à facteur de qualité élevé, c'est-à-dire à amortissement électrostatique faible, la forme de la force électrostatique n'a pas beaucoup d'importance. Il suffit de récupérer une petite partie de l'énergie mécanique disponible à chaque cycle. Mais nous avons opté pour une structure dont l'amortissement électrostatique est le plus grand possible.

Dans ce cas, il faut que la force électrostatique s'opposant au déplacement relatif soit proche et inférieure à la force de rappel mécanique (de forme $k.z$), afin que le système ne diverge pas (masse en suspension qui aille en butée). Par sécurité, et suite à des simulations, nous limitons la force électrostatique à 2/3 de celle de la force de rappel. L'étude analytique des trois structures de base associées aux deux cycles de fonctionnement conduit à l'expression des forces électrostatiques résumées au Tableau 4.

La seule structure, qui permette de répondre au mieux aux contraintes choisies, est celle dans le plan à entrefer variable fonctionnant à charge constante. C'est ce principe de conversion que nous avons donc retenu pour la suite de notre étude. Le Tableau 5 en illustre son fonctionnement temporel.

Tableau 4 : Expressions de l'amortissement électrostatique		
Structure	à charge constante	à tension constante
Convertisseur en dehors du plan à entrefer variable	$\frac{Q_{var}^2}{2 \cdot \epsilon_0 \cdot S} = c^{te}$	$\frac{\epsilon_0 \cdot S \cdot U_{cst}^2}{2(\Delta + z)} \propto \frac{1}{z}$
Convertisseur dans le plan à chevauchement variable	$\frac{Q_{var}^2 \cdot d}{2 \cdot \epsilon_0 \cdot N \cdot h \cdot (z_0 + z)^2} \propto \frac{1}{z^2}$	$\frac{\epsilon_0 \cdot N \cdot h \cdot U_{cst}^2}{2 \cdot d} = c^{te}$
Convertisseur dans le plan à entrefer variable	$\frac{Q_{var}^2 \cdot z}{2 \cdot \epsilon_0 \cdot \Delta \cdot S} \propto z$	$\frac{2 \epsilon_0 \cdot \Delta \cdot S \cdot U_{cst}^2}{\Delta^2 - z^2} \propto \frac{1}{z^2}$

Avec z le déplacement par rapport au repos, Q_{var} la charge injectée et selon la structure :

- en dehors du plan : S la surface en regard, Δ l'entrefer au repos (entrefer égal à $\Delta+z$)
- à chevauchement variable : z_0 le chevauchement des doigts au repos, Δ l'amplitude maximale du déplacement, d la largeur d'entrefer, h l'épaisseur de la structure, N le nombre de doigts sur la partie en suspension
- à entrefer variable : S la surface capacitive de l'ensemble des doigts de la partie mobile, Δ l'amplitude maximale du déplacement.

La force électrique est appliquée lorsque la partie mobile revient du déplacement maximal vers la position d'équilibre, c'est-à-dire pendant deux quarts de période. Pour un déplacement maximal et une fréquence de déplacement f , la puissance maximale P_{max} est de la forme :

$$P_{max} = f \frac{\epsilon_0 S E_{lim}^2}{2\Delta} \Delta^2 = \frac{f \epsilon_0 L_y L_d h \Delta E_{lim}^2}{2(e + \Delta)} \quad (51)$$

Elle est donc proportionnelle au volume si le champ de claquage est indépendant des dimensions. À pression ambiante, ceci est vrai tant que les dimensions sont supérieures au millimètre. En dessous, intervient l'effet Paschen qui traduit l'impossibilité de déclencher une avalanche traditionnelle (arc électrique) lorsque le nombre de molécules de gaz séparant les

deux surfaces devient insuffisant. Il est alors possible d'augmenter le champ électrique sans causer le claquage dans le diélectrique (ici l'air) et, en dessous de 500 μm à pression ambiante, on peut considérer que la tension de claquage reste constante, c'est-à-dire que le champ de claquage est inversement proportionnel à la distance.

Tableau 5 : Simulation temporelle pour un déplacement sinusoïdal d'amplitude décroissante	
	<p>Déplacement relatif z de la masse par rapport au support.</p> <p>Le déplacement est de type sinusoïdal d'amplitude décroissante entre 24 μm et 12 μm, afin de montrer l'effet de l'amplitude sur le fonctionnement du système. L'entrefer Δ est de 25 μm, la position des doigts fixes est représentée en rouge.</p>
	<p>Valeur temporelle de la capacité variable.</p> <p>La capacité ne reproduit pas la forme du déplacement. C'est dans les derniers micromètres que l'on a la plus forte variation de capacité. La variation de la capacité se fait à la fréquence double de celle du déplacement.</p>
	<p>Charges stockées sur les peignes de la capacité variable.</p> <p>La charge est injectée aux extrema du déplacement (capacité maximale) et retirée au passage par la position d'équilibre (capacité minimale). Charge et décharge doivent se faire quasi-instantanément devant la durée de la période du signal d'excitation.</p>
	<p>Tension aux bornes de la capacité variable.</p> <p>La tension sous laquelle les charges sont injectées est d'autant plus faible que l'amplitude du déplacement approche le déplacement maximal. Par contre la tension de décharge reste inchangée d'un cycle à l'autre.</p>
	<p>Force électrostatique s'exerçant sur la partie en suspension.</p> <p>La force électrique n'existe que quand la capacité est chargée, elle décroît linéairement avec l'amplitude du déplacement.</p>
	<p>Puissance électrique instantanée.</p> <p>La puissance électrique par cycle est proportionnelle à l'amplitude au carré du déplacement. Pour une amplitude moitié, nous n'avons plus qu'un quart de puissance récupérable.</p>

Remarque :

Si nous effectuons une réduction des dimensions d'un facteur α , la densité de puissance augmente alors proportionnellement à α^2 . En appelant U_{lim} la tension de

claquage, e la largeur de la structure et en considérant que $E_{lim} = U_{lim}/\Delta$, alors la densité de puissance u s'écrit :

$$u = \frac{P_{max}}{V} = \frac{f \epsilon_0 V_{lim}^2}{2\lambda\Delta(e + \Delta)} \quad (52)$$

La densité de puissance de la transduction électromagnétique [Des 2005], s'exprime par :

$$\frac{B_m^2 L \pi S^2 f^2 \rho L n \left(\sqrt{\frac{V}{LS}} \right)}{4\rho^2 + S^2 f^2 \mu^2 L n \left(\sqrt{\frac{V}{LS}} \right)^2} \quad (53)$$

La comparaison numérique de ces deux expressions montre que les systèmes électrostatiques sont intéressants pour la récupération (en termes de densité de puissance) lorsque le volume du convertisseur devient inférieur à 250 mm^3 , ce qui est le cas dès que l'on passe en technologie intégrée. Cette limite est estimée à un ordre de grandeur près, n'ayant pas pris en compte toutes les imperfections.

5.1.3 Dimensionnements de la structure mécanique du convertisseur

En référence à la Figure 48 b), nous notons ainsi les nouvelles grandeurs caractéristiques :

- e : la largeur des doigts
- L_d : la longueur des doigts
- h : la hauteur de la structure selon l'axe non représentée sur la figure
- L : la longueur du système
- f_b : la force de réaction de la butée
- U_{min} et U_{max} : les tensions respectives d'injection et de retrait de la charge

L'énergie récupérée est la différence entre les énergies injectée et retirée, c'est-à-dire :

$$U_{min} = \frac{Q_{var}}{C_{max}} \quad \text{et} \quad U_{max} = \frac{Q_{var}}{C_{min}} \quad \Rightarrow \quad E_{récupéré} = \frac{Q_{var}^2}{2} \left(\frac{1}{C_{min}} - \frac{1}{C_{max}} \right) \quad (54)$$

La force électrostatique s'appliquant sur la partie mobile est proportionnelle au déplacement et agit de façon opposée à la force du ressort de rappel k lorsque la masse mobile retourne en position d'équilibre. Pour éviter que le système ne diverge, il faut nécessairement que le coefficient de proportionnalité k_e soit inférieur à la raideur k du ressort. La simulation par la méthode de Runge-Kutta dans le cadre des accélérations temporelles mesurées permet d'estimer l'énergie récupérable. L'optimisation du rapport puissance récupérable sur largeur d'entrefer (encombrement du convertisseur électrostatique) conduit à un rapport $k_e/k = 0.67 = 2/3$. En effet pour la plupart des applications à cette fréquence, les déplacements relatifs ne dépassent pas $100 \mu\text{m}$ à $150 \mu\text{m}$ pour une puissance récupérable qui reste supérieure au $\mu\text{W.g}^{-1}$.

Nous nous sommes intéressés à deux procédés de réalisation, l'un en silicium utilisant la microtechnologie classique (vrai démonstrateur), et l'autre en tungstène par électroérosion pour étudier les principes de l'électronique de gestion de l'énergie et aussi pour identifier les points à améliorer dans la structure mécanique. Des techniques non microtechnologiques pourraient être d'ailleurs plus adaptées au vu de certaines dimensions centimétriques

(longueur et la largeur totale de la structure). Les deux réalisations sont inspirées de structures de type accéléromètre classique qui consiste à mettre en suspension une partie centrale à l'aide de poutres, d'isoler électriquement la partie centrale de la partie fixe et d'usiner des peignes interdigités entre les parties fixe et en suspension.

Le dimensionnement des poutres d'amortissement et le réglage de la fréquence de résonance, ainsi que des peignes quant à leur déformation s'est fait par simulation mécanique à l'aide du logiciel ANSYS et en prenant comme champ limite E_{lim} de claquage 10 V par μm . Le logiciel ANSYS nous a aussi permis de vérifier que les rotations de la partie en suspension par rapport à la partie fixe restent de faibles amplitudes puisque les fréquences de résonances calculées selon les différents axes montrent que celles-ci sont supérieures à quelques kilohertz.

Réalisation d'une structure en silicium par les procédés de la microélectronique

Les microtechnologies permettent de réaliser des définitions micrométriques. Toutefois même si notre structure ne comporte pas de dimension aussi réduite (déplacement $>100 \mu\text{m}$), certains paramètres, comme le facteur de forme¹, sont limitant. La Figure 48 de gauche en schématise une réalisation. L'isolation électrique des peignes de la partie en suspension par rapport à ceux de la partie fixe se fait par une découpe totale du wafer de silicium. Quant au lien mécanique entre les deux parties, il se fait par l'intermédiaire du verre isolant.

Compte tenu de la densité du silicium (2.33 g.cm^{-3}), pour obtenir une énergie récupérée suffisante nous avons choisi de rapporter une masse de tungstène de 2 g (épaisseur 1 mm) sur la partie mobile (cf. Figure 48 de droite), ce qui posera des problèmes d'encapsulation. Pour une fréquence de résonance mécanique de 50 Hz, nos critères de dimensionnement étaient:

- Un déplacement selon z limité à 1 % de la hauteur h (pour faciliter la mise en boîtier et assurer une bonne stabilité)
- Une contrainte dans le silicium limitée à 500 MPa lorsque le déplacement selon y est maximal (valeur habituellement prise pour éviter la rupture 1 GPa)

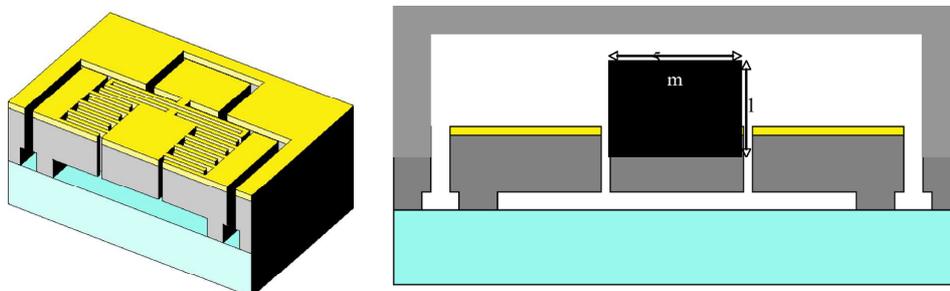


Figure 48 : Vue 3D et d'une coupe de la structure en silicium

Afin d'augmenter le nombre de doigts par unité de masse, il est plus intéressant d'avoir une structure de largeur réduite. L'optimum est obtenu pour des poutres constituées de 2 poutres élémentaires. Pour une hauteur des poutres de $400 \mu\text{m}$ (l'épaisseur du substrat étant de $450 \mu\text{m}$) et un facteur de forme en gravure profonde de $1/15$, cela conduit à une largeur minimale de poutre d'environ $26 \mu\text{m}$ et à une longueur de poutre de $2227 \mu\text{m}$.

La butée placée au centre agit lorsque le déplacement selon y atteint 95% de l'entrefer afin que les doigts de la masse mobile ne puissent pas entrer en contact avec ceux de la partie fixe. On évite ainsi que la charge électrique ne soit dissipée dans un court-circuit.

¹ Le facteur de forme correspond au rapport largeur sur hauteur d'une gravure, le facteur de forme sert généralement à caractériser une limite technologique pour la gravure profonde.

5.1.4 Dimensionnements de l'électronique

La gestion électrique de l'énergie s'inscrit comme une étape clef de la chaîne de conversion (cf. Figure 50). La variation de la capacité permet de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique à condition que la charge et la décharge de la capacité interviennent au bon moment. Par unité de stockage, nous sous-entendons un système chimique, capacitif ou autre, capable de stocker une énergie électrique permettant d'amorcer le fonctionnement du système et de servir de tampon énergétique entre la production et le besoin.

Dans un premier temps, il faut détecter le passage de la capacité variable par ses extrema (position d'équilibre et extrema de position). La mesure directe de la position compliquerait le système mécanique et consommerait de l'énergie. La meilleure solution est donc celle qui utilise l'observation de la tension aux bornes de la capacité variable et du courant la parcourant. Trois sous-blocs sont nécessaires : le premier détecte le passage de la capacité variable par ses extrema, le second effectue la charge (transfert d'une quantité d'énergie de l'unité de stockage vers la capacité variable), et le troisième réalise la décharge (transfert vers l'unité de stockage de l'énergie stockée sur la capacité variable).

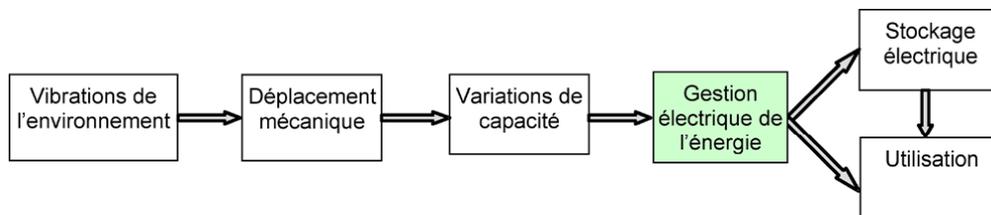


Figure 50 : Chaîne de conversion

Détection des extrema de la capacité variable

La mesure de la capacité variable par injection d'un courant, ou d'une tension connue, et par observation de sa tension, ou de son courant, présente l'avantage de fonctionner même en absence de charges sur la capacité. Son inconvénient rédhibitoire est qu'il faut générer un courant sinusoïdal en permanence, donc faire fonctionner un oscillateur consommant une puissance non négligeable devant celle à récupérer.

Nous avons préféré observer la dérivée de la tension de la capacité variable (cf. Figure 51). Cette solution nécessite une charge résiduelle sur la capacité variable. La dérivée de la tension aux bornes de la capacité variable est ensuite mise en forme par un comparateur faible consommation : 0 pour une dérivée négative et à 1 (5V) pour une positive. Puis, ce signal est placé en entrée d'un circuit numérique qui génère les signaux utiles à la partie puissance pour faire une charge sur front montant ou une décharge sur front descendant. Pour calculer la dérivée, un simple filtre passe haut de type $R_d C_d$ (dérivateur) permet d'éviter un composant actif, source de consommation électrique supplémentaire. Enfin, pour ne pas consommer trop de puissance électrique, il faut choisir une valeur de capacité C_d suffisamment faible par rapport à la valeur minimale de la capacité variable, sans être trop sensible au bruit électrique. Pour la structure en tungstène, nous avons choisi $C_d=10$ pF et $R_d=10$ M Ω .

On distingue quatre phases de fonctionnement :

- Phase 1 : L'augmentation de capacité engendre une diminution de la tension à ses bornes et donc un signe négatif de sa dérivée.
- Phase 2 : La tension devient minimale et la dérivée change de signe. L'unité de commande pilote les transistors pour charger la capacité variable.
- Phase 3 : La diminution de la capacité engendre une augmentation de la tension et donc un signe positif de sa dérivée.

- Phase 4 : Lorsque la tension devient maximale, le changement de signe de la dérivée informe du passage par le minimum de la capacité. L'unité de commande pilote les transistors pour décharger la capacité variable.

Blocs de charge/décharge

L'objectif est de réaliser « instantanément » la charge et la décharge de la capacité variable sur front montant ou descendant de la dérivée de tension. L'unité de stockage est supposée de grande stabilité, donc supportant des pics de courants importants sans modification de sa tension. La force électrostatique doit être égale aux deux tiers à la force de rappel :

$$k_e = \frac{Q^2}{2\epsilon_0 S \Delta} = \frac{2}{3}k \Rightarrow Q = \sqrt{2\epsilon_0 S \Delta k_e} = 2\sqrt{\frac{\epsilon_0 S \Delta k}{3}} \quad (55)$$

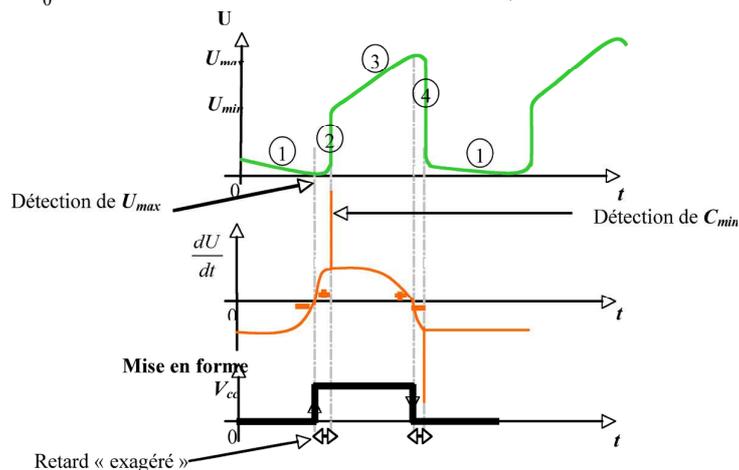


Figure 51 : Fonctionnement de la détection

avec k la raideur de la force de rappel et k_e la raideur virtuelle de la force électrostatique, on obtient 4.47 nC pour la structure en silicium (capacité variable entre 14.3 et 146.5 pF), et 333 nC pour la structure en tungstène (capacité variable allant de 900 à 3590 pF).

La structure doit permettre de transférer une charge toujours identique quelle que soit la valeur de la capacité variable, différente d'un cycle à l'autre. Nous avons opté pour une structure de type Flyback réversible en courant (cf. Figure 52) permettant d'isoler la partie liée à la capacité variable du reste (différence de tension de l'ordre de 250 V contre 5 V entre la capacité variable et l'unité de stockage) et d'imposer pour chaque interrupteur des temps de fermeture en accord avec la bande de fréquence du circuit magnétique via le nombre de spires de chacun des bobinages. La charge résiduelle de détection des extrema de capacité est fixée à 10 % de la charge précédente.

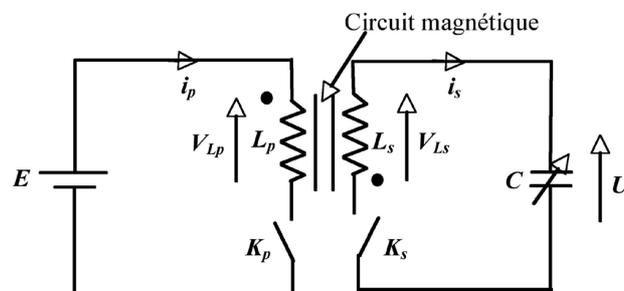


Figure 52 : Circuit fournissant une charge constante

Le dimensionnement a été vérifié par simulation sous MATLAB-Simulink. Le choix des transistors, stratégique quant aux performances globales du système, s'est fait non pas sur la vitesse de commutation et le courant maximal supportable (pas d'échauffement grâce au

faible rapport cyclique), mais sur leurs capacités parasites faibles, surtout côté secondaire, leurs résistances séries minimales et leurs impédances presque infinies à l'état ouvert :

- Les contraintes fortes du transistor primaire sont le courant maximal que celui-ci devra supporter (quelques Ampères pendant quelques microsecondes pour la structure en tungstène). La tension faible et le courant important rendent les pertes résistives prépondérantes si la résistance à l'état passant n'est pas choisie suffisamment faible. Comme les capacités parasites augmentent en même temps que la résistance à l'état passant diminue, le meilleur compromis trouvé consiste à réduire les pertes résistives au même niveau que les pertes capacitives.
- Pour les structures classiques de conversion, le transistor secondaire est soumis à quelques centaines de Volts avec un courant faible par rapport à celui du primaire. Pouvoir supporter des tensions importantes nécessite des épaisseurs de grille importantes, d'où diminution des capacités parasites. Cependant, il s'ensuit aussi une augmentation de la résistance à l'état passant. Un des meilleurs compromis trouvés, c'est d'avoir encore des pertes capacitives du même ordre que les pertes résistives.
- Pour limiter les pertes capacitives du transformateur, il est préférable de choisir son rapport de transformation plus faible que « tension au secondaire / tension de l'unité de stockage », quitte à avoir une tension aux bornes du transistor primaire proche de deux fois celle de l'unité de stockage. D'autre part, le transformateur inductif doit être capable de stocker l'énergie à transférer, les deux critères principaux d'optimisation étant le rendement et l'encombrement. Sans entrefer, tous les matériaux du commerce conduisent à des pertes trop élevées de l'ordre de 2,2 mW. Aussi nous avons choisi un transformateur à entrefer dans lequel l'énergie magnétique se trouve essentiellement stockée. Le matériau magnétique ne sert plus qu'à canaliser les lignes de champ, le meilleur est donc celui qui a les plus petites pertes fer volumiques, quelle que soit sa perméabilité. L'optimum en termes de volume est le 3F3 de Philips, puisque les pertes fer sont limitées 280 μ W, dix fois moins que sans entrefer. Ensuite, la forme torique réputée meilleure a été choisie et optimisée en évitant la saturation sur son rayon intérieur.
- Au niveau des enroulements, nous avons favorisé la minimisation de la résistance série, des capacités entre enroulements, des capacités entre primaire et secondaire, et de l'inductance de fuite. Ceci a conduit à une section primaire adaptée à l'épaisseur de peau, des bobinages superposés d'écartements variable.

