



HAL
open science

Chaine Instrumentale pour Applications Spatiales

Youssef Kebbati

► **To cite this version:**

Youssef Kebbati. Chaine Instrumentale pour Applications Spatiales. Electronique. Université d'Orléans, 2017. tel-03543808

HAL Id: tel-03543808

<https://hal.science/tel-03543808>

Submitted on 26 Jan 2022

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.

LABORATOIRE DE PHYSIQUE ET CHIMIE DE L'ENVIRONNEMENT
ET DE L'ESPACE

HDR présentée par :
Youssef KEBBATI

soutenue le : 24 Mars 2017

Discipline/ Spécialité : Electronique et Instrumentation

**Chaîne Instrumentale pour Applications
Spatiales**

RAPPORTEURS :

Marc HIMBERT
Laurent FRANCIS
Jean-Philippe BLONDE

Professeur, CNAM Paris
Professeur, Université de Louvain la Neuve
Maitre de conférences HDR, Université de
Strasbourg

JURY (*y reporter tous les membres de jury présents à la soutenance*):

Esidor Ntsoenzok	Professeur, Université d'Orléans, Président du jury
Marc Himbert	Professeur, CNAM Paris
Jean-Philippe Blonde	Maitre de conférence HDR, Université de Strasbourg
Anne Migon	Professeur, Université de Paris-Sud
Valdimir Krasnoselskikh	Directeur de Recherche, CNRS
Dunpin Hong	Professeur, Université d'Orléans

Table des matières

Curriculum vitae	3
Résumé des activités de recherche.....	5
Activités d'enseignement.....	12
Activités d'encadrement	15
Publications & Communications	17
Introduction Générale.....	20
Chapitre 1 : Le Plasma spatial.....	22
Chapitre 2 : Les capteurs	28
R&D capteur de champ magnétique microsysteme	29
R&D Amélioration de la réponse d'un capteur piézoélectrique céramique	44
R&D Capteur de champ électrique pour applications spatiales.....	50
R&D Capteurs refroidies (supraconducteurs) pour applications spatiales	66
Chapitre 3 : Amplificateur d'une chaine instrumentale	80
R&D préamplificateur pour antenne électrique	81
Chapitre 4 : Convertisseur analogique numérique	87
R&D Amélioration de la résolution des convertisseurs analogique/numérique par la méthode Bootstrap	88
R&D Amélioration de la résolution des convertisseurs analogique/numérique par la méthode d'interpolation.....	94
Chapitre 5 : Traitement numérique par intégration ASIC/FPGA.....	101
Développement d'une méthodologie de conception matériel à base de modules génériques VHDL/VHDL-AMS en vue d'une intégration de systèmes de commande électriques	102
R&D Logique RSFQ (supraconducteurs) pour applications spatiales	122
Perspectives de Recherche.....	142
ANNEXES.....	145

Curriculum vitae

Nom : KEBBATI

Prénom : Youssef

Date de naissance: 30/09/1973 (43 ans)

Grade : Maître de conférences

Etablissement d'affectation : Université d'Orléans, OSUC – Laboratoire de Physique et Chimie de l'Environnement et de l'Espace

Section CNU : 63

Expériences professionnelles

2003- en cours : Maître de conférence Université d'Orléans/Laboratoire de Physique et Chimie de l'Environnement et de l'Espace LPC2E

2002-2003 : ATER temps complet IUT de Haguenau, Université Louis Pascal de Strasbourg/Laboratoire d'Electronique et Physique des Systèmes Instrumentaux LEPSI

2001-2002 : demi ATER IUT de Haguenau, Université Louis Pascal de Strasbourg/Laboratoire d'Electronique et Physique des Systèmes Instrumentaux LEPSI

2000-2001 : Vacataire Université Louis Pascal de Strasbourg/Laboratoire d'Electronique et Physique des Systèmes Instrumentaux LEPSI

Titres Universitaires

03-2017 : Habilitation à Diriger des Recherches, Université d'Orléans.

12-2002 : Docteur en microélectronique Université Louis Pascal de Strasbourg/Laboratoire d'Electronique et Physique des Systèmes Instrumentaux LEPSI

1999 : DEA microélectronique et instrumentation Université Louis Pascal de Strasbourg/Laboratoire