D'autre part pour de faibles amplitudes du déplacement, à cause de faibles variations de capacité mais également de trop petites quantités d'énergie à récupérer (proportionnelle au carré du déplacement), le rendement devient négatif. Une sélection des cycles rentables par rapport aux pertes s'avère donc indispensable, surtout quand la source d'excitation n'est pas stable en amplitude (cf. la Figure 53 dans le cadre des mesures sur escalier). La rentabilité du cycle est décidée à partir de la mesure de la capacité (de très faibles valeurs, quelques pico ou femto Farads) au moment de la charge. Nous avons envisagé deux stratégies : la mesure de la dérivée de la tension aux bornes de la capacité variable après une charge limitée et l'étude de la réponse à un échelon de tension. Nous avons appliqué la première méthode qui, bien qu'efficace, conduit à des pertes de l'ordre de $\frac{1}{4}$ μ J par détection pour la structure en tungstène, c'est pourquoi nous pensons à terme mettre en œuvre la seconde méthode, a priori moins gourmande en énergie.

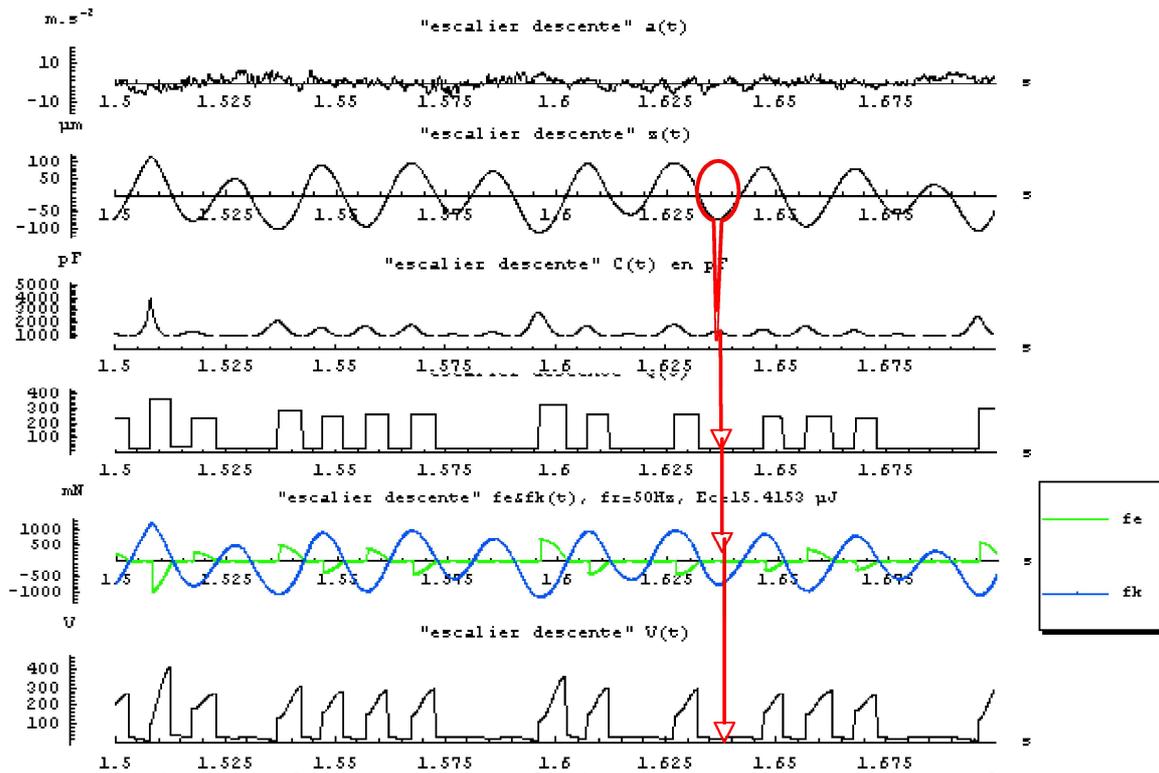


Figure 53 : Cas de l'escalier métallique avec la structure en tungstène

5.1.5 Résultats sur les structures inspirées d'accéléromètres

Le Tableau 6 résume le dimensionnement de ces deux structures.

Tableau 6 : dimensionnements comparés des deux structures			
Structure en	silicium	tungstène	Rapport W/Si
Δ entrefer au repos (μm)	100	134	1.34
z_{max} déplacement maximal (μm)	95	116	1.22
h épaisseur (μm)	400	10000	
e épaisseur des doigts (μm)	26	500	
e_d épaisseur de poutre (μm)	26	500	
L_d longueur de poutre (mm)	2200	11000	
L_y de longueur totale (mm)	25,5	39800	
m masse (g)	2,1	104	49
k raideur des poutres (N.m^{-1})	210	10227	
k_e raideur électrostatique (N.m^{-1})	140	6851	
N_{doigt} nombre de doigts	202	62	
S de surface capacitive (mm^2)	81	682000	
C_{min} capacité minimale (pF)	14,3	900	
Q charge électrique utilisée (nC)	4,5	333	
E_{max} champ électrique maximal ($\text{V.}\mu\text{m}^{-1}$)	6,26	5,52	
U_{max} tension de récupération (V)	313	370	
E_c énergie de charge (nJ)	68	15400	226
E_u énergie à transférer (μJ)	700	61500	88
P_{max} puissance théorique récupérée (μW) pour un déplacement maximal à 50 Hz	63	4610	73

L'optimisation a conduit aux rendements théoriques attendus (amplitude maximale de déplacement et électronique réelle) de 79% pour la structure en tungstène, (cf. Figure 54) et de 58% pour la structure en silicium (cf. Figure 55). Ces rendements sont très élevés pour des systèmes de cette taille fonctionnant à basse fréquence (50 Hz) et à faible amplitude ($\approx 100 \mu\text{m}$), d'où l'intérêt d'un fort amortissement électrique.

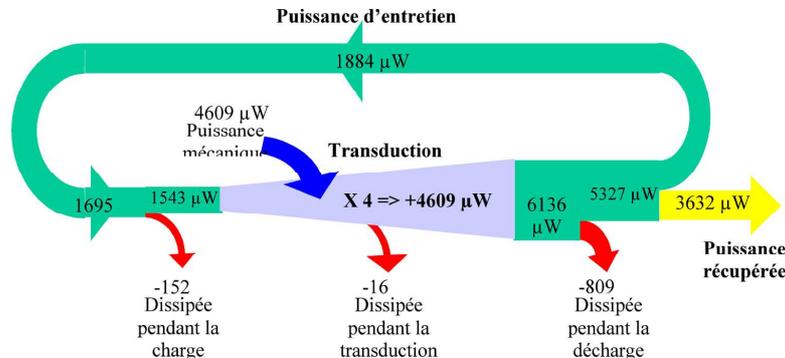


Figure 54 : Bilan de puissance pour la structure dimensionnée en tungstène

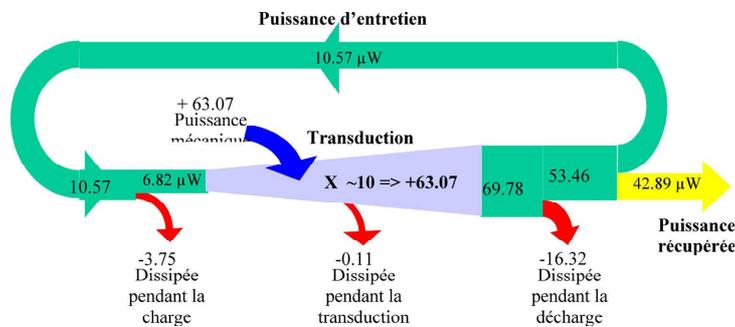


Figure 55 : Bilan de puissance pour la structure dimensionnée en silicium

Résultats mesurés sur la structure réalisée en tungstène

La Figure 56 présente les trois pièces assemblées par collage sur deux céramiques usinées.

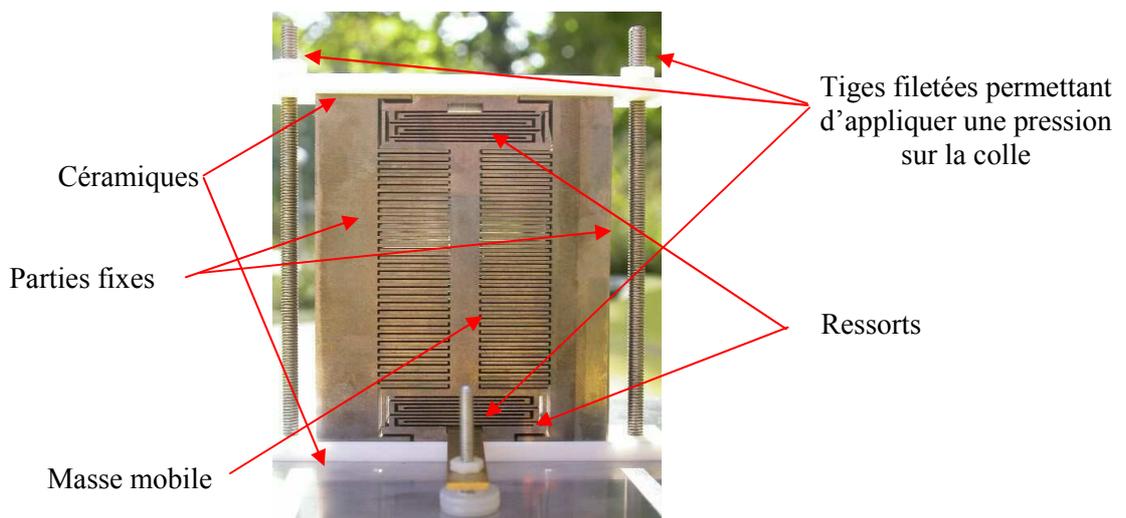


Figure 56 : Assemblage des différentes pièces

Le collage des trois pièces en tungstène s'est fait à l'aide d'un bâti permettant d'appliquer des pressions indépendantes afin qu'elles soient positionnées correctement les unes par rapport aux autres, tout en respectant l'action des butées avant le court-circuit électrique. L'électroérosion ne pouvant produire des doigts parfaitement rectilignes, cela a conduit à une capacité maximale dissymétrique et plus faible que celle prévue (1267 pF $z=-72 \mu\text{m}$ et 1780

pF pour $z=94 \mu\text{m}$ au lieu de 3591 pF pour $z=\pm 116 \mu\text{m}$). Cette diminution proche de trois va dégrader inévitablement les performances maximales attendues, mais n'empêche pas de rester au dessus du seuil de rentabilité de l'électronique (1175 pF).

Un amortissement mécanique de 0.09 et un facteur de qualité de 5.5 ont été mesuré à partir de l'atténuation entre deux arches successives. Aux fréquences considérées, l'amortissement est essentiellement dû à l'absorption des poutres comme l'a montré une mesure sous vide. La fréquence de résonance estimée à 38,7 Hz est inférieure à celle visée, à cause des imprécisions de réalisation des poutres servant de ressort, mais aussi à une connaissance imparfaite du module de Young de l'alliage à base de tungstène utilisé. Le seuil de rentabilité mesuré est de 63 μm , ce qui est très proche du seuil théorique prévu de 65 μm . La charge et l'énergie à injecter, dépendant de la raideur des poutres, ont dû être réévaluées.

Finalement la Figure 57 montre la comparaison entre mesures et simulations du cycle de fonctionnement électrique pour le côté où l'excursion capacitive est la plus importante. Les différences proviennent tout simplement d'un mouvement sinusoïdal imparfait. Sinon l'accord durant les phases de charge et décharge est parfait.

Le bilan de puissance pour une vibration mécanique de fréquence 50 Hz et d'amplitude 94 μm est présentée à la Figure 58. À cause de la dissymétrie d'excursion, 91% de la puissance récupérée provient de la contribution du côté où la variation de capacité est la plus importante. Si les butées autorisaient une excursion symétrique, nous pourrions produire une puissance électrique presque deux fois plus importante. Le rendement mesuré de 60 % reste très élevé pour un système de cette dimension et la puissance absorbée est proche du maximum de puissance théoriquement récupérable (couplage mécanique/électrique très élevé).

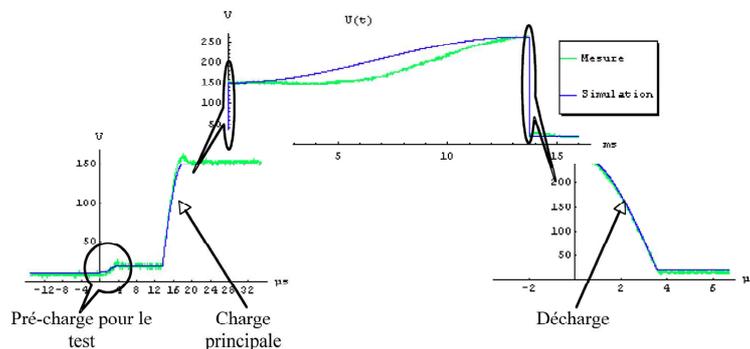


Figure 57 : Comparaisons simulation-mesure pour un cycle de fonctionnement

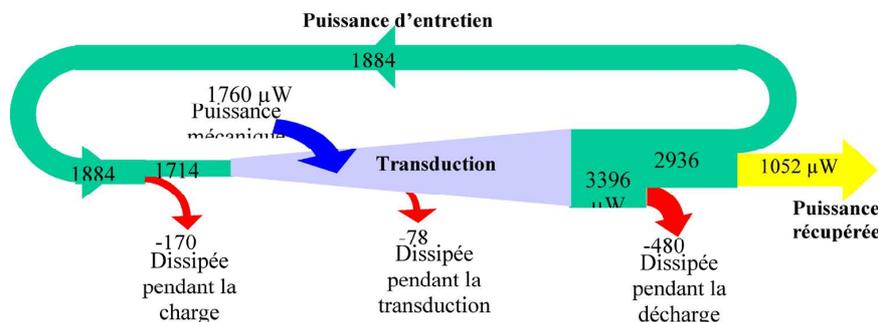


Figure 58 : Bilan de puissance obtenu avec la structure en tungstène symétrisée

Nous avons testé le système de récupération sur le moteur d'une voiture fonctionnant au ralenti (fréquence de vibration principale voisine de 30 Hz donc inférieure à la fréquence de résonance propre de la structure). Même si le couplage mécanique n'était pas parfait (structure juste coincée, cf. Figure 59), une puissance proche du maximum possible à 30 Hz a été récupérée, à savoir 232 μW au lieu de 300 μW (10 $\mu\text{W}/\text{Hz}$).



Figure 59 : Mesure sur le moteur d'une voiture

Difficultés de réalisation de la structure en silicium

Des tentatives de réalisation de la maquette en Silicium ont été pilotées par le TIMA. Malheureusement lors de la découpe ou de libération de la partie mobile, tous les essais ont conduit à la rupture des poutres d'amortissement mécanique. La raison est qu'elles constituent le chemin de prédilection pour l'évacuation de la chaleur provenant de l'usinage. La Figure 60 montre à gauche les doigts (épaisseur 26 μm , espacement 100 μm et longueur 1.2 mm) et à droite un exemple de rupture des poutres d'amortissement mécaniques (épaisseur 26 μm).

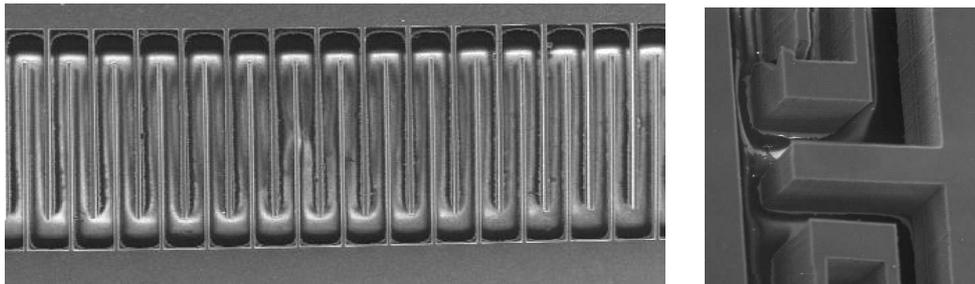


Figure 60 : Photos illustrant les essais de réalisation de la structure en silicium

Nous avons préféré ne pas poursuivre sa réalisation pour plusieurs raisons. D'une part, la technologie silicium n'est pas forcément la mieux adaptée pour des structures centimétriques. D'autre part, l'expérience nous a montré que les structures s'inspirant des accéléromètres ne sont pas performantes en termes d'amplitude de débattements, de sensibilité aux mouvements et de fréquences électriques de récupération dans les milieux naturels.

Partant de ces constats, nous avons imaginé et protégé une structure ne s'inspirant pas de celle des accéléromètres. Comme elle permet de palier à toutes les limitations précédentes, elle pourrait bien préfigurer le prototype d'une structure industrielle, d'où notre décision de nous concentrer sur sa réalisation afin de conserver notre avance. Sa présentation et l'état de son développement constituent l'objet du paragraphe suivant.

5.1.6 Réalisation d'une structure innovante

Cette nouvelle structure, réalisée en collaboration avec le CSEM, est schématisée à la Figure 61. Elle devient donc parfaitement adaptée aux vibrations naturelles car elles ne présentent plus les limitations géométriques habituelles :

- ◆ Disposition et déplacement des électrodes capacitatives ne limitant pas celui de la masse mobile, d'où un domaine de fonctionnement étendu dans les basses fréquences et dans les mouvements de fortes amplitudes.

◆ Fonctionnement possible pour des mouvements de très faibles amplitudes grâce au faible pas entre doigt, d'où un domaine de fonctionnement étendu dans les hautes fréquences et les mouvements de faibles amplitudes.

◆ Structure produisant plusieurs cycles de variations de la capacité pour la plupart des déplacements de la masse mobile (cf. Figure 62), ce qui conduit à une augmentation de la fréquence apparente de travail et à l'abaissement de la tension d'injection des charges.

Nous avons opté pour des doigts long et large de $10\ \mu\text{m}$, un écart latéral entre doigts de $3\ \mu\text{m}$ et un gap entre parties fixe et mobile de $1\ \mu\text{m}$. En respectant les contraintes technologiques pour un substrat d'épaisseur $150\ \mu\text{m}$, l'optimisation géométrique d'une structure de $1\ \text{cm}^2$ et de $1\ \text{g}$ de masse mobile conduit à une variation de capacité $C_{\text{max}}/C_{\text{min}}$ de 1.8, à un rendement global de conversion supérieur à 70%, à une puissance produite de $10\ \mu\text{W}$ sous une tension de fonctionnement limitée à 50 V. Cette tension, bien inférieure aux plusieurs centaines de volt nécessaires avec les structures classiques, alliée à la production en masse devrait faire considérer cette nouvelle structure comme le prototype d'un système industriel.

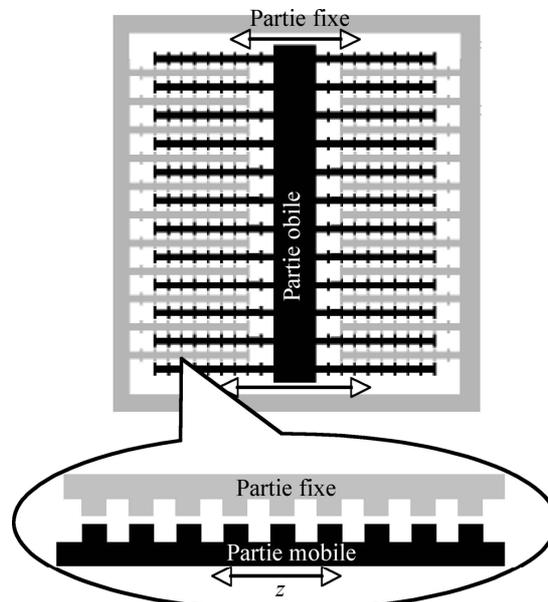


Figure 61 : Schéma de la nouvelle structure et zoom de l'interface entre parties fixe et mobile

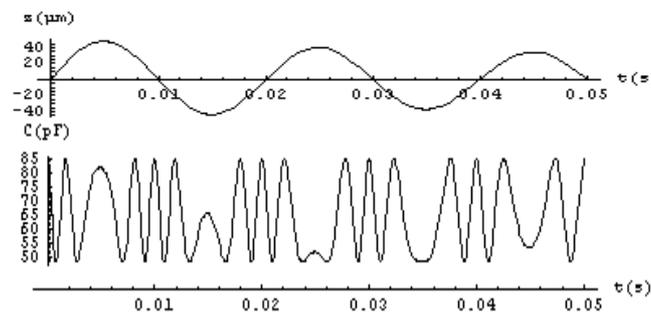


Figure 62 : Déplacement de la partie mobile et variation correspondante de la capacité

Cette structure est réalisée par dépôt électrolytique de nickel dans un moule sacrificiel de silicium. Ainsi plutôt que d'utiliser seulement le silicium, nous profitons de la nature conductrice et de la forte densité du nickel, tout en bénéficiant des forts facteurs de forme (environ 50/1) obtenus avec la gravure profonde de silicium.

Le process de fabrication est schématisé à la Figure 63 : le moule en silicium est réalisé par processus photo-lithographique standard d'oxydation et de gravure profonde. L'oxyde en face arrière est alors remplacé par une couche de titane permettant un bon contact ohmique avec le

substrat en silicium. Le nickel est alors électrodéposé dans le moule, rectifié en surface puis libéré par gravure profonde du silicium restant. La structure mobile est finalement rapportée et collée sur un substrat isolant en verre. La Figure 64 illustre cette réalisation en cours, on y distingue les doigts correspondant aux caractéristiques géométriques choisies et optimisées.

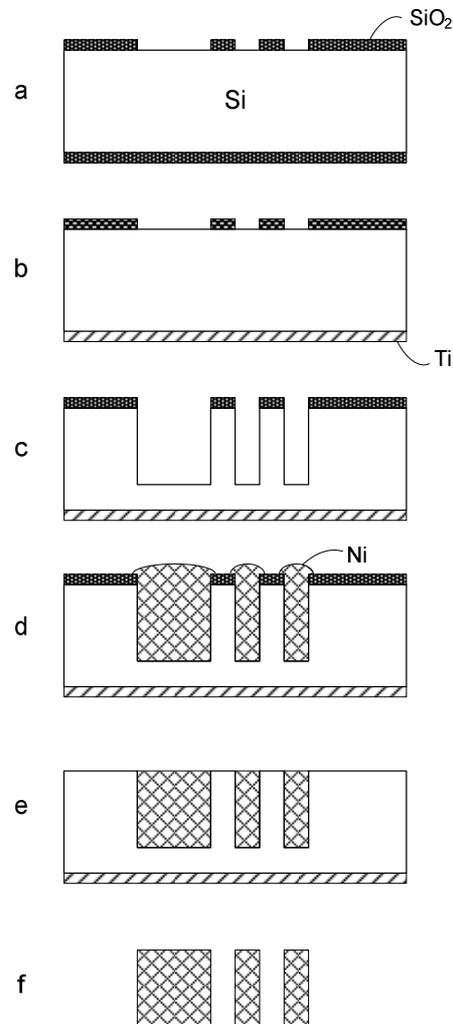


Figure 63 : Schéma de principe du process de réalisation de la nouvelle structure

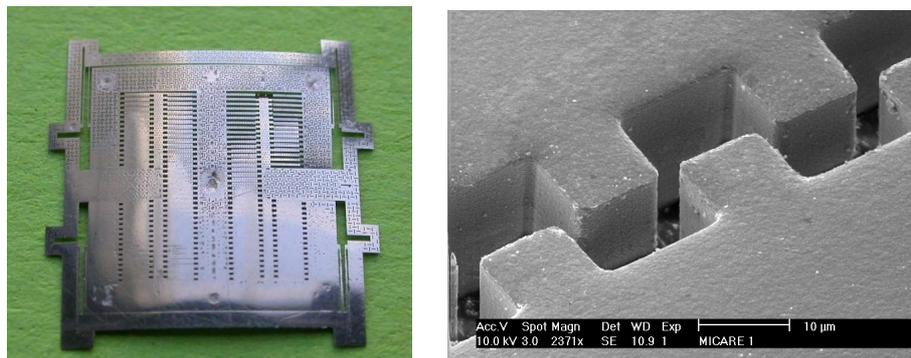


Figure 64 : Photos illustrant l'état actuel de la réalisation

Lorsque les dernières difficultés techniques auront été résolues et que les caractérisations et mesures valideront notre concept et notre optimisation, cette structure deviendra la première à vocation industrielle avec d'énormes domaines d'utilisation potentielle.

5.1.7 Conclusions et perspectives

La source d'énergie et le système de conversion choisis permettent de répondre à notre cahier des charges tout en présentant plusieurs innovations. En plus d'offrir les densités de puissance espérées, notre structure électrostatique fonctionne hors résonance avec un fort amortissement électrique, ce qui est peu courant dans le domaine. Habituellement les structures (électromagnétiques ou piézoélectriques) sont dimensionnées pour fonctionner à la fréquence de résonance afin de compenser le faible couplage mécanique/électrique qu'elles présentent. Nous venons de montrer que la conversion électrostatique permet de maximiser ce couplage indépendamment de la fréquence de vibration.

Sans tenir compte de l'électronique de gestion, des mesures réalisées sur des objets courants nous ont permis de d'estimer entre 1 à 10 μW par gramme de masse en suspension la puissance théorique récupérable. Ensuite nous avons déterminé par simulation analytique l'électronique de gestion permettant de restituer cette énergie électrique sous la forme utilisable d'une tension continue de 1 à 5 volts, avec un très bon rendement global (70% pour une structure sans défauts et 60% pour une structure réalisée) pour un débattement relatif maximal. L'électronique ayant été réalisée en composants discrets, son intégration améliorera ses performances. Toutefois les tensions élevées, nécessaires avec la structure mécanique classique type accéléromètre, rendent difficile une intégration complète.

Une réalisation macroscopique de 104 g en tungstène nous a permis de récupérer 230 μW sur le moteur d'une voiture au ralenti, ce qui valide le concept. La réalisation de la structure en silicium en collaboration avec le TIMA n'a pas abouti pour des raisons techniques et de temps. Mais à partir des brevets déposés, fruits de notre expérience acquise, la future structure de 1 g (densité énergétique 70 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$) constituera le premier prototype industriel puisqu'elle résoudra les nombreux problèmes inhérents aux structures actuelles.

5.2 L'énergie mécanique de déformation par les polymères électroactifs

Le titre de ce sujet de thèse commencée à l'automne 2005 est « Feuilles souples à récupération d'énergie mécanique pour microsystèmes autonomes communicants ». Il s'agit plus particulièrement de prospecter les opportunités qu'offrent les nouveaux matériaux électroactifs quant à la récupération d'énergie mécanique notamment pour pallier les performances limitées des matériaux piézoélectriques traditionnels.

5.2.1 Définition et classification des polymères électroactifs

Ce sont des matériaux capables de répondre à une stimulation électrique par un changement en dimensions, en formes. Ils peuvent générer des déformations importantes et être utilisés en tant que capteur, actionneur ou générateur. Ils se présentent sous formes de films minces d'une épaisseur inférieure au millimètre.

Classification des polymères électroactifs

Il en existe deux grandes catégories :

- Electronics EAP : activé par un champ électrique extérieur ou force de Coulomb.

Ces polymères ont des performances attractives au niveau de la conversion électromécanique en tant qu'actionneur, générateur ou capteur. Le couplage électromécanique peut être linéaire (piézoélectricité) ou non linéaire tel une évolution au carré (électrostriction, force électrostatique type contrainte de Maxwell). Les actionneurs utilisant des « electronics EAP »

sont généralement composés du matériau électroactif pris en sandwich entre deux électrodes. Voici les principaux matériaux regroupés sous cette appellation :

- **Ferroelectric polymers (Piezoelectric polymers and electrostrictive polymers)** : corps se polarisant électriquement sous une contrainte mécanique (effet direct) et se déformant sous un champ électrique (effet inverse)
 - **Dielectric elastomers** : effet électrostatique entre charges. Lorsque l'on applique un champ électrique, l'épaisseur du matériau diminue et son aire augmente (volume constant)
 - **Electrostrictive graft elastomers** : polymère électrostrictif composé d'une macromolécule flexible et d'un polymère greffé sous forme cristalline. Ce matériau offre sous un champ électrique élevé une déformation importante (5%).
 - **Electrostrictive paper** : papier composé d'une multitude de particules (fibre naturelle) formant un réseau. Placé entre deux électrodes, ce matériau se courbe.
 - **Electro-viscoelastic elastomer** : matériau composé d'un élastomère en silicone et d'une phase polaire. Il se comporte comme un fluide électrorhéologique : l'application d'un champ électrique change le coefficient de cisaillement.
 - **Ferroelectric liquid-cristalline elastomers** : métaux composites possédant des propriétés électroactives activées par chauffage (passage d'une phase à une autre)
- **Ionic EAP** : diffusion d'ions ou de molécules

Les actionneurs utilisant des « ionic polymers » ont généralement la même structure qu'une pile soit deux électrodes séparées par un électrolyte. En voici les principaux :

- **Polyelectrolyte gel** : polymères activés par une réaction chimique. Le gel devient dense ou gonflé lors du passage d'un environnement acide à un environnement alcalin.
- **Ionic polymer-metal composites (IPMC)** : polymères électroactifs qui se courbent en réponse à un champ électrique par migration des cations dans la matrice polymère.
- **Conducting polymers (CP)** : des réactions d'oxydoréduction s'opèrent lorsqu'une tension est appliquée au CP ce qui induit des variations de volume.
- **Carbon nonatubes** : nanotubes de carbone avec un électrolyte au milieu. L'injection de charges modifie la balance électronique entre le nanotube et l'électrolyte ce qui induit des changements de dimensions (longueur).

Comparaison rapide entre les deux familles de polymères actifs

Y. Bar-Cohen [Bar-2001] a étudié et synthétisé les propriétés des deux familles de matériaux électroactifs. Les différences essentielles sont les suivantes :

- Les polymères ioniques sont plus lents (dû aux réactions chimiques et déplacements d'ions) mais ils requièrent une tension d'alimentation (mode actionneur) faible de 1 à 2V. De plus, ils produisent de larges déformations mais sont délicats à utiliser à l'air pur de par la présence d'un électrolyte.
- Les polymères électroniques requièrent de fortes tensions (proches de la valeur du champ de rupture) mais sont plus rapides et induisent des forces utiles plus importantes.

La Figure 65 nous renseigne sur les densités d'énergie élastique mises en jeu au sein de chacune des familles. Remarquons que les piézoélectriques du type PZT ont une densité d'énergie 100 fois plus faible que les élastomères en acrylique, ils se retrouvent donc en queue de peloton vis à vis de la conversion d'énergie.

Le travail spécifique donné en J/kg n'est autre que la densité d'énergie en J/cm³ avec prise en compte de la masse volumique du matériau. La puissance spécifique en W/kg est grossièrement la densité d'énergie multipliée par la fréquence d'utilisation. Les piézoélectriques ont alors une puissance spécifique 100 fois supérieure aux élastomères.

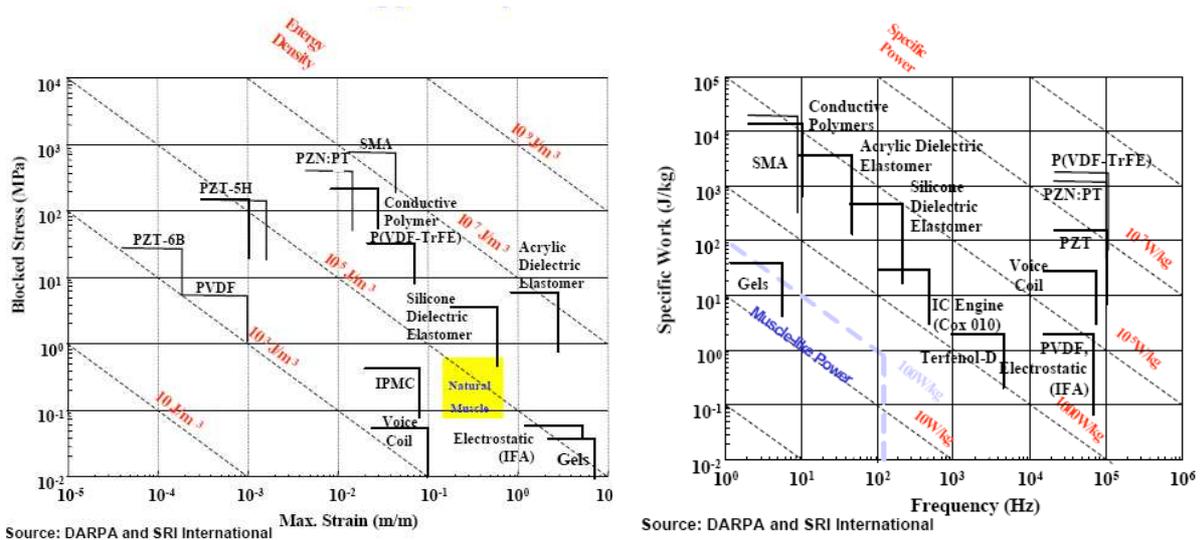


Figure 65 : Classification proposée par DARPA des polymères électroactifs

Le Tableau 7 résume les performances typiques pour chaque type de matériaux en mode actionneur (réponse mécanique à un stimulus électrique) [Bar-2001].

Actuator Type (specific example)	Maximum Strain (%)	Maximum Pressure (MPa)	Specific Elastic Energy Density (J/g)	Elastic Energy Density (J/cm ³)	Maximum Efficiency (%)	Relative Speed (full cycle)
Dielectric Elastomer ^{12, 13} (Acrylic) (Silicone)	380 63	7.2 3.0	3.4 0.75	3.4 0.75	60–80 90	Medium Fast
Electrostrictor Polymer (P(VDF-TrFE)) ¹⁴	4.3	43	0.49	0.92	~80 est.	Fast
Electrostatic Devices (Integrated Force Array) ¹⁵	50	0.03	0.0015	0.0015	> 90	Fast
Electromagnetic (Voice Coil) [*]	50	0.10	0.003	0.025	> 90	Fast
Piezoelectric Ceramic (PZT)** Single Crystal (PZN-PT) ¹⁶ Polymer(PVDF) [†]	0.2 1.7 0.1	110 131 4.8	0.013 0.13 0.0013	0.10 1.0 0.0024	90 90 ~80 est.	Fast Fast Fast
Shape Memory Alloy (TiNi) ¹⁷	> 5	> 200	> 15	> 100	< 10	Slow
Shape Memory Polymer ¹⁸	100	4	2	2	< 10	Slow
Thermal (Expansion) ^{††}	1	78	0.15	0.4	< 10	Slow
Electrochemo-mechanical Conducting Polymer (Polyaniline) ¹⁹	10	450	23	23	< 5% est.	Slow
Mechano-chemical Polymer/Gels (polyelectrolyte) ²⁰	> 40	0.3	0.06	0.06	30	Slow
Magnetostrictive (Terfenol-D) [‡]	0.2	70	0.0027	0.025	60	Fast
Natural Muscle Peaks in nature ²¹ Human Skeletal ²²	100 >40	0.80 0.35	0.04 0.07	0.04 0.07	- -	Slow-Fast Medium

Tableau 7 : Résumé des performances des principaux matériaux électroactifs

Les polymères diélectriques ont la déformée la plus importante mais la pression supportée est faible, au contraire des polymères conducteurs.

Pour la récupération d'énergie, les critères principaux sont :

- la fréquence d'utilisation voisine de 100 Hz
- la densité d'énergie spécifique la plus importante possible
- les considérations de déformations et de contraintes maximales

D'après ces caractéristiques, les meilleurs candidats sont par ordre d'intérêt décroissant :

- les polymères conducteurs
- les polymères diélectriques ou électrets
- l'électrostriction
- la piézoélectricité.

5.2.2 Présentation des meilleurs candidats

La piézoélectricité :

Les références principales sont [Pou-2004], [Elv-2000], [Gol-1998], et [ICH 2001].

Ce sont des matériaux linéaires dont le régime de fonctionnement (cf. Figure 66) :

- Dynamique (modélisé par une source associée à un circuit RLC) : ils fonctionnent généralement en flexion et à la fréquence de résonance, la puissance récupérée diminue donc en s'en éloignant. Du coup, les recherches actuelles s'orientent vers une modification de la fréquence de résonance ou un fonctionnement plus large bande.
- Quasi-statique (modélisé par une source associée à une capacité) : ils fonctionnent généralement en compression.

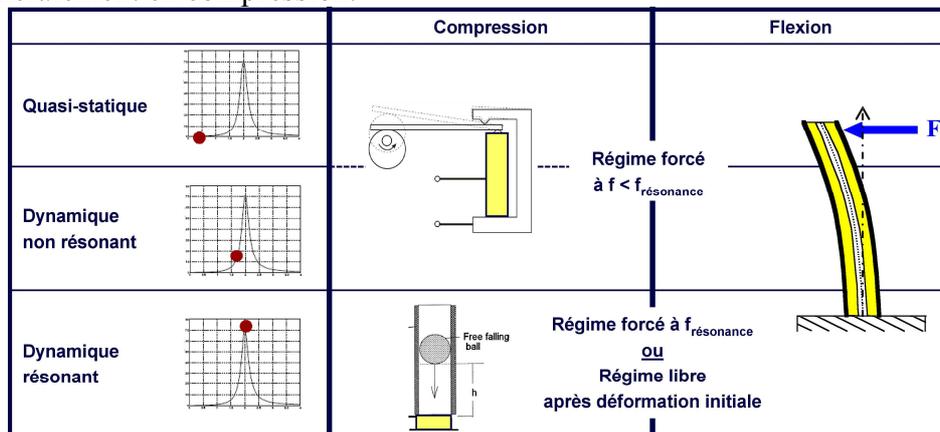


Figure 66 : Récapitulatif des modes de fonctionnement des piézoélectriques

Au niveau des matériaux piézoélectriques, les meilleurs sont a priori les céramiques PZT qui récupèrent 100 fois plus que les polymères PVDF. A titre d'exemple, la Figure 67 présente le microgénérateur actuel le plus réaliste quant à l'adéquation de la fréquence de fonctionnement avec celles rencontrées dans la nature. Développé au TIMA, il s'agit d'un cantilever de taille 2mm*2mm*0.5mm, fonctionnant à la fréquence de résonance de 204 Hz et 0.5 G. La puissance récupérée est de 38nW avec de l'aluminium-Nitride et de 85nW avec du PZT.

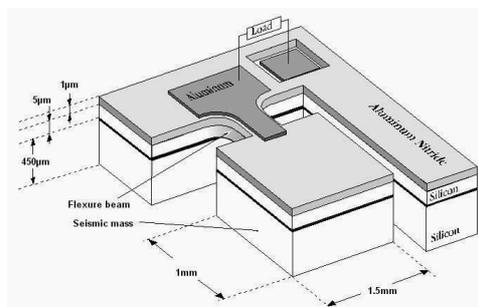


Figure 67 : Cantilever développé par le TIMA

L'électrostriction

L'article de référence est [CHE 2001], il s'agit d'une dépendance quadratique entre la déformée S et la polarisation P sous une contrainte T constante, $S_{ij} = M_{ij} * E^2$ avec M_{ij} le coefficient d'électrostriction, contrairement aux matériaux piézoélectriques. De plus, il n'y a pas d'effet direct c'est-à-dire qu'une déformation n'entraîne pas de polarisation du matériau.

Le comportement électrostrictif existe dans tous les diélectriques (polymères ou céramiques) non symétriques (1er forme) ou se retrouve au sein de polymères électrostrictifs à changement de phase (2nd forme) comme les dérivées du PVDF tel le co-polymère P(VDF-TrFE) ou le terpolymère P(VDF-TrFE-CTFE), Le module d'Young et la contrainte maximale pour les dérivées du PVDF sont faibles (respectivement dans les plages 0,3-4GPa et 6-45 MPa).

En ce qui concerne la plage d'utilisation en fréquence, les polymères électrostrictifs fonctionnent en général entre 1 Hz et 10kHz.

Pour la récupération d'énergie, on considère un de ces polymères pris en sandwich entre deux électrodes formant ainsi une « capacité » de charge $Q = \frac{\epsilon * A}{t} * V_D$ sous une tension de polarisation Vd nécessaire pour une surface A , une épaisseur t et une permittivité électrique ϵ . Une contrainte mécanique T_i est appliquée, et on regarde la variation de charge ΔQ :

$$\Delta Q = \left(\frac{A}{t} * V_D * \frac{\partial \epsilon}{\partial T_i} + V_D * \epsilon * \frac{\partial \frac{A}{t}}{\partial T_i} \right) * \Delta T_i \tag{56}$$

Le premier terme est relatif à l'électrostriction, et le second à l'effet électrostatique. Cette équation peut être présentée sous la forme de celles de la piézoélectricité :

$$\begin{aligned} \text{Mode longitudinal : } D_3 &= d_{33} * T_3 \text{ avec } d_{33} = [2 * M_{33} - \epsilon * (s_{11} - 2 * s_{12})] E_D \\ \text{Mode transversal : } D_3 &= d_{31} * T_1 \text{ avec } d_{31} = (2 * M_{13} - \epsilon * s_{11}) * E_D \end{aligned} \tag{57}$$

Si bien que l'énergie récupérée par électrostriction a une expression similaire à celle récupérée par piézoélectricité. On en conclut que les polymères électrostrictifs récupèrent environ 10 fois plus d'énergie que les matériaux piézoélectriques.

Les électrets

Les articles de référence sont [Bar-2001] et [Tsu-2005].

Un électret est un matériau diélectrique (SiO2, Téflon, PTFE...) de type polymère ou céramique, conservant une charge permanente soit une polarisation constante. La réponse électromécanique d'un électret est linéaire. Son mode d'actionnement est électrostatique.

La Figure 68 contient à gauche une représentation d'utilisation en mode générateur. L'électret fixe est collé à une électrode, l'autre étant mobile (mouvement linéaire).

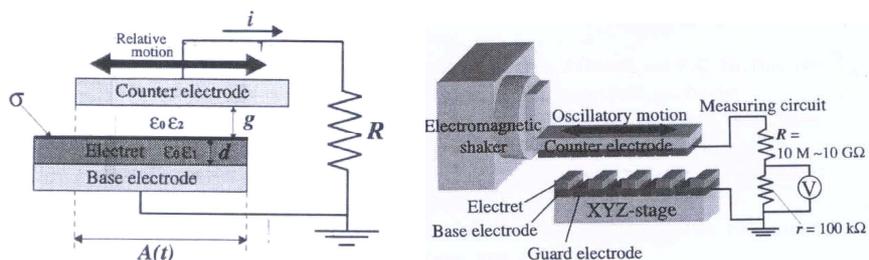


Figure 68 : Electret utilisé en mode générateur principe à gauche, réalisation à droite

À charge constante, lorsque le « counter electrode » se déplace, on observe une variation de la capacité du dispositif donc de la tension. Au maximum, les expressions sont :

$$P_{\max} = \frac{\sigma^2 * \frac{dA(t)}{dt}}{\frac{4\varepsilon_0\varepsilon_1}{d} * \left(\frac{\varepsilon_1 g}{\varepsilon_2 d} + 1\right)} \text{ avec } R_{\max} = \frac{1}{\varepsilon_0 * \frac{dA(t)}{dt}} \left(\frac{d}{\varepsilon_1} + \frac{g}{\varepsilon_2}\right) \quad (58)$$

avec ε_0 , ε_1 , ε_2 sont les permittivités du vide, de l'électret et de l'air, σ est la densité de charge de surface, A est la surface du système et d l'épaisseur de l'électret.

Plusieurs prototypes existent, ceux [Wen-2004] et [Pea-2005] étant à rapprocher de la structure électrostatique développée par Ghislain Despesse mais pour des fréquences non naturelles (proches du kHz). Le plus réaliste (fréquence de 20 Hz) est le micro générateur de [Tsu-2005] visible à droite de la Figure 68 : 30mm *30mm d'électret, épaisseurs de 0.3mm pour les électrodes et de 3 μm pour l'électret (Téflon ou CYTOP), entrefer de 100 μm . Pour des vibrations d'amplitude pic à pic de 1mm et à un potentiel d'électret de 600V, la puissance récupérée est de 6.4 μW sur une résistance de charge de 100 M Ω .

Les élastomères diélectriques

Les articles de référence sont [KOR 2000], [Bar-2001], [Pel-1998].

L'élastomère est pris en sandwich entre deux électrodes. Lorsque l'on applique une tension, le polymère s'aplatit : son épaisseur diminue et sa surface augmente. Ceci découle directement des interactions entre les charges électrostatiques au niveau des électrodes, celles-ci suivant les déformations subies par le polymère. Elles doivent donc être hautement conductrice, parfaitement modulable et modelable. Leur épaisseur doit être fine en comparaison de celle du polymère diélectrique.

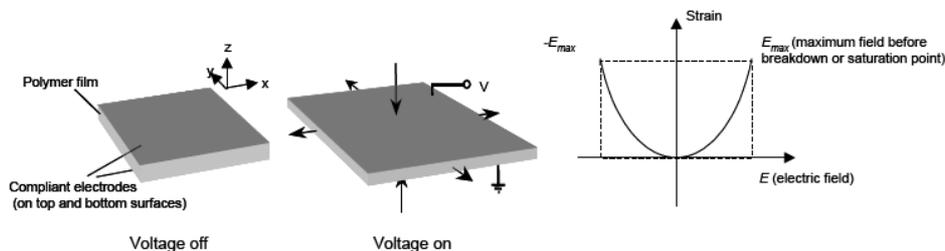


Figure 69 : Principe de fonctionnement des élastomères diélectriques

En utilisant le modèle électrostatique simple du condensateur plan (deux plaques de surface A distantes d'une hauteur h et séparées par un diélectrique de permittivité ε_r), hors effet de bords, sa capacité vaut :

$$C = \frac{A * \varepsilon_0 * \varepsilon_r}{h} \quad (59)$$

Leurs principales propriétés sont :

- Sous un champ électrique élevé (environ 100V/ μm), les déformations sont importantes : de 10% à 200% en moyenne (cas extrême 380% de déformation).
- Ils ont une constante diélectrique élevée et une rigidité faible.
- Ils sont souvent utilisés proche du champ de claquage (200 V/ μm).
- Ils possèdent une haute densité d'énergie, un faible coût de production.
- En général, pour les acryliques, le module d'Young est compris entre 2 et 5 MPa

Leurs limites de fonctionnement sont :

- les pertes viscoélastiques,
- la fréquence limite d'utilisation qui est liée à la vitesse du son au travers du matériau
- la constante de temps électrique (temps de charge)

Ils peuvent fonctionner en récupérateur d'énergie à partir de la variation de capacité entre l'état étiré et l'état comprimé du matériau (Pelrine 2001) : une tension est appliquée à un élastomère étiré, puis on le contraint, le travail contre la pression électrostatique génère ainsi de l'énergie électrique. Tout comme le récupérateur d'énergie par principe capacitif, il existe plusieurs modes de fonctionnement dont les deux principaux sont :

- à charge Q constante
- à tension constante aux bornes du diélectriques U

L'énergie électrique générée correspond à l'énergie créée durant la phase de compression, auquel on ajoute les pertes, et soustrait l'énergie nécessaire à l'étirement du film. En négligeant les pertes, on obtient :

$$e_{\text{générée}} = \frac{1}{2} * V_{\text{olome}} * \epsilon_0 * \epsilon_r * (E_{\text{compression}}^2 - E_{\text{étirement}}^2) \quad (60)$$

[Pel-2001] a montré que, sous le champ électrique de claquage, les silicones peuvent travailler jusqu'à 1 kHz et récupérer 1.5 J/g soit 13W/g, et que élastomères en acrylique travaillent sur une plage de 10 à 50Hz et peuvent récupérer jusqu'à 0.4 J/g soit de 2 à 20W/g.

Un générateur exploite ce principe dans les chaussures du fantassin (cf. Figure 70). Il produit actuellement 0.8 J par cycle, et est prévu pour fournir 1W lors d'une marche normale.

En conclusion, ces générateurs possèdent une densité d'énergie élevée et fonctionnent à faible fréquence. Mais, en mode « charge constante », ils requièrent une source annexe pour charger le polymère.

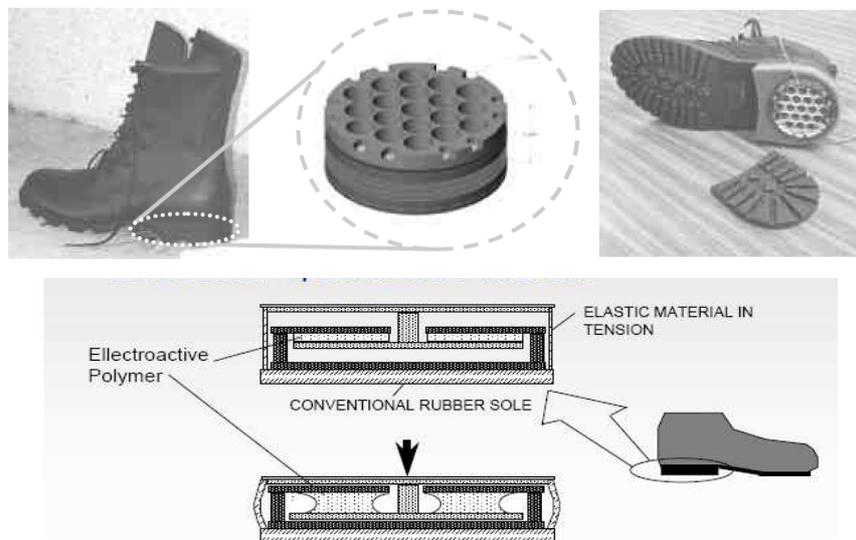


Figure 70 : Générateur exploitant les élastomères diélectriques dans le talon d'une chaussure

Les IPMC

Les articles de référence sont [Bar-2001], [Sha-2005b], [Kim-2003]. Ce sont des matériaux électroactifs sous forme de film fins qui développent de larges courbures en réponse à un

champ électrique selon leur épaisseur. Ils fonctionnent aussi bien en quasi-statique ou en dynamique, en actionneur qu'en générateur (effet inverse appelé « flexoelectric effect »).

Un IPMC est composé d'une membrane sélective échangeuse d'ions et sur laquelle a été déposé un métal généralement en platine ou en or.

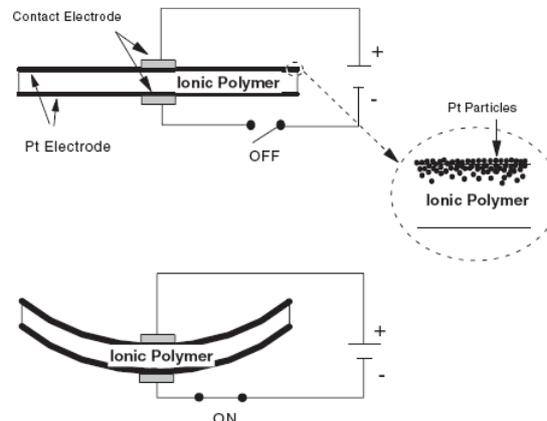


Figure 71 : Principe des IPMC

Les principaux produits commercialisés, généralement sous forme de membranes, sont le Nafion (Dupont), le Flemion (Asahi Glass) et l'aciplex (Asahi Chemical).

Il existe deux types de modèles expliquant le mécanisme d'actionnement propre au IPMC :

- Un modèle électrostatique : le champ électrique crée des forces électrostatiques d'attraction et de répulsion. La redistribution des cations génère une densité de charge non homogène qui produit une force interne sur la chaîne carbonée du polymère. Cette dernière se relâche dans les zones riches en anions et se tend dans les zones riches en cations, d'où la courbure du matériau.
- Un modèle hydraulique le champ électrique crée une migration de l'anode vers la cathode des cations qui entraînent avec eux des molécules d'eau. Ces dernières engendrent des pressions sur la membrane du polymère ce qui le fait se courber. Les anions restent en place, ce qui crée une polarisation au sein de la membrane.

Le modèle le plus réaliste est celui de Yamagami-Tadokoro qui mixe les deux approches.

Les principales propriétés des IPMC sont :

- légèreté et un temps de réponse « correct ».
- utilisation de 0.1 Hz à 100Hz (fréquences « faibles » dues à la migration ionique). Plus la fréquence augmente, plus les déformations et les contraintes diminuent.
- rendement optimum de 2.5-3% en mode actionneur vers 10 Hz
- consommation électrique est faible.
- cycle d'hystérésis faible.
- mécaniquement flexible, souple mais résistant.
- module d'Young entre 0.1 GPa et 1 GPa (0.22 GPa pour le Nafion et des électrodes en platine).
- durée de vie d'un cantilever en « oscillation » est supérieure à un million de cycle.
- fonctionnement meilleur dans l'eau ou dans des conditions humides. Sinon, il faut que l'électrode soit assez profonde ou qu'il soit entouré d'un enduit imperméable flexible
- usinage dans les dimensions et formes souhaitées : de quelques microns à la dizaine de centimètres
- faible dépendance des performances selon la pression et la température

Ainsi, ils se présentent comme des candidats potentiels intéressants pour des fonctions d'actionnement et de capteur même s'ils développent de faibles forces en mode actionneur comparé aux autres technologies existantes.

Mode actionneur :

Sous de faibles tensions (1-10V) et faibles fréquences (de l'ordre du hertz), des déformations de plus de 10% apparaissent. De nombreuses applications, inspirées du brevet déposé par Shahinpoor en 2002, existent : pince à plusieurs doigts, pompe, robot nageur, ventricule artificiel, muscle artificiel...

Mode générateur :

Le polymère ne répond pas à une déformation statique. En régime quasi-statique, la tension de sortie (jusqu'à quelques millivolts) varie linéairement selon le déplacement imposé à l'extrémité du polymère. On obtient une densité d'énergie variant de 0.01 J/cm³ à 0.6 J/cm³, soit environ 10 fois moins que pour un polymère diélectrique.

Les IPMCs fonctionnent aussi en dynamique mais la linéarité observée en régime quasi-statique, n'existe plus. Toutefois, le mode dynamique offre l'avantage d'une fréquence d'utilisation allant jusqu'à la centaine de hertz.

[Sha-2005b] a envisagé d'utiliser les IPMC en tant que batterie fine. Le polymère (cantilever de dimensions 1cm*3cm et d'épaisseur 0.3mm) est soumis à des vibrations mécaniques. Pour des débattements de 16mm, la puissance produite est de 40mW => une puissance exploitable par un MEMS nécessite de larges débattements

Les polymères conducteurs (CP)

La publication de référence est toujours [Bar-2001]. Pour les obtenir, on dope le polymère chimiquement ou électrochimiquement pour qu'il passe de sa bande de valence à sa bande conductrice. La plupart des propriétés finales électriques et physiques du « conductive polymer » sont déterminées par le procédé de dopage, la nature des ions interchangeables et leur diffusion durant la phase de dopage.

Un actionneur en polymère conducteur est composé :

- d'une électrode en CP (polypyrrole, polyaniline...),
- d'une électrode opposée qui peut être en CP ou métallique,
- d'un électrolyte (liquides ou polymères poreux type gel) séparant ces deux électrodes.

Des réactions d'oxydoréduction s'opèrent lorsqu'une tension est appliquée. Un changement de volume est dû à l'incorporation/rejet d'ions et de solvant dans/hors la structure polymérique. Ce changement de volume génère un gradient de contrainte sur le CP qui le fait se courber. L'oxydation du CP est accompagnée de modifications de ces propriétés telle que la conductivité électrique, la couleur, le volume, l'épaisseur...

Les principales propriétés sont :

- fonctionnement en milieu aqueux ou sec.
- présence d'une conductivité ionique et électronique.
- faible tension d'alimentation (1 à 5V), tension de sortie vers 4V
- biocompatible.
- densité de force d'environ 3MPa (module d'Young dans 0.1-0.8GPa)

- temps de réponse lent résultant de 3 constantes de temps distinctes, la diffusion ionique (transport de masse), charge des couches de polymères et la diffusion au travers du polymère (la plus lente donc limitante).
- fréquence d'utilisation faible, de l'ordre de 1-40Hz (la fréquence croît quand l'épaisseur diminue mais la force générée diminue)
- largeur de bande passante inversement proportionnelle à l'épaisseur des électrodes et pouvant atteindre la dizaine de MHz
- comportement résistif en haute fréquence, capacitif en basse fréquence ($\ll 1/\text{temps de diffusion au travers du polymère}$) : d'où utilisation possible comme élément de stockage en basse fréquence.

Mode actionneur :

Il existe 2 grandes familles d'actionneur CP fonctionnant en présence d'un électrolyte :

- structure à deux lames : film CP // film sans changement de volume,
- structure à trois lames : film CP // film sans changement de volume // film CP.

La Figure 72 illustre une réalisation d'actionneur en milieux aqueux.

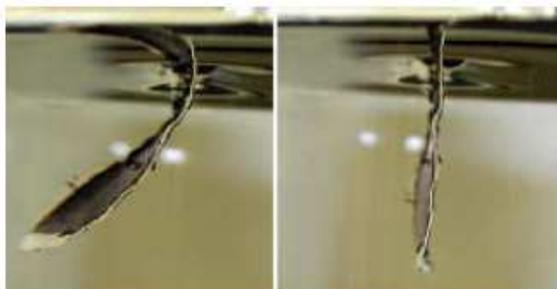


Figure 72 : Utilisation des CP en milieux aqueux

Mode générateur :

En 1997, une équipe de chercheurs japonais s'intéressent à l'utilisation en sens inverse des polymères conducteurs. Un barreau de polyaniline de dimensions 10mm*2mm*0.03mm est plongé dans un électrolyte. Une contrainte ou une déformée est appliquée sur ce barreau et de l'énergie électrique est ainsi générée. Seul le rendement η est calculé : il vaut 0.01% !

En 2000, Hunter dépose un brevet sur un générateur rotatif utilisant des polymères conducteurs. Une feuille de polymère conducteur est prise entre deux couronnes et est immergée dans un électrolyte. Une manivelle) tourne autour de son centre générant ainsi une compression/étirement des secteurs du polymère qui génèrent alors de l'énergie électrique. On peut récupérer sous un champ électrique de 250 kJ/m, environ $20 \mu\text{J}/\text{cm}^3$, ce qui est dérisoire.

En 2005, Li développe un cantilever (15mm*2mm*0.13mm) en CP. Deux lames de polypyrrole sont prises en sandwich entre deux électrodes et fonctionnent à l'air ambiant. A amplitude de vibration constante, la tension générée augmente avec la fréquence des vibrations jusqu'à une fréquence critique, au-delà, la tension générée diminue doucement lorsque la fréquence augmente. A fréquence de vibration fixe, la tension générée augmente linéairement avec l'amplitude des vibrations mécaniques (pour une vibration sinusoïdale à 5 Hz d'amplitude 3.3mm, la tension induite de même fréquence vaut 0.15mV, soit on obtient une densité d'énergie électrique récupérable de $35 \text{ J}/\text{m}^3$). Une récupération d'énergie est donc envisageable par ce principe.

5.2.3 Conclusions et développements

Le but de notre équipe est de récupérer de l'énergie mécanique, provenant de vibrations, de déformations ou de contraintes, ou de chocs sous forme d'électricité. Le système doit fonctionner à une fréquence inférieure à 100 Hz et pouvoir alimenter un système faible consommation (100µW). Certains polymères ont une densité d'énergie supérieure aux matériaux piézoélectriques, ce qui en fait des matériaux potentiellement attractifs. En effet, même si leur densité d'énergie est plus faible que celle des piles, elle peut être suffisante pour alimenter un micro système, surtout que la durée de vie d'un tel système est théoriquement infinie. Ce tableau récapitule les densités publiées des énergies électriques récupérables :

	densité d'énergie électrique récupérable théorique	densité d'énergie électrique récupérable théorique	densité d'énergie récupérée expérimentalement
	maximale	typique	
	J/cm ³	J/cm ³	J/cm ³
diélectrique	1,6	0,3	0,013
silicone	4,1	0,48	0,4
acrylique			
électrostriction	0,28	0,054	
copolymer - terpolymer	0,26	0,048	
piézoélectricité			
PVDF	0,00006	0,00005	
PZT	0,056	0,03	
IPMC	0,6	0,1	
polymer conducteur	0,001	1,00E-06	

Tableau 8 : Comparaison des densités publiées d'énergie des matériaux électroactifs

Les CP ne permettent de récupérer que peu d'énergie, ils ne sont absolument pas retenus.

Les matériaux piézoélectriques ne récupèrent que peu d'énergie mais ils constituent la référence, ils sont donc simulés par une modélisation analytique simple du calcul de la densité d'énergie récupérable. De même pour mes matériaux électrostrictifs qui pourraient offrir quelques opportunités intéressantes pour la récupération d'énergie. Les deux familles possédant les plus haut potentiels théoriques en terme de récupération d'énergie sont les polymères diélectriques et les IPMC, elles ont été modélisées plus finement que ce qui publié par les autres équipes.

Nos simulations conduisent alors à des résultats cohérents avec les valeurs précédentes pour les polymères électrostrictifs (0.3J.cm⁻³) et les polymères piézoélectriques (0.03Jcm⁻³). Par contre, la densité d'énergie récupérable calculée (0.3µJ.cm⁻³) pour les polymères ioniques est plusieurs ordres de grandeur au dessous. De simples expérimentations ont montré la meilleure estimation de nos calculs. Néanmoins par leur comportement spécifique en fréquence, ils ne pas encore définitivement écartés des structures récupératrices d'énergie.

Il y a également une bonne concordance entre nos calculs (2.3J.cm⁻³) et les valeurs publiées pour les polymères diélectriques, la famille la plus performante. Nous les avons alors mis en œuvre dans quelques réalisations illustrées par la Figure 73 qui ont effectivement validé l'étude théorique mise en place, puisque les écarts relatifs entre valeurs mesurées et simulées sont inférieurs à 10%.

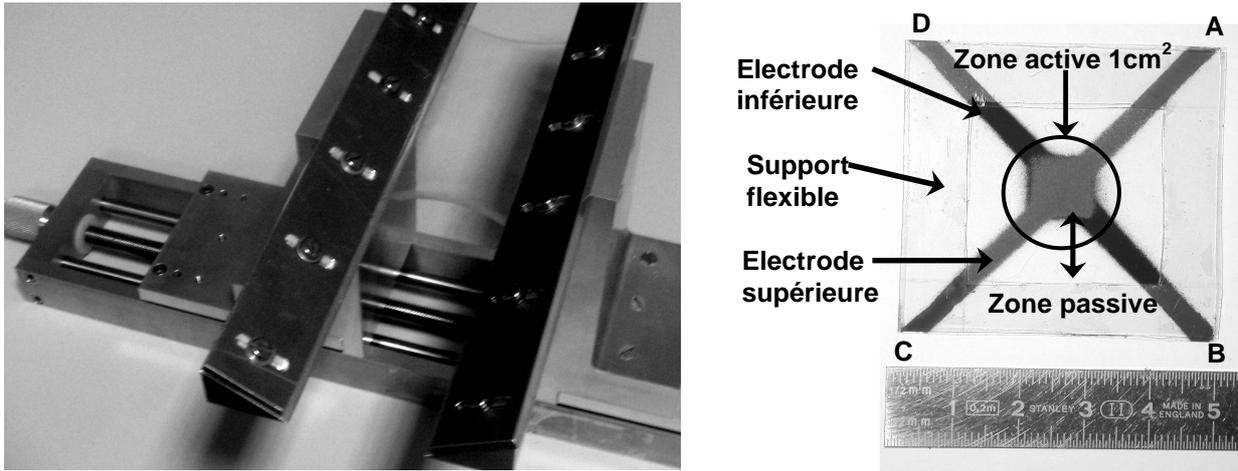


Figure 73 : Réalisation du premier prototype à base de polymère diélectrique

Ce type de matériau constituera donc le cœur du convertisseur mécano-électrique de l'application prochainement développée. Il s'agit d'un système placé au sein des vêtements récupérant l'énergie mécanique des mouvements du corps humain pour alimenter un capteur basse consommation. En effet, ces dernières années, le textile intelligent se développe de plus en plus : capteur de rythme cardiaque inséré dans un t-shirt, clavier de téléphone inséré dans la manche d'un manteau... Mais la problématique de leur système d'alimentation est une des clefs de leur utilisation massive par le grand public, les sportifs, les militaires...

Comme notre modèle actuel n'est valable que pour des déformations simples sur des structures type membrane, nous avons engagé la mise en place d'une analyse numérique par éléments finis permettant la simulation des conditions opérationnelles de cette application. Le travail ultérieur se décomposera en une première phase de dimensionnement pour déterminer la géométrie opportune du générateur, son positionnement et sa fixation mécanique, suivi par une campagne d'essai pour valider les niveaux des grandeurs de sortie (tension, courant, puissance, énergie). Enfin, viendra la phase de la gestion électrique.

5.3 L'énergie mécanique des chocs par les piézoélectriques

Les études précédentes se rapportent à la récupération de l'énergie mécanique de vibrations mais pas du tout de celle provenant de chocs. C'est l'objet de celle-ci que nous illustrons à travers une source d'énergie naturelle encore inexploitée : la pluie. Le Tableau 9, issu des relevés météorologiques de Météo France, montre qu'il existe plusieurs types de précipitations. Afin d'avoir un système utilisable dans la majorité des cas, il doit être dimensionné dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire la pluie.

Précipitation	Diamètre et vitesse de la goutte	Energie disponible
pluie	$D = 1 \text{ mm} ; V = 2,8 \text{ m/s}$	$E_c \approx 2 \mu\text{J}$
averse	$D = 5 \text{ mm} ; V = 5,7 \text{ m/s}$	$E_c \approx 1 \text{ mJ}$

Tableau 9 : Données sur les précipitations

Dans un premier, nous avons dissocié cette étude spécifique de celle du meilleur choix du convertisseur et avons opté tout simplement pour une membrane piézoélectrique orthogonale au déplacement des gouttes d'eau. La membrane travaille en mode 31 qui correspond à d'importantes déformations mécaniques à partir d'efforts limités.

5.3.1 Dimensionnement mécanique et optimisation électrique

La figure 1 schématise le dispositif. Le matériau piézoélectrique est du PVDF choisi pour son caractère « écologique » (sans plomb), son étanchéité ainsi que pour sa grande souplesse et sa finesse nécessaires à l'étude (voir plus loin).

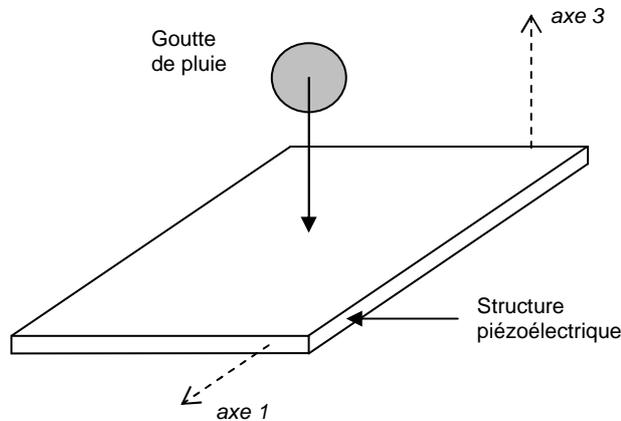


Figure 74 : Système de récupération d'énergie des gouttes de pluie

L'énergie électrique extractible d'un piézoélectrique sollicitée en mode 31 s'exprime par :

$$U_{elec} = k^2 \cdot \frac{Y_{PVDF} \cdot \vartheta}{2} \cdot \varepsilon_{moy}^2 \quad (61)$$

où k^2 est le coefficient de couplage du matériau, Y son module d'Young, ϑ son volume actif (c'est à dire couvert par les électrodes conductrices) et ε_{moy} sa variation de déformation moyenne (suivant son épaisseur) durant l'impact.

Bien qu'étudié depuis plus d'un siècle, l'impact d'une goutte d'eau n'est toujours pas entièrement compris et parfaitement modélisé. Il apparaît tout de même qu'il existe trois régimes limites permettant de classer un impact de goutte [SCH 1997] selon les nombres de Weber et d'Ohnesorge (We quantifie les forces qui poussent la goutte à s'étaler et Oh les forces de résistance à l'étalement). Ces régimes sont schématisés sur la Figure 75.

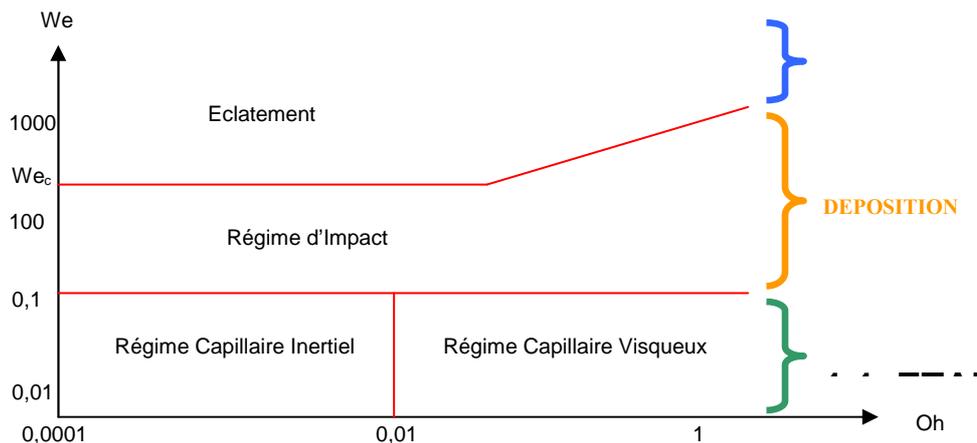


Figure 75 : Régimes limites d'impact en fonction de We et Oh

En effet, comme le montre les travaux de [RAN-1998], la limite splash/déposition selon le nombre de Weber ne peut être uniquement fonction des caractéristiques du liquide, de la vitesse d'impact et de la taille de la goutte. La nature du matériau (i.e. son affinité chimique avec le liquide employé et sa mouillabilité) ont aussi un rôle primordial). [RIO-2001] a montré qu'une goutte d'éthanol de 1,34 mm de diamètre fait un « splash » sur du verre lisse (matériau

le plus mouillable qu'il ait testé) à partir de 2,67 m/s. L'éthanol ayant une viscosité et une masse volumique très proche de celle de l'eau, nous considérons alors que l'impact d'une goutte de pluie sur une membrane PVDF se fait lui aussi dans le régime « splash ».

Ce régime d'éclatement s'accompagne d'une grande déperdition énergétique. Les études théoriques et expérimentales montrent que la théorie des collisions inélastiques [RAM-1918] s'applique et, le polymère PVDF ne possédant pas de propriétés particulières d'hydrophobie, que l'impact de la goutte d'eau millimétrique à environ 3 m/s est inélastique. Ainsi, l'utilisation de la théorie des chocs combinée à la conservation de la quantité de mouvement permet d'aboutir aux expressions du choc mou sur un matériau initialement immobile et à celle de l'énergie mécanique de déformation apportée au matériau piézoélectrique :

$$V'_{goutte/\mathfrak{R}} = V'_{PVDF/\mathfrak{R}} = \frac{m_{goutte}}{m_{goutte} + m_{PVDF}} V_{choc} \quad (62)$$

$$U_{déformation} \equiv \frac{1}{2} m_{PVDF} V'_{PVDF/\mathfrak{R}}{}^2 = \frac{1}{2} m_{PVDF} \left(\frac{m_{goutte}}{m_{goutte} + m_{PVDF}} V_{choc} \right)^2$$

Ceci montre que pour maximiser l'apport d'énergie de déformation au matériau piézoélectrique, il faut le dimensionner celui-ci de sorte que sa masse déformée soit bien inférieure à celle du liquide l'impactant, d'où le choix d'un matériau léger, et donc de faible épaisseur. Par conséquent l'association de 2 feuilles en PVDF collées (bilame) n'est pas optimale, ce qui nous a orienté vers une unique feuille en PVDF. Toujours dans la même perspective, on a plutôt intérêt d'utiliser une membrane constituée de lamelles indépendantes les unes des autres afin de minimiser la masse de matériau en mouvement.

Chaque lamelle est alors assimilable à un câble modélisable par n nœuds régulièrement espacés (au repos). Cette modélisation a été réalisée à l'aide de l'algorithme de Runge Kutta afin d'accéder à l'évolution de la déformation du câble au cours du temps. La Figure 76 illustre ces simulations. Initialement le câble est horizontal, il se met à vibrer pour converger vers son profil à l'équilibre (prise en compte de son poids). A $t = 50$ ms une goutte impacte le câble, la déformation commence par être localisée, puis elle se propage au cours du temps en se réfléchissant aux points d'encastrement, pour finir par s'amortir complètement.

Parfaitement validée par comparaison aux résultats obtenus avec le logiciel ANSYS, notre simulation a été enrichie de la modélisation du phénomène piézoélectrique afin d'optimiser le dimensionnement des électrodes représentées à la Figure 77. Un compromis est à résoudre : plus grande est la surface des électrodes plus on récupère de charges mais, l'énergie électrique récupérée étant l'image de la moyenne surfacique des charges récupérées, on a tout intérêt à limiter la surface des électrodes et à les positionner où la densité de charges est élevée. Diverses simulations ont été menées et ont montré que, même si la tension électrique est maximale pour une petite surface d'électrode, le recouvrement total du câble par des électrodes permet d'optimiser la récupération d'énergie électrique, notamment par une bonne indépendance à la localisation de l'impact.

Il a été montré aussi que, bien qu'il soit plus fin et donc potentiellement plus déformable, le PVDF épais de 9 μm est moins performant que celui de 25 μm d'épaisseur (résultat vérifié expérimentalement par la suite). Enfin, la largeur W des lamelles doit valoir environ 2/3 du diamètre maximal d'étalement (3 mm dans notre cas [CLA-2004]).

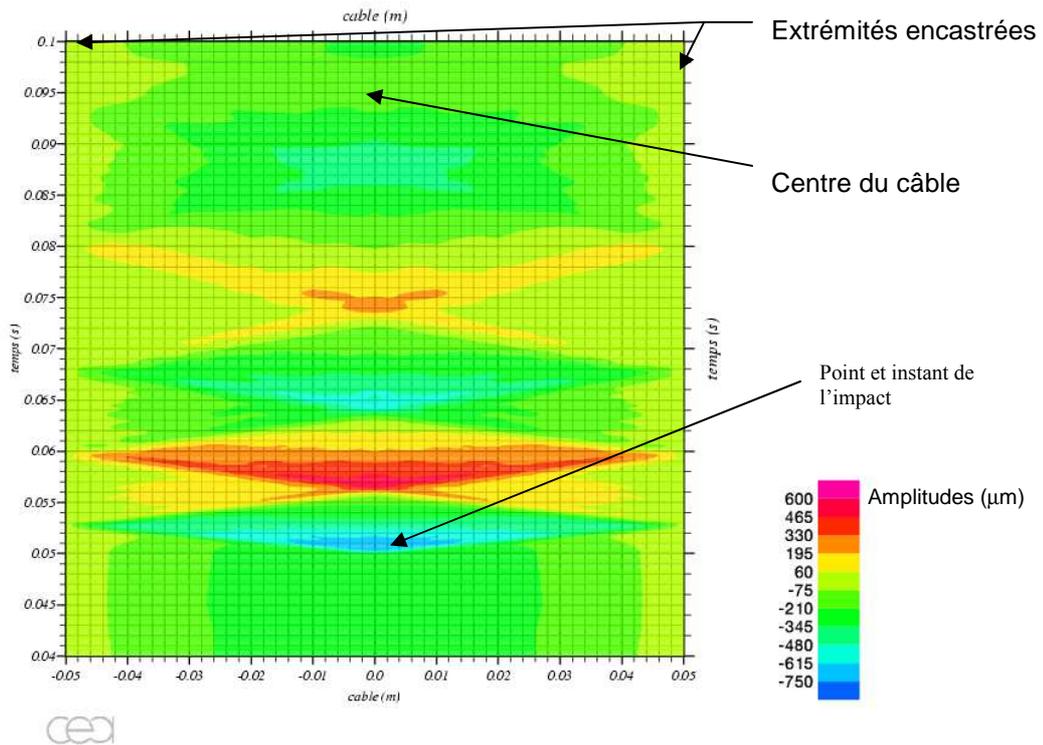


Figure 76 : Vue de dessus d'un câble vibrant au cours du temps

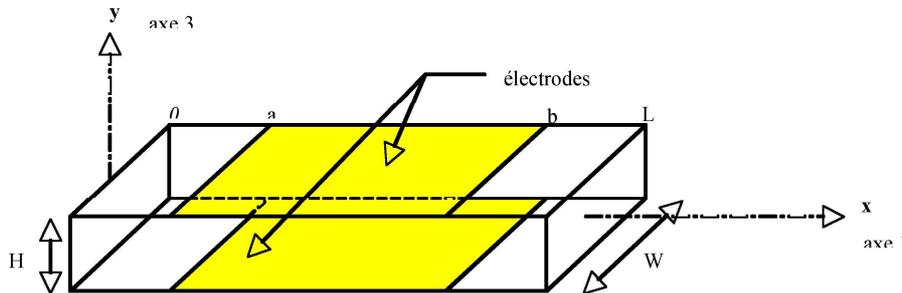


Figure 77 : Représentation du câble piézoélectrique recouvert par ses électrodes

Le Tableau 10 donne les grandeurs électriques récupérables estimées par notre modèle pour les lamelles optimisées dans différentes situations météorologiques.

Type de goutte	Dimensions des lamelles	Tension électrique récupérable	Energie électrique récupérable	Puissance instantanée récupérable
PLUIE diamètre : 1 mm vitesse : 2,8 m/s	longueur : 10 cm largeur : 3 mm épaisseur : 25 μm	1,6 V	1,7 nJ	0,8 μW
INTERMEDIAIRE diamètre : 2,2 mm vitesse : 0,75 m/s	longueur : 10 cm largeur : 3 mm épaisseur : 25 μm	3 V	5 nJ	2,5 μW
AVERSE diamètre : 5 mm vitesse : 5,7 m/s	longueur : 10 cm largeur : 1,3 cm épaisseur : 25 μm	98 V	25 μJ	12,5 mW

5.3.2 Étude expérimentale

Les gouttes d'eau calibrées ont été créées artificiellement à l'aide d'un compte goutte : tube capillaire cylindrique à l'extrémité rodée. Le choix de son diamètre permet de contrôler la

taille de la goutte à travers l'équilibre des forces en présence ($23 \mu\text{m}$ pour une goutte de pluie). La rupture des gouttes étant un phénomène dynamique dépendant du mouvement du fluide, l'obtention de gouttes de masse à peu près constante passe un débit faible (plusieurs dizaines secondes entre deux gouttes) pour rester en conditions de l'équilibre statique.

Pour des raisons de simplicité, les premiers essais n'ont pas été effectués dans les conditions réelles d'impact. Le montage expérimental de la Figure 78 générant gouttes de $5,7 \mu\text{L}$ a permis d'apporter l'équivalent énergétique d'une goutte de pluie ($2 \mu\text{J}$) au matériau piézoélectrique après une chute de seulement $3,5 \text{ cm}$.



Figure 78 : Montage simplifié permettant l'apport de $2 \mu\text{J}$ au matériau piézoélectrique

D'une manière générale, on constate un très bon accord entre les résultats théoriques et expérimentaux. Ils ont notamment confirmé la meilleure adéquation à notre application du PVDF $9 \mu\text{m}$ d'épaisseur, retenu définitivement pour la suite.

Afin de valider expérimentalement notre estimation en conditions plus représentatives de la réalité, nous avons construit un banc de mesure (Figure 79) reproduisant de manière assez précise et répétitive les conditions naturelles de la pluie. Le bilan simplifié des forces s'appliquant à une goutte d'eau en chute libre a permis de montrer que 2 m de course sont nécessaires pour qu'une goutte de 1 mm de diamètre atteigne la vitesse limite de $2,8 \text{ m/s}$.



Figure 79 : Photo du banc d'essais

L'observation des impacts sur ce banc montre de nombreuses éclaboussures, ce qui permet de justifier expérimentalement le fait que c'est bien dans le régime « splash » qui intervient. La Figure 80 présente des enregistrements obtenus à l'aide de ce banc d'essais. On a constaté une légère dérive avec l'augmentation de la vitesse lors de l'impact. Néanmoins, les résultats théoriques et expérimentaux restent très proches, ce qui nous autorise à continuer.

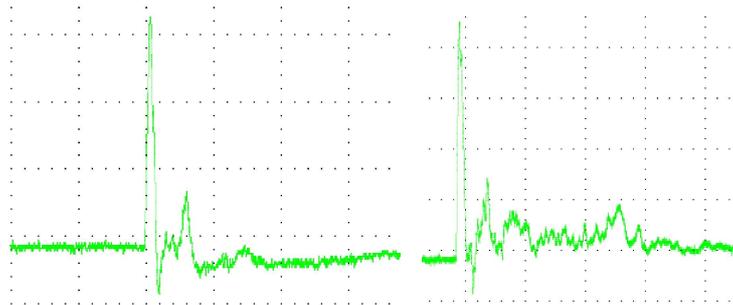


Figure 80 : Résultat de différents impacts à l'aide du banc d'essais
A gauche, impact à 4,5 m/s d'une goutte de 3 mm de diamètre => 17,2 V
A droite, impact à 3,2 m/s d'une goutte de 1,6 mm de diamètre => 4,68 V

5.3.3 Perspectives de la récupération de l'énergie des chocs

A travers l'utilisation des membranes piézoélectriques, et de leur faible rendement global de conversion, l'énergie électrique récupérée lors de l'impact d'une goutte d'eau avoisine 2 nJ. Cette énergie correspond à celle prévue dans mon Département pour émettre 1 bit d'information dans 5 ans. A court terme, ce principe de récupération d'énergie est donc envisageable pour alimenter des capteurs abandonnés à faible débit d'information en conditions naturelles. Surtout que d'ici là, d'autres matériaux actifs ou d'autres structures auront été envisagés pour leurs rendements potentiels plus importants.

D'autres applications sont prévues, par exemple l'autoalimentation de capteurs situés dans les tours aéroréfrigérées. Enfin, la structure lamellaire rend également ce système aux mouvements de l'air ce qui permet d'envisager aussi la « micro » exploitation de l'énergie éolienne, domaine encore totalement inexploré. C'est pourquoi, un brevet concernant ce principe de conversion a été déposé.

Actuellement, l'électronique de récupération de l'énergie générée est en cours de réalisation par un stagiaire que j'encadre. C'est un challenge de par la faible quantité d'énergie disponible à chaque impact : il ne s'agit pas que les courants de fuite consomment ce qui a été produit ! A l'issue du stage, une maquette représentative du système complet sera disponible. Elle permettra certainement d'identifier d'autres domaines d'application de ce principe.

Deux publications dans des revues sur cette étude sont en cours d'examen.

5.4 Conclusions et perspectives

Le but de notre équipe est de récupérer de l'énergie mécanique, provenant de vibrations, de déformations ou de contraintes, ou de chocs sous forme d'électricité d'alimenter un système faible consommation ($100\mu\text{W}$). Nous avons montré expérimentalement qu'un tel système doit fonctionner à une fréquence inférieure à 100 Hz.

Notre première réalisation large bande par principe capacitif avec très fort rendement constitue une première mondiale. Son successeur, qui sera le premier prototype industriel, est en cours de réalisation par procédés issus de la microtechnologie.

Notre but, d'utiliser les matériaux électroactifs en tant que générateur, nous classe dans les quelques équipes mondiales travaillant dans ce domaine. Par leur précision, nos premières simulations ont déjà contredits quelques résultats publiés par ailleurs. Nous travaillons actuellement sur une application innovante de récupération de l'énergie mécanique des mouvements du corps humain pour alimenter des systèmes insérés dans des vêtements.

Nous avons réalisé le premier démonstrateur récupérant l'énergie mécanique des chocs (gouttes de pluie, ...) ou de flux (vent, ...). Les niveaux énergétiques sont faibles mais certaines applications connues se contentent de tels systèmes.

Ces excellents résultats de niveau international obtenus en seulement 5 ans essentiellement à travers le travail d'étudiants montrent la qualité de l'encadrement fourni. Ils ne peuvent donc que contribuer à un avis favorable à ma candidature à une HDR.

6 Références bibliographiques

[AIG-2002]	R. Aigner, G. Stromberg, J. Berthold, I. Karls "Smart clothes' devices are self-powered by body heat", <i>European-Electronics-Engineer</i> , 2002.
[AMI-1998]	R. Amirtharajah, A.P. Chandrakasan "Self-powered signal processing using vibration-based power generation", <i>IEEE J. Solid-State Circuits</i> , 1998.
[AMM 2007]	Y. Ammar, "Conception de systèmes de gestion d'énergie pour microsystèmes autonomes", <i>thèse soutenue le 06 février 2007 à l'UJF, Grenoble France</i>
[AND 2006]	Todd A. Anderson and all, GE Global Research Niskayuna USA, "A vibration energy harvesting sensor platform for increased industrial efficiency" <i>Smart Materials and Structures 2006 Proc of SPIE Vol 6174 1Y1-1Y9</i>
[BAR-2001]	Y. Bar-Cohen "Electroactive polymer (EAP) actuators as artificial muscles : reality, potential, and challenges" <i>SPIE Press</i> , 2001
[BAR-2002]	Y. Bar-Cohen, X. Bao, S.-S. Lih, K. Bhattacharya, X. Yu "Characterization of the electromechanical properties of IPMC" <i>Materials Research Society</i> , vol 698, 2002
[BAR-2004]	Y. Bar-Cohen "Electroactive polymer(EAP) as actuator for potential future planetary mechanism <i>Jet Propulsion Laboratory</i> <i>IEEE- Conference on evolution hardware</i> , 2004
[BRE-2002]	Brett A. Warneke, Michael D. Scott, Brian S. Leibowitz, Lixia Zhou, Colby L. Bellew, J. Alex Chediak, Joseph M Kahn, Bergard E. Boser, Kristofer S.J. Pister "An autonomous 16 mm ³ Solar-Powered Node for distributed Wireless Sensor Networks", <i>Proc. of IEEE Sensors 2002, Orlando, FL, USA, June 12-14, pp.1510-1515, 2002.</i>
[CHA-2003]	Swades K. Chaudhuri, Derek R. Lovley "Electricity generation by direct oxidation of glucose in mediatorless microbial fuel cells", <i>Nature Biotechnology</i> 21, 1229 - 1232 <i>Research</i> , 2003.
[CHE-2001]	G. Chen, B. Yang, W. Liu, T. Zeng "Nanoscale Heat Transfer For Energy Conversion Applications", <i>International Conference on Energy Conversion and Applications, Wuhan, China, Proc. Energy Conversion and Applications, Ed. Liu, V.1, p287-296, 2001.</i>
[CHE 2006]	G. Chen, Z. Ren, M. Dresselhaus, "Nanocomposites with high thermoelectric figures of merit", <i>US 2006/010224 A1</i>
[CLA-2004]	C. Clanet, C. Beguin, D. Richard, D. Quere "Maximal deformation of an impacting drop ; <i>Journal of Fluid Mechanics ; vol 517, pp 199-208 ; 2004</i>
[DES-2004]	Gh. Despesse, Th. Jager "Exploitation of the thermotunnel effect for energy scavenging", <i>Journal of Applied Physics, Volume 96, Number 9, 2004</i>
[DES 2005]	Despesse G, Jager T, Chaillout J, Leger J, Vassilev A, Basrour S and Chalot B, "Fabrication and characterisation of high damping electrostatic micro devices for vibration energy scavenging", <i>Proc. Design, Test, Integration and Packaging of MEMS and MOEMS2005 pp 386-90</i>

[DES 2006]	« Ghislain Despesse, Thomas Jager, Jean-Jacques Chaillout, "Procédé et dispositif de conversion d'énergie mécanique en énergie électrique », <i>brevet n°06 50234 du 23/01/2006</i>
[DUG 2006]	R. Duggirala, Hui Li, Amit Lal, "Active circuits for ultra-high efficiency micropower generators using Nickel 63 radioisotope", <i>ISSCC 2006, February 2006, San Francisco USA</i>
[DUN-2004]	D. Graham-Rowe, "Self-sustaining killer robot create a stink", <i>New Scientist, 2004.</i>
[GRA 2006]	S.M. Gracewsky and all, University of Rochester USA, "Design and modelling of a micro-energy harvester using an embedded charge layer", <i>Journal of Micromechanics and Microengineering (16) 2006 p235-241</i>
[GUI 2006]	Romain Guigon, , "Dimensionnement et réalisation d'une structure piézoélectrique vibrante pour la récupération de l'énergie mécanique des gouttes de pluie", <i>Diplôme de Recherche Technologique soutenue le 14 septembre 2006 à L'Institut National Polytechnique de Grenoble.</i>
[GUY 2004]	D. Guyomar and all, "Piezoelectric energy harvesting circuit using a synchronized switch technique", <i>SMEBA'03, Suzhou, Chine, mai 2004</i>
[HEL-2002]	Adam Heller, Texas Univ. at Austin, "Implantable Biofuel Cell Electrodes", <i>Final rept. 1, Report number: A277304, 2002.</i>
[His-2001]	Y. Hishinuma, T.H. Geballe, B.Y. Moyzhes; T.W. Kenny "Refrigeration by combined tunneling and thermionic emission in vacuum: use of nanometer scale design", <i>Applied Physics Letters, vol 78, no 17, p2572-2574, 2001.</i>
[ICH-2001]	M. Ichiki, K. Ashida, T. Kitahara, M. Tanaka "Piezoelectric transducer properties and its application to the micro power generator", <i>Tenth International Meeting on Ferroelectricity (IMF-10), Madrid, Spain, 2001.</i>
[JAU 2007]	C. Jaussaud, "Innovation in silicon cells",Grenoble <i>Annual Forum 2007 - New Technologies for Energy, February 1-2, 2007 - MINATEC Grenoble, France</i>
[JUN-2003]	S. Jung, C. Lauterbach, M. Strasser, W. Weber "Enabling technologies for disappearing electronics in smart textiles", <i>IEEE International Solid State Circuits Conference, Digest of Technical Papers Cat, No.03CH37414 Page(s) : 386-7, 2003.</i>
[KIM-2003].	K.J Kim, M. Shahinpoor "Ionic polymer-metal composites : II Manufacturing techniques" <i>Smart Material sand structures, 2003</i>
[KOR-2000]	R. Kornbluh, R. Pelrine, J. Joseph, Q. Pei, S. Chiba "Ultra-high strain response of elastomeric polymer dielectrics" <i>Material research society vol.600, 2000.</i>
[KRI-2002]	A. Kribus "A high-efficiency triple cycle for solar power generation", <i>Solar-Energy, 72, no.1 Page(s) : 1-11, 2002.</i>
[KYM-2000]	J. Kymissis, C. Kendall, J. Paradiso and N. Gershenfeld, "Parasitic power harvesting in shoes", <i>Proc. 2nd IEEE Int. Conference on Wearable Computing, 2000.</i>
[LAB-2001]	Chris LaBounty, Ali Shakouri, John E. Bowers "Design and Characterization of Thin Film Microcoolers", <i>Journal of Applied Physics, Vol. 89, No. 7, p4059-4064, 2001.</i>
[LAR 2006]	M. Laroche, R. Carminati and J.-J. Greffet, "Near-field thermophotovoltaic energy conversion", <i>Journal of Applied Physics, September 2006</i>

[LAW-2002]	E.E.Lawrence, G.J.Snyder "A Study of Heat Sink Performance in Air and Soil for Use in a Thermoelectric Energy Harvesting Device", <i>Twentyfirst International Conference on Thermoelectrics. Proceedings, ICT'02 p. 446, IEEE, California, USA, 2002.</i>
[LEF 2005]	E. Lefevre and all, "A comparison between several approaches of piezoelectric energy harvesting", <i>Journal of Physics 128 (2005) 177-186</i>
[LEL 2006]	Eli S. Leland and all, "Resonance tuning of piezoelectric vibration energy scavenging generators using compressive axial preload", <i>University of California Berkeley USA, Smart Materials and Structures. (15) 2006 p1413-1420</i>
[MEN-2001]	S. Meninger, J.O. Mur-Miranda, R. Amirtharajah, A.P. Chandrakasan, J.H. Lang "Vibration-to-electric energy conversion", <i>IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. vol.9, no.1, 2001.</i>
[MIT-2003]	P.D. Mitcheson, B.H. Stark, P. Miao, A.S. Holmes, E.M. Yeatman, T.C. Green "Analysis and optimisation of mems electrostatic on-chip power supply for self-powering of slow-moving sensors", <i>Eurosensors'03, Portugal, pages 48-51, 2003.</i>
[MOL-2000]	F. Moll, A. Rubio "An approach to the analysis of wearable body-power systems", <i>Proceedings of the 7th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems. MIXDES. Tech. Univ. Lodz, Poland, 2000.</i>
[O'N-2000]	Hugh O'Neill, Jonathan Woodward "Construction of a Bio-Hydrogen Fuel Cell: Utilization of Environmental Sources of Carbohydrates", <i>Energy Harvesting Program Arlington, April 13-14, 2000.</i>
[OMNT 2006]	Observatoire des Micro et Nano Technologies, <i>Séminaire de Synthèse Annuel, 26 janvier 2006, Paris</i>
[PAR 2006]	Joe Paradiso, "Energy Harvesting for Mobile Computing", Fraunhofer <i>Symposium for Microelectronics "Power to Go", October 10 2006 in Berlin</i>
[PEA-2006]	F. Peano and all "Non linear oscillations in a MEMS energy scavenger", <i>Politecnico di Torino Italy, Mathematical and computer modelling 43 (2006) p1412-1423</i>
[PIG 2006]	Christian Piguet, Jean-Félix Perotto, "Microtechnologies for Power Management", <i>CrossRoad CSEM 2006</i>
[RAM-1918]	C.V. Raman "The photographic study of impact at minimal velocities" <i>Phys. Rev. vol 12, pp 442-447 ; 1918.</i>
[RAM-2002]	M.J. Ramsay, W.W. Clark "Piezoelectric Energy Harvesting for Bio MEMS Applications", <i>Proceedings of SPIE VII. 4332, p429-438, 2002.</i>
[RAN-1998]	K. Range, F. Feuillebois Influence of surface roughness on liquid drop impact <i>J. Colloid Interface Sci ; 1998.</i>
[RAM-2002]	M.J. Ramsay, W.W. Clark "Piezoelectric Energy Harvesting for Bio MEMS Applications", <i>Proceedings of SPIE VII. 4332, p429-438, 2002.</i>
[REI-2001]	C.E. Reimers, L.M. Tender, S. Fertig, W. Wang "Harvesting energy from the marine sediment-Water interface", <i>Sci. Technol., 35, pp 192-195, 2001.</i>
[RIO-2001]	R. Rioboo, « Impacts de gouttes sur surfaces solides et sèches » <i>Thèse de l'université Paris 6 ; 2001</i>

[ROU-2003]	Shadrach Joseph Roundy "Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion", <i>Thesis of The University of California, Berkeley, 2003.</i>
[SAL 2005]	Charles Salvi, Jacqueline Bablet, "Pile thermoélectrique à amplification de tension", <i>brevet DD 30082 SG déposé le 29/07/2005</i>
[SCH 1997]	S. Schiaffano, A.A. Sonin Molten droplet deposition and solidification at low Weber numbers ; <i>Phys. Fluids ; 9 ; 1997</i>
[SIN 2004]	A. Singh, I. Stanish, "Bio-based microbattery and methods for fabrication of same", <i>US 6.680.142 du 20/01/2004</i>
[SPR 2006]	D. Spreemann and all, HSG-IMIT Villingen Schwenningen Germany, "Non resonant vibration conversion", <i>Journal of Micromechanics and Microengineering (16) 2006 p169-173</i>
[SRI 2005]	Manickam Srinivasan, S. Manickam Prasad, "Advanced thermoelectric energy recovery system in light duty and heavy duty vehicles : analysis on technical and marketing challenge", <i>IEEE PEDS 2005</i>
[STE-1999]	James W. Stevens "Optimized Thermal Design of Small DT Thermoelectric Generators" <i>Society of Automotive Engineers, Inc., 1999.</i>
[STE-2002]	T. Steerken, K. Baert, R. Puers, S. Borghs "Power extraction from ambient vibration", "An electret-based electrostatic μ -generator", <i>IMEC VZW, Kapeldreef 75, 3001 Leuven, Belgium, 2002.</i>
[STE 2006]	N.G. Stephen, University of Southampton UK, "On energy harvesting from ambient vibration", <i>Journal of Sound and Vibration 293 (2006) p409-425</i>
[TAK-2003]	Takashi Genda, Shuji Tanaka, Masayoshi Esashi "High power electrostatic motor and generator using electrets", <i>The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, 2003.</i>
[TAK 2006]	Takumi Tsutsumino and all, Univerty of Tokyo Japan, "Seismic power generator using high-performance polymer electret", <i>Mems'06, Istanbul Turkey</i>
[VEN 1999]	R. Venkatasubramanian, E. Siivola, T. Colpitts, B. O'Quinn, Triangle Institute, "Phonon-Blocking Electron-Transmitting Structures Research <i>18th International Conference on Thermoelectrics, p100-103, 1999</i>
[VUL 2006]	R.J.M. Vullers and all, IMEC, "Energy scavengers for wireless intelligent microsystems", <i>OnBoard Technology June 2006 p34-37</i>
[WRI 2006]	P. Wright, "Energy scavenging/harvesting", <i>ITRIS Center for Information Technology Research in The Interest of Society March 2006</i>

CHAPITRE IV : PERSPECTIVES

Ma carrière résumée dans les chapitres précédents fait ressortir deux axes de recherche. Il s'agit d'une part de la simulation numérique qui est présente depuis mon début d'activité et d'autre part de mes travaux récents en énergétique et plus particulièrement dans le domaine de la récupération d'énergie. Ces deux axes sont complémentaires puisque pour un ingénieur au CEA : le premier est le plus souvent un outil de travail nécessaire au domaine applicatif que constitue le second. D'autre part, ils nous semblent particulièrement d'actualité aujourd'hui :

- nous connaissons des blocages en simulation (cf. notes ci-dessous) que nous devons franchir pour pouvoir simuler les systèmes actuellement développés au Département.
- le CEA/Grenoble est en train de se positionner comme une référence nationale en énergétique.

Ci-dessous, se trouvent les directions dans lesquelles je pense qu'il est nécessaire de progresser. Toutes ne seront pas forcément abordées à très court terme au sein du laboratoire dont les activités étant fonction des futurs contrats ainsi que des décisions scientifiques et techniques à venir. Néanmoins toutes devront être abordées sous une forme ou sous une autre dans les prochaines années. C'est pourquoi je compte continuer à faire progresser ensemble ces deux axes pour faire profiter au mieux mon Département des contacts déjà engagés. Surtout que la résolution de ces difficultés nécessitant souvent un délai incompatible avec un contrat, il est préférable de les amorcer de manière anticipée, par exemple à travers un travail de thèse.

1 Travaux prévus en simulation numérique

Certains de nos besoins actuels de simulation en électromagnétisme ne peuvent être satisfaits² à l'aide des logiciels en notre possession. Leur traitement va guider mon activité à court terme dans le domaine et pour cela je vais rester à l'affût des progrès réalisés dans les méthodes numériques afin d'en faire profiter mon Département au plus vite.

Quand je parle de progrès, il ne s'agit pas d'astuces développées pour palier les limites informatiques actuelles ou pour utiliser une architecture particulière, et qui seront donc

² Pour des raisons de maillage et/ou de temps de calcul, nous nous heurtons à la simulation :

1. de structures complexes (cylindrique et de faible épaisseur) présentant un comportement électromagnétique macroscopique inhabituel (type métamatériaux) par la présence selon une répartition cylindrique et hélicoïdale d'un grand nombre d'éléments conducteurs de très petites tailles devant celles de l'ensemble,
2. d'antennes miniatures à structures très fines (détails en $\lambda/100$) dans leur environnement de fonctionnement (en 10λ) dont certains constituants possèdent des propriétés dépendant de la fréquence, laquelle s'étend de quelques MHz au THz, et incluant à terme des métamatériaux,
3. de microselves présentant de grandes disparités entre les dimensions (inférieures au μm et allant jusqu'au millimètre) de leurs constituants dont certains sont anisotropes et magnétiques, conduisant à des épaisseurs de peau submicroniques.

obsolètes quelques années plus tard. Pour moi les véritables progrès se situent par exemple dans :

- L'apparition d'une méthode numérique supplantant toutes les autres.
- En l'absence de méthode numérique idéale, la mise sur le marché d'un logiciel couplant de manière souple les méthodes numériques pour profiter au mieux de leurs avantages respectifs.
- La généralisation de techniques de maillage plus indépendantes de la géométrie.
- Des conditions aux limites parfaites.
- Des améliorations générales et durables des méthodes actuelles.

Cette veille passe par l'augmentation des contacts universitaires et industriels du domaine.

Nous sommes en train de modifier notre politique quant au choix des logiciels de simulation que nous utiliserons. Jusqu'à présent nous avons privilégié les logiciels commerciaux afin d'éviter les problèmes de maintenance, celle-ci étant assumée par les producteurs des logiciels. Malheureusement nos besoins actuels en simulation ne sont pas satisfaits et nécessitent certainement de nouvelles méthodes numériques, mais il est peu probable que nous puissions influencer à court terme les évolutions prévues des logiciels commerciaux. Mieux vaut participer à ces développements avec les théoriciens du domaine, puis éventuellement convaincre les producteurs des logiciels de les incorporer à leurs produits. C'est dans ce sens que j'ai déjà établi des contacts avec l'INRIA de Rocquencourt et que des stages et thèses sont prévus pour la simulation de la structure cylindrique (cf. page précédente). Nous y prévoyons le développement d'une méthode numérique dédiée en exploitant au mieux les particularités de la structure et en examinant notamment les pistes suivantes :

- une technique de sous-structuration respectant la périodicité et la symétrie hélicoïdale,
- l'utilisation de la transformée de Fourier discrète en azimut pour générer une suite de problèmes cellulaires quasi-périodiques,
- le changement de variable adapté à la symétrie hélicoïdale pour se ramener à des problèmes cellulaires cylindriques,
- la construction d'un modèle simplifié des conducteurs (analyse asymptotique vis à vis du diamètre des fils).

Le but de la thèse sera dans un premier temps d'étudier sur le papier les différentes solutions en géométrie cartésienne "infinie", puis d'estimer comment elles se déclinent lorsque la répartition des inclusions n'est plus "infinie" et/ou quand elle devient cylindrique. Les solutions les plus prometteuses seront testées sur le plan numérique, notamment dans le cas de la structure hélicoïdale périodique afin de parvenir à son comportement constaté.

La technique des volumes fictifs sera forcément envisagée puisque c'est l'INRIA de Rocquencourt qui a contribué au développement du logiciel basé sur cette technique mais limité au calcul des capacités parasites dans les circuits intégrés (cf. page 37 et [Put-2001]). Malheureusement ni l'étude ni la réalisation de sa généralisation aux calculs électromagnétiques ne sont prévues, en premier lieu pour des raisons de propriété industrielle. Pourtant, je suis convaincu que si la technique est applicable elle nous permettrait de résoudre une partie de nos problèmes actuels, par exemple la simulation des antennes miniature ou des microselfs (cf. notes page précédente).

Une autre orientation de mon activité visera à faire évoluer la stratégie en termes de simulation dans mon Département. Actuellement, nous simulons un système électromagnétique en ignorant les couplages externes ou les phénomènes internes non électromagnétiques qui agissent pourtant sur le fonctionnement global. Ceci est notamment évident en microtechnologie où il est plus difficile de séparer les différentes fonctions à cause de leur imbrication mais aussi de leur proximité (compatibilité électromagnétique, ...). Du coup la validité des simulations s'en trouve limitée. Or avec l'émergence des microtechnologies dans la vie de tous les jours, il est évident que nous nous dirigeons vers la simulation d'applications de plus en plus complexes faisant intervenir plusieurs échelles et plusieurs types de physique, voire la chimie, et nécessitant donc diverses méthodes de résolutions. Accéder à une échelle macroscopique nécessite souvent maintenant la connaissance de coefficients qui ne sont accessibles qu'à une échelle microscopique. L'avenir se situe dans la simulation « multi-échelles », par exemple à travers une plateforme logicielle de simulation dotée de plusieurs bibliothèques « métier » chacune appelant la méthode numérique la mieux adaptée. A l'échelle de discrétisation la plus fine, on retrouve les blocs de simulation des différents phénomènes physiques (du type de ceux actuels) avec des « entrées/sorties » permettant de prendre en compte les couplages externes. Puis aux niveaux supérieurs, on peut successivement décrire les différents niveaux de couplages et enfin accéder au fonctionnement global qui intéresse l'ingénieur, et tout ceci sans connaissance particulière de programmation grâce à une interface et une assistance informatiques performantes. De plus, une telle hiérarchie doit être économique en temps de calcul puisqu'à chaque niveau le « maillage » se relâche. Là encore, nous envisageons de commencer par le travail d'une thèse en utilisant les outils déjà disponibles ou en développant des spécifiques à notre domaine. Ce travail est prévu à court terme dans le cadre du développement du moteur exploitant le cycle Stirling.

Une plateforme logicielle similaire pourrait également permettre la simulation de nos problèmes présentant des comportements de « méta-matériaux » en appliquant la démarche suivante : simulation très fine d'une partie des structures en tenant compte explicitement des très petits éléments pour déterminer un modèle analytique du comportement macroscopique qui serait utilisé ensuite dans la simulation de l'ensemble avec une plus grande maille compatible avec la taille des autres régions et les conditions de l'étude, les très petits éléments ne faisant plus partie du maillage.

Mon activité en simulation va également continuer au travers de l'évolution de la thèse que je co-encadre depuis deux ans. Il s'agit de superviser les simulations électriques avec couplage mécanique que l'étudiante à entamer. Si des développements spécifiques sont nécessaires, nous ferons en sorte qu'ils deviennent disponibles à temps par rapport à l'échéance de la fin de thèse.

2 Travaux prévus en énergétique

Au CEA/Grenoble se trouvaient déjà de fortes compétences énergétiques dans les domaines du photovoltaïque, du thermique, des piles à combustibles, de la bioénergie, appliqués entre autres pour certains à la récupération de l'énergie. Les succès récents dans l'étude de convertisseurs permettant l'autonomie de systèmes à partir de l'énergie mécanique ambiante s'ajoutent aux compétences initiales de notre centre dans le domaine de l'énergétique. Nous allons donc bien sûr continuer dans la voie de la récupération de l'énergie d'origine mécanique.

Tout d'abord, la thèse que je co-encadre depuis deux ans va accroître notre connaissance des matériaux électroactifs. Les matériaux piézoélectriques en ont été les premiers exemplaires mais semblent ne pas être les plus performants pour la récupération de l'énergie d'origine mécanique. Les nouveaux matériaux sont essentiellement étudiés en tant qu'actionneurs, par exemple pour la réalisation de muscles artificiels répondant à un stimulus électrique, mais ne sont étudiés que dans très peu d'organismes en tant que générateurs. La première phase de la thèse, l'étude bibliographique, étant déjà très avancée, il faut trouver maintenant une application industrielle à développer pour montrer l'intérêt de ces matériaux. Afin de sortir des sentiers battus car une thèse doit être fondamentalement innovante, j'ai proposé d'utiliser les compétences d'un récent Laboratoire de mon Département qui s'intéresse à l'étude comportementale. Dans ce cadre, nous avons réalisé une séance de créativité qui a fait émerger plusieurs besoins, dont l'un constitue le développement en cours.

Ensuite, nous continuons bien sûr notre action dans le domaine du convertisseur électrostatique en exploitant les brevets déposés au cours de la thèse soutenue en 2005 et montrant que les structures actuelles inspirées des accéléromètres ne sont pas adaptées. Les voies d'amélioration que nous pensons atteindre sont par exemple :

- Augmentation de la densité énergétique du système complet,
- Sensibilité accrue aux déplacements de faibles amplitudes,
- Fonctionnement pour des déplacements de plus fortes amplitudes,
- Décalage de la fréquence électrique pour améliorer les performances de l'électronique,
- Intégration de l'électronique de commande,
- Exploration de techniques de réalisation autres que l'électroérosion.
- Sensibilité pluriaxes,

Pour réaliser ces évolutions, nous ferons bien sûr appel à des stagiaires ou à des thésards.

Quant au prototype développé au cours de la thèse, il nous servira de structure de départ pour impliquer le monde industriel à la récupération d'énergie d'origine mécanique, par exemple à travers les projets suivants :

- Réalisation par microtechnologie en collaboration avec le CSEM d'un prototype inspiré de nos brevets et qui ne présentera pas les limites précédentes.
- Réalisation d'un démonstrateur intégré d'un capteur autonome hybride dont l'une des sources d'énergie naturelle sera les vibrations mécaniques, d'où une collaboration avec d'autres laboratoires du CEA/Grenoble
- Adaptation du principe du récupérateur d'énergie mécanique aux besoins d'industriels régionaux.

Un fois l'électronique réalisée, nous poursuivrons la conception du système de récupération de l'énergie des chocs vers un système industriel. Quant à l'utilisation des flux (vent) elle nécessitera une adaptation de la structure du système. Ces travaux seront réalisés au moins dans un premier temps par des étudiants que j'encadrerais.

Enfin, je vais continuer à participer aux travaux sur le micromoteur Stirling « remanié » pour s'adapter aux techniques de la microtechnologie. Le premier effort réside dans la concrétisation de la collaboration que j'ai suggérée avec l'ONERA qui développe une microchambre de combustion, ainsi que dans l'intégration dans le moteur d'un module de génération électrique par principe capacitif. Nous sommes en train d'effectuer la recherche du financement pour ces développements. Une fois le couplage de ces briques réalisé, il pourrait être le générateur que nous recherchions lors de l'étude sur les micro-drones mais son domaine d'application dépasse cette utilisation. En effet, les besoins énergétiques des systèmes nomades croissants ne pourront être satisfaits par des piles ou des batteries et les carburants pétroliers correspondent à l'une des plus fortes densités d'énergie.

Suite à ces activités, l'équipe travaillant dans le domaine de l'énergie grossissant, j'anime un groupe de travail que j'ai créé hors de toute structure hiérarchique et qui se réunit régulièrement pour débattre des problèmes rencontrés. De même, je continue à faire partie de l'« Observatoire des Micro et Nano Technologie » spécialisé en énergie.

ANNEXE 1 : COMMUNICATION EN COMMUNICATIONS SOUS-MARINES

Simulation of Underwater ELF Electromagnetic Communications Using Lateral Waves

M. Ogor[†], J.J. Chaillout[†], R. Blanpain[†], M. Depiesse^{*}

[†] CEA-DTA/LETI/DSYS/CSME, 17 rue des Martyrs, 38054 Grenoble Cedex 9, France

^{*} ECN Toulon/CTSN/TIRN, BP 28, 83800 Toulon Naval, France

Abstract: Unlike acoustic waves, which suffer from multipath effects in shallow waters, ELF electromagnetic waves offer an alternative to use boundaries for a communication device. This paper describes a software which simulates such a device: firstly we model the transmission channel for a transmitter and a receiver submerged in a shallow sea. The magnetic field at the observation point is evaluated numerically. This field mainly issues from two surface waves which are less attenuated than those following the direct or reflected propagation paths, thus allowing farther reception. Then atmospheric and motion noises are taken into account. Basic simulation results give evidence in the feasibility of ELF undersea communications using simple modulation schemes.

Keywords: underwater communications, ELF propagation, lateral waves, atmospheric noise, analytical simulation.

1. INTRODUCTION

Acoustic devices operating in shallow water regions appear to suffer greatly from multipath reverberation. A lot of signal processing and computing is required, and yet poor performances are achieved. We propose to resort to an alternative system which uses low-frequency radio waves. The development of a simulation tool which predicts the performances of such an underwater electromagnetic communication system is briefly outlined in this paper. This software combines a model of the physical channel, an estimation of the ambient noise and the introduction of motion-induced disturbances, along with encoding, modulation and demodulation schemes.

2. MODEL FOR THE TRANSMISSION CHANNEL

A. Medium description

A horizontally stratified medium has been chosen to represent the littoral structure (see Fig.1 for notations). The number of layers is restrained to three, namely the atmosphere, the sea and the seabed. The permeability is assumed to be equal to μ_0 everywhere, and a different conductivity value σ is attributed to each layer. The atmosphere is supposed to be perfectly non-

conducting. The seabed is taken to be a slightly conducting medium, with its conductivity ranging from 10^{-3} to 10^{-1} S/m. With a typical value of 4 S/m for the sea's conductivity, the channel essentially behaves as a lossy medium, which severely limits the usable carrier frequencies to the ELF range.

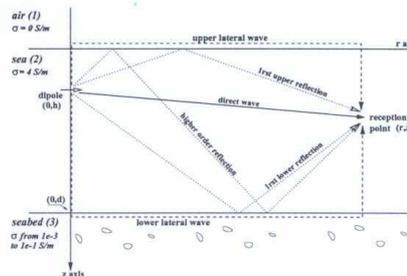


Fig 1. Channel configuration chosen for ELF communication simulations. The radiating source, a magnetic dipole, is immersed in a shallow sea displaying horizontal interfaces with the air and the seabed. The magnetic field at the observation point mainly consists of two surface waves, also called lateral waves.

B. Models for the transmitter and the receiver

The radiating source is taken to be a solenoid, which is easily approximated by a magnetic dipole. The dipole is either horizontally or vertically oriented with respect to the boundaries. The reception is supposed to be performed by a scalar magnetometer, which measures the projection of the magnetic signal along the direction of the geomagnetic field. Both the source and the receiver are submerged.

C. Field evaluation at the reception point

We need to determine the amplitude of the magnetic field generated in the sea by the dipole. For a 3-layer stratified medium, the harmonic magnetic field is given by Sommerfeld integrals [1].

These integrals split up in 2 terms: the first one consists of the direct propagation path. The last one corresponds to the waves which follow the multi-reflected propagation paths, and to an infinite number of surface waves. When the observation point is located far

enough from the dipole, the higher order reflections may be neglected since they are strongly attenuated compared to the first order ones. Similarly, the surface waves may be approximately reduced to 2 waves, commonly referred to as lateral waves. These are usually interpreted as waves going “up” to the boundaries, travelling radially in the air or the seabed before “diving down” again to the reception point as illustrated in Fig.1. The asymptotic expressions of the Sommerfeld integrals [2] show that these lateral waves are far less attenuated than the direct or reflected ones, thus allowing farther reception.

A numerical calculation of the complete Sommerfeld integrals has been implemented. It is written in ANSI C and uses a numerical integration scheme available in the mathematical library IMSL. The computation is performed on a Sun UltraSparc workstation. It provides us with the magnetic field spectrum at the observation location. This field is then projected along the direction of the geomagnetic field on account of the scalar properties of the magnetometer.

3. AMBIENT NOISE ESTIMATION

In order to simulate real communications we have to evaluate the ambient noise level at the reception location. The most significant noise source for our application is the atmospheric noise, due to lightning discharges all over the planet.

A. Atmospheric noise at the sea surface

A model for the amplitude probability distribution (APD) of the atmospheric noise is provided in [3]. The APD is described as the superposition of a background gaussian process related to remote thunderstorms and a highly impulsive process with a Weibull distribution which originates in local lightning strokes:

$$APD(x) = 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \int_0^{+\infty} \psi(x, y, \sigma_0) e^{-\left(\frac{y}{R}\right)^\alpha} dy \quad (1)$$

with

$$\psi(x, y, \sigma_0) = e^{-\frac{(x+y)^2}{2\sigma_0^2}} - e^{-\frac{(x-y)^2}{2\sigma_0^2}} \quad (2)$$

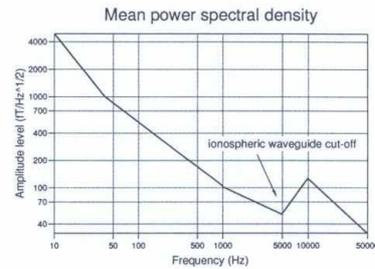
The parameter α characterizes the impulsiveness of the noise. The other significant parameter for this APD is the ratio between the energy contained in the pulses and the energy of the background noise. Is is defined by

$$\gamma^2 = \frac{R^2 \Gamma(1 + 2/\alpha)}{\sigma_0^2} \quad (3)$$

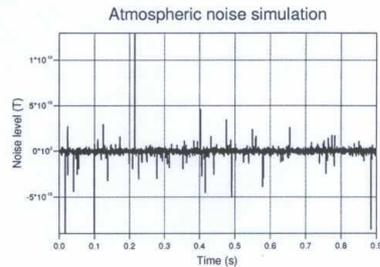
The procedure to determine the APD’s parameters is as follows:

1. Typical values for α and γ are chosen by the user. For broadband observation at ELF these values range from 0.25 to 0.5 for α and 5 to 10 for γ .
2. Using a model of the mean power spectral density (PSD), which we have built with data available in different papers such as [4] and [5] and which is presented in Fig.2, we can derive σ_0 from γ by noting that $\sigma_0^2 = \frac{PSD^2}{1+\gamma^2}$
3. R is eventually deduced from (3).

The noise amplitude at the sea surface, noted N_0 , is randomly generated with this APD. Its phase is represented by a sequence of random deviates from a uniform distribution on the interval $[0, 2\pi]$. A typical sample of this noise at the sea surface can be seen in Fig.2, with its background “hash” level punctuated by stronger narrow pulses.



(a)



(b)

Fig 2. Atmospheric noise features. (a): model for the mean power spectral density of the atmospheric noise. (b): example of a wideband noisy sequence in the air, as derived from our simulations. The dynamic range may reach 60 dB because of the narrow bursts.

This type of noise is clearly non-stationary. Hence, if we have to generate a rather long sequence of noise for simulation purposes (a few minutes for instance), modifications in the noise characteristics α, γ, \dots , are likely to occur within that lapse of time. In that case,

the total sequence duration is conveniently split into n time blocks. The parameters are assumed to stay constant on a block and to change from a block to another. Using this method, n sequences for N_0 are generated. Joined side by side they last the exact needed time.

B. Transmission of the atmospheric noise into the sea

We now need to determine how this simulated atmospheric noise sequence N_0 is transmitted into the sea. The atmospheric noise is conveniently assumed to be a horizontal plane wave with normal incidence on the sea. As a result, the noise spectrum at depth z of the observation point corresponds to the noise spectrum at the sea surface attenuated by the frequency-dependent coefficient

$$\frac{e^{jk_2z} + R_{23}e^{jk_2(2d-z)}}{1 + R_{23}e^{2jk_2d}} \quad (4)$$

with k_2 being the wave number in the sea, and R_{23} being the reflection coefficient of a plane wave with normal incidence from the sea onto the seabed (see Fig.1 for notations).

This coefficient typically arises from the combination of the skin effect, which acts as low-pass filter, and of multiple reverberations on the interfaces of the channel. Subsequently, it partially smears the narrow noise pulses observed in the air. Yet, in the context of shallow waters, the weak height of the water column prevents these pulses from being completely damped out at the reception depth.

4. MOTION-INDUCED DISTURBANCES

Motion is a source of disruption that can not be ignored in our communication application. Therefore, relative slow movements between the source and the receiver (in case of a long swell or of tidal currents for instance) were also included into the software. Here "slow" means negligible compared to the carrier frequency.

A considerable benefit from the use of a scalar sensor is that, owing to its angular independence on the relative direction of the geomagnetic field, rotational movements around its inertia center have no noticeable effect. As a consequence we only focus on two distinct types of movements: planar drift and vertical oscillation. We have shown that, for a monochromatic source, the planar drift gives rise to plain amplitude modulation of the signal, while the vertical oscillation leads to a mixture of amplitude and phase modulation.

Yet, for a polychromatic emitter, the disturbances emerging from these movements yield no simple analytical expression. Therefore, the simplest way to take the motion into account is actually to consider an arti-

cial division of the total transmission duration into time blocks: the block length is adjusted so that the source and the receiver may be assumed to be motionless on a block. Then their respective position changes from a block to another. This method permits us to simulate the time-varying channel quite accurately. Note that, for the sake of convenience, the time blocks used here are the same as the ones used for the atmospheric noise generation.

5. COMMUNICATIONS SIMULATIONS

In order to prove the feasibility of electromagnetic communications using lateral waves, we have implemented the previous models in ANSI C on a SUN UltraSparc workstation. Their combination forms a software which simulates the transmission of a binary message in the shallow-water channel.

In the following we only deal with the asymptotic portion of the magnetic field, *ie* the observation is made far enough from the dipole so that the measured signal essentially consists of the two lateral waves mentioned previously. Furthermore, reference is only made to the horizontal dipole case, since this orientation yields the largest reception range. For the horizontal dipole indeed, the magnetic field's horizontal component decays asymptotically as r^{-3} , while it decays as r^{-4} for the vertical dipole.

A. Simulation Procedure

A sampled binary time sequence 001110001... is randomly created. To adapt it physically to the transmission channel it is transformed, via a particular encoding scheme, into a corresponding analogical sequence T_{em} taking two values $[-V;+V]$. It is then combined with ASK (Amplitude Shift Keying) or FSK (Frequency Shift Keying) modulation, to simulate a real message sent from the source. Using the equations describing the source and the receiver motion, the total message duration is split into n time blocks.

Each block is processed with the same procedure: using a transform in the Fourier domain, we compute the useful magnetic spectrum at the observation point and then go back in the time domain. Then a noise sequence is generated as described previously, and is added to the useful magnetic signal. This corrupted signal is then projected along the direction of the geomagnetic field and band-filtered by the receiver broadband window. Synchronous demodulation is then performed in the time domain. The n time blocks are eventually joined side by side. An estimation T_{est} of the original emitted analogical sequence T_{em} is deduced from the received noisy sequence.

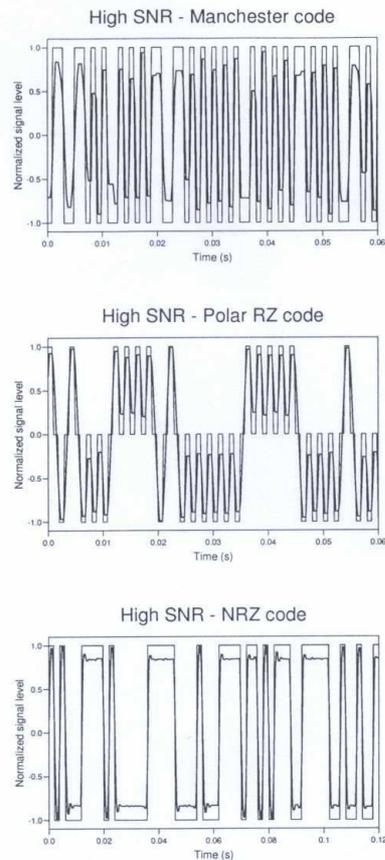


Fig 3. Examples of a demodulated signal for wideband observation, ASK modulation. Water column height: 20 m; dipole depth: 15 m; reception radial distance at $t = 0$: 1 km; reception depth: 5 m; rate: 500 bits/s; carrier frequency: 1 kHz; planar drift for the receiver: 0.5 m/s. SNR around 40 dB. The thin lines figure the emitted code, while the thicker lines stand for the received codes after demodulation. Manchester codes are badly estimated whereas Polar RZ and NRZ codes seem to suit well the requirements of the low-pass channel.

B. Simulation results

Comparisons of various signaling schemes have been made. Basic results give a clear indication of the feasibility of ELF undersea communications with a high resolution scalar magnetometer. Three different types of codes have been tested: Manchester, NRZ and Polar RZ.

1) *Codes*: Fig.3 and Fig.4 show various simulations for an ASK modulated signal with a high or a moderate signal to noise ratio (SNR). It clearly appears that Manchester-like codes are inappropriate for

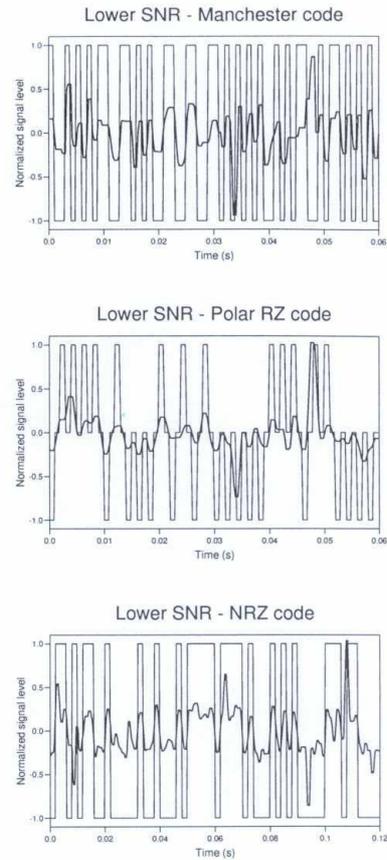
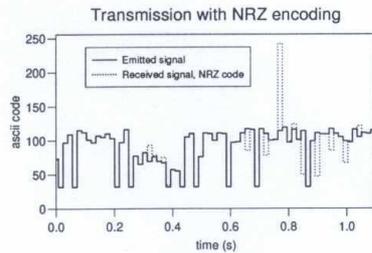


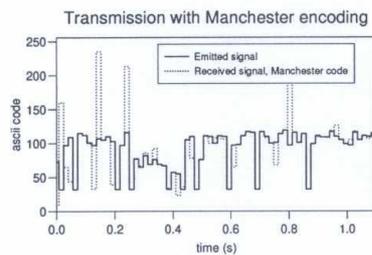
Fig 4. Examples of a demodulated signal for wideband observation, ASK modulation. Parameters as in the previous figure. SNR around 15 dB. Manchester codes and polar RZ codes perform poorly, while the shape of NRZ codes is still recognizable.

our purpose, as the shape of the signal is badly reconstructed even for a high SNR. Similarly, Polar RZ codes suffer more rapidly from the effects of the noise than the NRZ codes. At first glance, Polar RZ and Manchester codes lead to twice as large an error rate as NRZ codes. On the other hand, NRZ codes seem to meet the requirements of the transmission channel quite properly, as they yield good performance even at moderate SNR. It is consistent with the fact that Polar RZ codes and Manchester codes transmit less energy than NRZ codes for equal spectral bandbase support.

Fig.5 illustrates the different performances of the codes in another way. For that particular case, the sampled original binary time sequence has not been randomly generated but exactly matches the ascii encryption of a sentence. The simulation parameters have



(a)



(b)

Fig 5. Transmission of the binary sequence corresponding to the ascii encryption of the sentence "This is a transmission test in a shallow water environment": comparison between the ascii encryption of the original sentence (thick lines) and its estimation after transmission (dashed lines). (a): with a NRZ code. The received sentence reads "Uèic i3 "i tra~3mission tebt|in a sHallow water 'anvironment.". (b): with a Manchester code. The received sentence reads "Thi^S iq0a vrq^iweicsion|ue3ôin,a gia^Llow water e~viro.Ejp.". The error rate (in terms of letters) is 26.1 % for NRZ and to 47.9 % for Manchester.

been fixed as in Fig.3. As can be seen in Fig.5, the reconstructed sentence (*ie* its ascii encryption) at the reception point shows closer agreement with the original phrase when an NRZ encoding scheme is used rather than a Manchester one. The ratio between the letters which are falsely estimated and the total length of the original sentence reaches "only" 26.1 % for NRZ codes, while it climbs to 36.3 % for Polar RZ and to 47.9 % for Manchester.

2) *Modulation*: As might be expected, FSK modulated signals require a higher radiated power to achieve the same performance level as ASK modulated ones. Fig.6 clearly illustrates this observation. Besides, the low-pass effect of the channel is virtually incompatible with the spectral spread introduced by FSK modulation. ASK appears to be the best suited modulation technique available for our communications purposes.

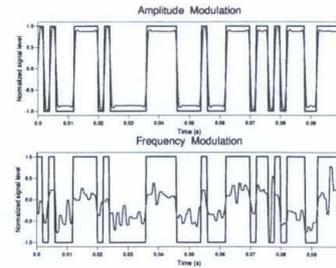


Fig 6. Comparison between ASK and FSK modulation for NRZ encoding and the same radiating power. Parameters are as in Fig.3. The FSK sequence appears fairly corrupted by the noise while the ASK one is perfectly transmitted.

3) *Influence of the noise*: As might be expected, noise spikes tend to be a significantly limiting factor to correctly estimate the coded sequence. In the simulation conditions of Fig.4, the amplitude of the largest noise bursts is 2 to 3 orders of magnitude above the useful signal. Nonlinear filtering such as clipping would be very useful to whiten the noise spectrum and substantially enhance the SNR before demodulation.

Nevertheless, simulation results suggest that remote radio communication is possible up to 1 or 2 kilometers with a basic compact coil for broadcasting and a high resolution scalar magnetometer for the reception.

6. CONCLUSION

The feasibility of remote ELF undersea communications using simple signaling scheme has been demonstrated. The scheme which apparently best meets the constraints of bandwidth and loss of the channel is binary NRZ encoding with ASK modulation and synchronous demodulation. Further developments of the code will include more complex modulation and encoding compatible with the low-pass filtering effect of the channel. A particular emphasis will be laid on nonlinear signal processing, especially before demodulation in order to estimate properly the received signal. Error correcting codes will be studied. Experiments both in pool and at sea are under way to confirm the analytical simulations.

7. REFERENCES

- [1] Sommerfeld A., "Über die Ausbreitung der Wellen in der drahtlosen Telegraphie", *Ann.d.Phys.*, vol. 81, Dec 1926, 1135–1153.
- [2] Bannister P.R., "New simplified formulas for ELF subsurface to subsurface propagation", *IEEE Oceanic Engineering*, vol. OE-9, n° 3, Jul 1984, 154–163.

- [3] Field E.C, Lewinstein M., "Amplitude probability distribution model for VLF/ELF atmospheric noise", *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-26, n° 1, Jan 1978, 83-87.
- [4] Meloni A., Palangio P. and al, "Some characteristics of the ELF/VLF radio noise measured near L'Aquila, Italy", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-40, n° 2, Feb 1992, 233-236
- [5] Maxwell E.L, "Atmospheric noise from 20 Hz to 30 kHz", *Sub-surface communications*, AGARD-CP-20, 1966, 557-593

8. BIOGRAPHIES



M. Ogor was born in 1971 in France. She received an engineering degree in Instrumentation from Grenoble National Polytechnic Institute in 1995. She is currently working on a Ph.D thesis on ELF undersea communications at CEA/LETI. Her work is supported by a grant from CTSN/TIRN.

M. Depiesse was born in 1966 in France. He has worked first on Signal Processing in plasma spectroscopy and he received a Ph.D degree in engineering science from Toulon University in 1995. In 1995 he joined the CTSN/TIRN, where he is currently working on submarine communications.



J.J. Chaillout was born in 1956 in France. He received an engineering degree in Electrotechnic in 1979 and a Ph.D degree in electrotecnic in 1981, both from Grenoble National Polytechnic Institute. In 1983 he joined the CEA/LETI, where he has worked first on biomedical engineering, and now on oceanic surveillance from magnetometers networks and airborne MAD detection. He is presently concerned with the simulation's softwares of the Magnetometric and Electromagnetic Systems Group.



R. Blanpain was born in 1951 in France. He received a master's degree in electronics and automatics from St Jerome University in Marseille in 1975, an engineering degree in Instrumentation from ENSPM in 1976 and a Ph.D degree in signal processing from Grenoble National Polytechnic Institute in 1979. In 1980 he joined the CEA/LETI, where he has worked on MAD detection and magnetometry for civilian and military applications. He is presently the leader of the Magnetometric and Electromagnetic Systems Group, which deals with advanced military detection and tracking systems. He is also Professor in signal processing, senior expert of CEA for Magnetometric and Electromagnetic Systems, and member of the Redaction Committee of the scientific journal "Traitement du Signal" published by GRETSI.

ANNEXE 2 : COMMUNICATION EN DIAGRAPHIE

Mesures électromagnétiques à travers une paroi métallique

J.J. Chaillout, Ch. Jeandey, J.M. Ittel, R. Odru, M. Locatelli

LETI (CEA- Technologies Avancées)

DSYS/CSME - CEA/G - 17 Av des Martyrs - 38054 Grenoble Cedex 9 - France

Résumé - Pour réaliser des mesures électromagnétiques à travers une paroi d'acier, un système de saturation à base d'aimants permanents est étudié à travers des simulations par éléments finis, utilisant le potentiel scalaire magnétique. La saturation $\mu_r(H)$ des aciers est modélisée par une expression analytique utilisant seulement 5 paramètres et décrivant mieux la réalité pour toutes les valeurs du champ magnétique, ceci afin d'augmenter la précision des calculs. Les résultats de l'optimisation de la structure, comparés à des mesures sur maquette, prouvent la validité de la simulation et les possibilités du saturateur.

Abstract - In order to make electromagnetic measurements through an iron wall, a saturation system with magnets is studied. The simulations use the magnetic scalar potential and the finite element method. The steel saturation $\mu_r(H)$ is modeled by an analytic formula using only 5 parameters and fitting the whole curve to increase the calculus precision. The results of the optimisation of the structure, compared to measurements on a mock-up, prove the validity of the simulations and its possibilities.

I. INTRODUCTION

Les systèmes à induction sont largement utilisés afin de déterminer les caractéristiques électromagnétiques des matériaux (susceptibilité et conductivité).

Cette technique est appliquée en géologie à partir de capteurs placés dans un puits de forage non tubé. Dans le cas de puits tubés, le tube, généralement en acier, constitue un écran électromagnétique ce qui empêche toutes mesures par induction. Pour contourner cette difficulté, une solution consiste à saturer magnétiquement le tube afin de le rendre partiellement "transparent".

Nous décrivons dans un premier temps un modèle mathématique de la saturation. Ensuite, nous présentons les résultats d'une simulation par éléments finis d'un dispositif de saturation à aimants permanents, que nous comparons à des mesures sur maquette.

II. MODELE DE SATURATION

Le comportement magnétique des aciers peut être entièrement décrit par la valeur de la perméabilité magnétique relative μ_r en fonction de champ magnétique H . Cette courbe montre trois parties distinctes (Fig 1). Pour les valeurs élevées du champ magnétique μ_r tend vers 1, l'acier est dit saturé. Pour les valeurs intermédiaires μ_r présente un maximum souvent utilisé comme point de fonctionnement des machines électriques. Pour les faibles valeurs de champs, μ_r descend couramment au dixième de sa valeur maximale.

La plupart des modèles de μ_r utilisés en électrotechnique ne tiennent pas compte de la forme réelle de cette partie, appelée anhystérique. La perméabilité μ_r est alors considérée comme constante et égale à sa valeur maximale.

Cela conduit à sous-estimer l'énergie nécessaire pour atteindre une valeur donnée d'induction magnétique. Si ceci suffit dans le calcul des moteurs, ces modèles sont insuffisants lorsqu'on s'intéresse par exemple à l'homogénéité de l'induction magnétique ou au dimensionnement des aimants fournissant la puissance magnétique. Nous proposons donc un modèle qui décrit correctement μ_r aussi bien pour les faibles valeurs de H que pour les valeurs proches de la saturation.

La courbe de saturation $\mu_r(H)$ est décomposée en deux zones par rapport à son maximum. Chacune d'elles est modélisée par la même expression analytique (1) mais dont les coefficients dépendent de la zone :

$$\mu_r(H) = (\mu_m - \mu_b) \left(\frac{H}{H_m} \right)^p \cdot e^{-1-(H/H_m)^p} + \mu_b \quad (1)$$

avec :

H_m le champ magnétique du maximum,

μ_m la perméabilité magnétique du maximum,

μ_b la perméabilité magnétique en extrémité de zone,

valant 1 pour H infini et μ_i pour H nul,

p une puissance mesurant la courbure de la courbe,

p_i positive pour $H < H_m$ et p_s négative pour $H > H_m$.

L'expression assure la continuité des dérivées au raccord des deux tronçons de courbe, seulement 5 paramètres H_m , μ_m , μ_i , p_i , p_s étant nécessaires pour l'ajustage. Les mesures fournissent une estimation des trois premiers coefficients, les deux puissances étant respectivement initialisées à 1 et -1. La figure (1) montre le résultat de l'optimisation pour un acier. Les points sont les mesures obtenues à l'hystérésisgraphe alors que le trait représente l'optimisation, on constate des écarts relatifs inférieurs à 5 % sur toute la courbe.

$H_m = 357.8$ A/m, $\mu_m = 1028.9$, $\mu_{ini} = 129.7$
 $p_i = 1.967$, $p_s = -0.849$

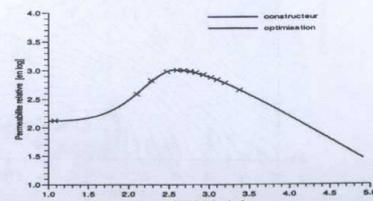


Fig 1 : Courbe de saturation du tube

II. ETUDE DU DISPOSITIF DE SATURATION

L'élément de base du dispositif de saturation est un aimant diamétral (Fig 2). Le dispositif comporte une succession d'éléments de base placés dans un même plan axial et de

directions d'aimantation alternées. Le flux magnétique issu d'un élément se partage en deux dans la paroi du tube, une partie sature le tube transversalement et l'autre longitudinalement en passant d'un élément à son voisin immédiat. La distance entre éléments voisins permet de jouer sur l'importance relative des deux flux.

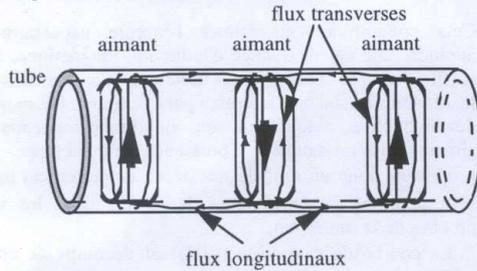


Fig 2 : Elément de base

Une maquette à échelle réduite de cette structure a été réalisée (tube ϕ_i 157.8 mm et ϕ_e 161.8 mm). Les aimants sont constitués d'un empilement de briques de ferrites sans usinage, la jonction ferrite/tube étant assurée par une pièce polaire en acier ARMCO. La taille des blocs d'aimant ($150 \times 100 \times 100 \text{ mm}^3$) et leur distance (120 mm) ont été déterminées par simulation.

Les équations de ce problème de magnétostatique sont :

$$\begin{cases} \text{div} \vec{B} = 0 & (2) \\ \text{rot} \vec{H} = 0 & (3) \end{cases}$$

$$\text{avec: } \vec{B} = \mu_0 \cdot (\vec{H} + \vec{M}) \quad (4)$$

Le problème a été introduit dans le logiciel Flux-Expert [1] en utilisant le potentiel magnétique scalaire. Les aimants étaient représentés par le modèle de Chavanne [2], prenant en compte l'anisotropie et la pente de recul de l'aimantation rémanente, et les aciers par le modèle de la partie I.

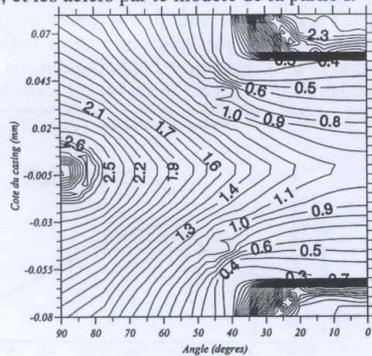


Fig 3 : Perméabilité magnétique en \log_{10} dans la zone saturée

La figure 3 montre, en échelle logarithmique, μ_r obtenue dans la demie zone dépliée du tube située verticalement entre deux aimants. L'angle (degrés), repéré par rapport au plan vertical contenant les aimants, constitue l'axe horizontal, l'axe vertical étant la distance au plan médian des aimants.

La saturation de l'acier a été dépassée puisque μ_r y est inférieure à μ_i . La saturation est plus importante à proximité des aimants et décroît légèrement jusque dans le plan médian conformément à la divergence du flux magnétique.

III. VALIDATION EXPERIMENTALE

La comparaison maquette/modélisation a été faite par la mesure du champ magnétique de fuite à l'extérieur du tube (sans saturation ce champ est nul). Nous avons déplacé une sonde à effet Hall le long de la génératrice du cylindre à 2 mm de la surface extérieure du tube. La cartographie sur un quart de la circonférence a été faite à partir de mesures réalisées pour plusieurs orientations de la maquette par rapport à la trajectoire de la sonde. La figure 4 montre la comparaison entre les calculs et les mesures sur une longueur de 150 mm de part et d'autre du plan médian et selon l'axe du cylindre contenu dans le plan d'aimantation des aimants. On a tracé les calculs et les mesures pour les 3 composantes du champ magnétique. On constate un très bon accord en niveau et en forme entre les calculs et les mesures. Les écarts sont facilement imputables à un biais des caractéristiques des matériaux et à la différence entre un capteur idéalement ponctuel et capteur de volume non nul avec ses imprécisions de positionnement et d'orientation. Ces résultats valident complètement la simulation et montrent la faisabilité de saturation du tube par une structure à aimants permanents.

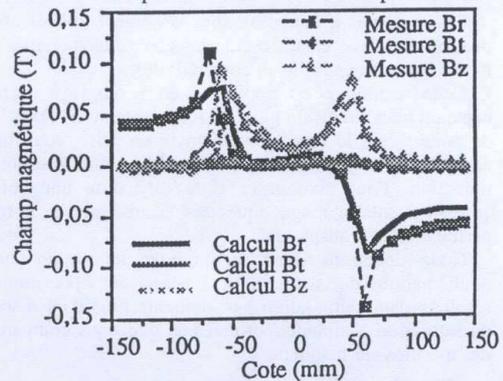


Fig 4 : Comparaison simulations/mesures

III. CONCLUSIONS

Afin de permettre la caractérisation d'un espace, à partir de techniques inductives, à travers une paroi métallique, une méthode consiste à rendre la paroi en partie transparente en la saturant. Une modélisation non linéaire des caractéristiques des aciers associée à une simulation par éléments finis et à des mesures sur une maquette valident la démarche.

REFERENCES

- [1] Flux-Expert, marque enregistrée de DT2I, 8 ch des Prêles, 38240 Meylan, France
- [2] J. Chavanne, "Contribution à la modélisation des systèmes statiques à aimants permanents", Thèse INPG, 1988

ANNEXE 3 : COMMUNICATION EN RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE

High Damping Electrostatic System For Vibration Energy Scavenging

G. Despesse*, J.J. Chaillout*, I. Dekkaki*, T. Jager*, J.M. Léger*, A. Vassilev*
S. Basrou** and B. Charlot**

*CEA/DRT – LETI/DCIS, 17 rue des Martyrs, 38054 Grenoble Cedex 09, France,
despessegh@chartreuse.cea.fr

**TIMA, 46 avenue Félix Viallet, 38031 Grenoble Cedex, France

ABSTRACT

Global simulations, designs and characterisations of a broadband vibration energy scavenging system are here reported. High damping electrostatic conversion structures have been investigated: *MATLAB* and *Mathematica* analytical models have been performed and confronted with *ANSYS* simulations. A scavenging electronics has also been developed: taking in account ohmic, capacitive and inductive losses, the global conversion efficiency has been calculated. Finally, a macro and a micro resonant structure tuned to 50 Hz have been realized. A scavenged power of 1 mW is already available on the macro structure under a vibration amplitude of 90 μm at 50 Hz. The corresponding global conversion efficiency is about 60 % which is in good agreement with mechanical and electrical simulations.

Keywords: energy scavenging, vibrations, electrostatic transduction

1 INTRODUCTION

Advances in low power electronics and microsystems design open up the possibility to power small wireless sensor nodes thanks to energy scavenging techniques. Among the potential energy sources, our researches have been focused on mechanical surrounding vibrations. As shown by Table 1 and by other recent studies [1], surrounding mechanical vibration frequencies are mainly and widely distributed below 100 Hz.

Source	Amplitude (m.s ⁻²)	Frequency (Hz)
Car	0.29	6
Drill	1.4 - 1.9	32 - 100
Pencil	0.075	6
Metallic stairs	0.3	27

Table 1: Surrounding vibration spectrum measurements

To convert most of these vibrations into electrical power it has been chosen to investigate conversion structures based on electrostatic transduction with high electrical damping. Thus, and contrary to most of existing systems [1-3], our structures will be able to recover power over a large spectrum below 100 Hz.

2 CONVERSION STRUCTURES

2.1 Choice of the conversion system

In a first step the mechanical behavior of the conversion structure has been approximated through a linear viscous damping model [4]. In function of the input displacement Y , its pulsation ω , the moving mass m , the resonant pulsation ω_n of the structure and the mechanical and electrical damping ζ_m and ζ_e , the maximum mechanical scavenged power P is given by:

$$P = \frac{mY^2 \zeta_e \omega_n^3 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^6}{\left(2\left(\zeta_e + \zeta_m\right)\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2} \quad (1)$$

We can easily see that the scavenged power is directly proportional to the moving mass and to the square of the input displacement. An operation with a high electrical damping has been chosen to maximize the scavenged power for a wide number of applications (i.e. over a large frequency band) neglecting the mechanical damping compared to the electrical one.

For all types of existing electrostatic microstructures (out-of-plane gap closing, in-plane overlap or in-plane gap closing [2]) and their operating cycles (voltage-constrained or charge-constrained cycle [3]), the electrical damping is due to the electrostatic force F_e appearing between two mechanical parts (the moving mass and fixed electrodes) set at different potentials. For a high damping configuration, the electrostatic force has to counterbalance almost entirely the mechanical spring force $F_m = kz$, which is proportional to the relative displacement z and to the mechanical structure stiffness k . In agreement with the electrostatic force characteristics presented in Table 2 in function of the conversion structure and its operation cycle, the most convenient configuration seems to be an in-plane gap closing structure with a charge constrained cycle. For

this configuration, the electrostatic force F_e is also proportional to the relative displacement and can be expressed as $F_e=k_e z$ where k_e is defined as the electrical stiffness.

Structure	Q constrained	V constrained
Out-of-plane	F_e constant	$F_e \sim 1/z$
In-plane overlap	$F_e \sim 1/z^2$	F_e constant
In-plane gap closing	$F_e \sim z$	$F_e \sim 1/z^2$

Table 2: Electrostatic force variation for different system configurations

A high electrical damping is finally achieved by choosing an electrical stiffness close to the mechanical one.

2.2 Modeling and simulations

Assuming an in-plane gap closing conversion structure operating in a charge cycle, *Mathematica* analytical models have been performed to determine the mechanical and electrical parameters that maximize the scavenged power for a wide number of applications. Based on former experimental vibration measurements, the recoverable power and the vibration amplitude have been estimated in function of the resonant frequency for high electrical damping configurations (i.e. k_e/k close to 1). These calculations are summarized on Figure 81 for $k_e/k=0.67$.

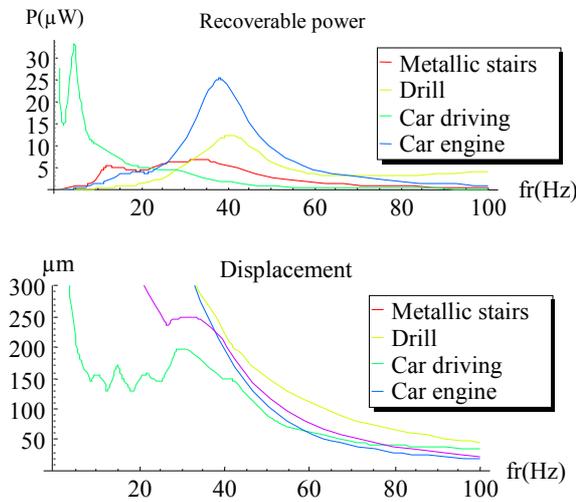


Figure 81: Recoverable power (a) and vibration amplitude (b) for a 1 g moving mass in function of the resonant frequency for $k_e/k=0.67$

Combining displacement (<100-150 μm) and scavenged power (>10 μW) constraints a 50 Hz resonant frequency has finally been chosen for our structures.

As shown by Equation (1) the scavenged power is proportional to the moving mass: to scavenge a significant power it has thus been decided to increase the moving mass of our future silicon microstructure by sticking an

additional tungsten mass on the moving part. In order to early validate the scavenging electronics principles it has also been decided to realize an intermediate macro prototype in bulk tungsten alloy.

Complementary FEA (Finite Element Analysis) simulations with ANSYS® have also been performed to validate our mechanical designs.

Finally, the scavenged mechanical power was estimated for both prototypes thanks to global simulations whose results are reported in Table 3 along with main prototypes characteristics.

Characteristics	Bulk tungsten macrostructure	Silicon microstructure
Size	18 cm ² x1 cm	81 mm ² x0.4 mm
Moving mass	104 g	2 g
C_{min}/C_{max}	900 / 3590 pF	14 / 147 pF
Resonant frequency	50 Hz	50 Hz
Maximum displacement	116 μm	95 μm
Maximum scavenged power	6 mW	70 μW

Table 3: Characteristics and calculated performances of the prototypes

2.3 Realizations

The macroscopic conversion structure has been realized in bulk tungsten thanks to electrical discharge machining (EDM). This technique is a good compromise to test and validate the electronics principle. The second prototype is a silicon one whose realization process is based on deep silicon etching techniques. Many advantages can be achieved with size reduction: a higher capacity range and a higher quality factor with a smaller system size. Both structures are presented on Figure 82.

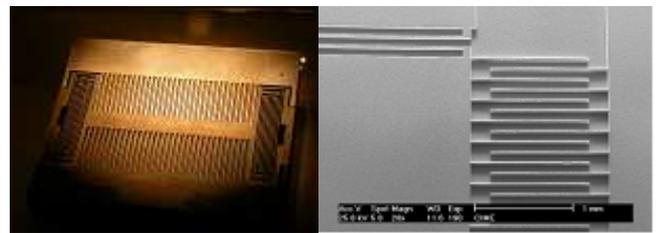


Figure 82: Bulk tungsten and silicon prototypes

The measured resonant frequency of the tungsten prototype is a little lower than 50 Hz and the effective maximum vibration amplitude of its moving mass is limited to 90 μm . This is due to limitations inherent to the EDM process (thin elements can be deformed by the heat released during electrical discharges) combined with the inaccuracies of the final assembling of moving and fixed elements.

Instead of the 6 mW of scavenged power initially expected with a 116 μm maximum displacement at 50 Hz, the maximum expected power at 50 Hz is then reduced to 1.76 mW.

3 CONVERSION AND MANAGEMENT ELECTRONICS

As the variable capacitance structure is driven by mechanical vibrations, it oscillates between a maximum capacitance C_{max} and a minimum capacitance C_{min} . The maximum capacitance is variable and depends on the displacement amplitude and C_{min} is fixed by the initial equilibrium position of the structure. For a charge constrained operating cycle a given charge is injected under a initial V_{min} voltage on the structure when the maximum of capacitance is reached. An electrostatic force appears and absorbs a part of the mechanical movement until the structure reaches its equilibrium position. The injected charge is then recovered under a higher V_{max} voltage. The maximum recoverable energy per cycle is given by:

$$E = \frac{1}{2} V_{min} V_{max} (C_{max} - C_{min}) \quad (2)$$

To observe the influence of the effective movement amplitude on the capacitance and the voltage variations, the response to a decreasing sinusoidal movement has been simulated for an arbitrary structure size. Results are presented on **Figure 83**.

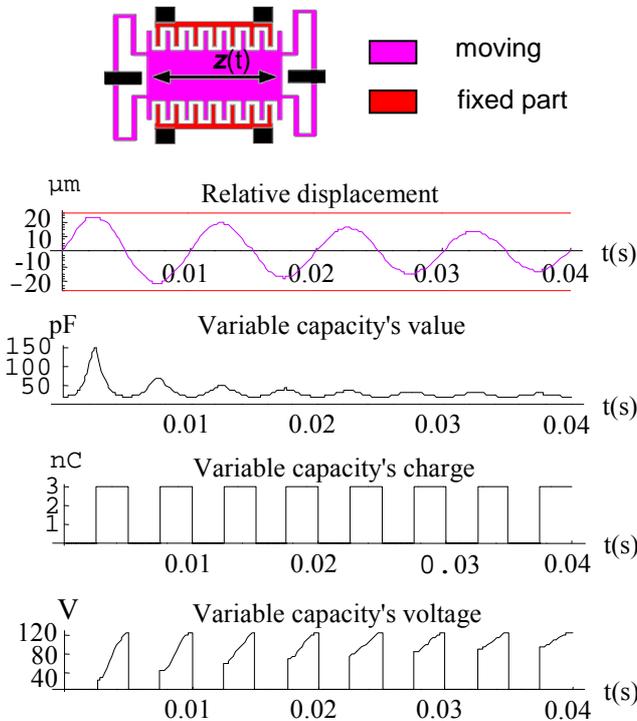


Figure 83: Charge-constrained cycle operation

As the vibration amplitude decreases, the difference between the charge and discharge energy decreases, as does the converted energy.

An efficient detection of maximum and minimum of capacitance is needed to work properly. A driving circuit between the storage unit and the variable capacitance is also required for the charge and the discharge.

3.1 Detection of capacitance extrema

The capacitance extrema detection can be achieved by injecting a known high frequency current in the variable capacitance: the capacitance can be measured by filtering or/and by using a synchronous detection. Unfortunately the power consumption of circuits based on this operating principle is too high. Instead of measuring the capacitance value we therefore focused on the measurement of the capacitance voltage derivative. However this solution works only if there is always a residual charge on the variable capacitance: instead of entirely discharging the capacitance at every cycle, the discharge will not be totally completed.

With this residual charge on the variable capacitance, a first extremum of the capacitance voltage is achieved when the capacitance is maximum. An additional effective charge is then loaded on the capacitance. When the capacitance becomes minimal, the voltage is maximum and reaches a second extremum: the capacitance is almost entirely discharged and a new conversion cycle starts.

3.2 Power management

Controlled by the detection stage, the charge and the discharge of the variable capacitance are achieved through a Flyback structure presented on **Figure 84**:

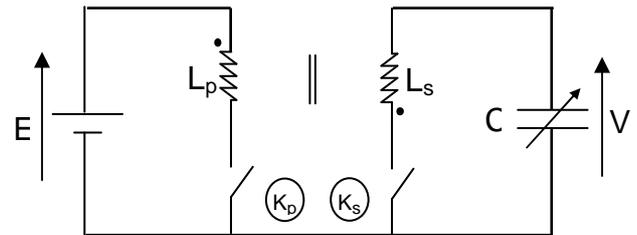


Figure 84: Flyback power structure

This structure has many advantages. The first one is that the storage unit side could be easily integrated (voltage lower than 5 V). Only one transistor (K_s) is still subjected to high voltage: the leakage current losses and the parasite capacitance losses are limited.

The second one is that the number of turns on each side of the magnetic circuit can be adjusted to have the same switch-on time for both K_p and K_s transistors

The third advantage is that the transistors commands are referenced to the same ground potential.

To charge the variable capacitance, the transistor K_p is switched on long enough for the magnetic circuit to be loaded with the requested energy. This energy is then transferred in the variable capacitance when K_p and K_s are respectively switched off and on: K_s is kept on until the magnetic circuit is entirely discharged in the variable capacitance.

To discharge the variable capacitance, K_s is first switched on to transfer the capacitance energy in the magnetic circuit. Then, K_p and K_s are respectively switched on and off and the energy is transferred from the magnet circuit into the storage unit.

Apart from the charge and the discharge, K_p and K_s are kept open.

Experimental measurements of this charge and discharge cycles on the bulk tungsten macrostructure are reported on the Figure 85. These measurements are in good agreement with simulations.

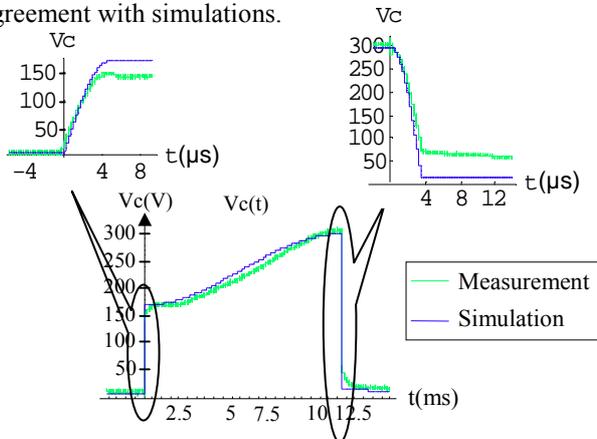


Figure 85: Charge and discharge cycle for a 30 Hz sinusoidal mechanical excitation.

Experimental charge and discharge times have been measured in the μs range: as expected they are negligible compared with the mechanical cycle period (in the ms range).

3.3 Power balance and conversion efficiency

All parasitic losses associated to the magnetic circuit and the transistors have been taken in account to estimate the power balance of the global system presented in Figure 86 for the tungsten prototype.

These parasitic elements have been measured and then implemented in modeling to simulate the loss repartition. Once these elements taken into account, simulations are in good agreement with measurements. The power balance is almost proportional to the mechanical frequency and is strongly linked to the relative displacement amplitude. For the tungsten prototype, the power balance becomes positive for vibration amplitudes higher than $60 \mu\text{m}$.

As presented on Figure 86 for a vibration amplitude of $90 \mu\text{m}$ at 50 Hz, the global scavenged power is about $1052 \mu\text{W}$ with an absorbed mechanical power of about $1760 \mu\text{W}$. The global efficiency is thus close to 60 %

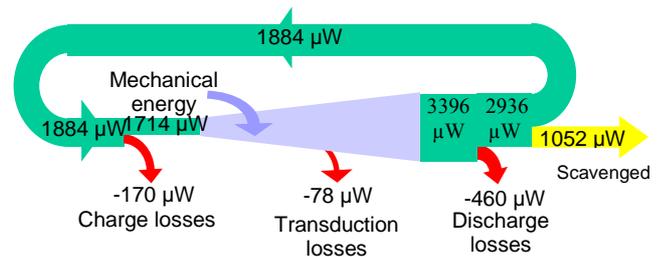


Figure 86: Power balance for the tungsten prototype (50 Hz; vibration amplitude of $90 \mu\text{m}$)

With size-reduction we can expect an higher conversion efficiency due to a better mechanical accuracy and a higher quality factor in the silicon prototype realization.

4 CONCLUSION

Global simulations have been performed on a high damping electrostatic system for vibration energy scavenging. A macrostructure in bulk tungsten and a silicon microstructure have been designed along with the associated management electronics. In agreement with simulations, 1mW of scavenged power is already delivered by the tungsten prototype with a global conversion efficiency of 60 % submitted to a sinusoidal vibration amplitude of $90 \mu\text{m}$ at 50 Hz. In situ measurements have also been performed and up to $250 \mu\text{W}$ have been scavenged on a car engine. First conversion results with the silicon microstructure are expected soon and shall be about a few ten μW .

REFERENCES

- [1] S. Roundy, P. K. Wright and J. Rabaey, "A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes", Computer Communications, vol. 26, 1131-1144, 2003.
- [2] S. Roundy, P. K. Wright and K. S. J. Pister, "Micro-Electrostatic Vibration-to-Electricity Converters", Proceedings of IMECE2002, 1-10, 2002.
- [3] S. Meninger, "A Low Power Controller for a MEMS Based Energy Converter", Master of Science at the Massachusetts Institute of Technology, 1999.
- [4] C. B. Williams and R.B Yates, "Analysis of a micro-electric generator for microsystems", Proceedings of the Transducers 95/Eurosensors IX, 369-372, 1995.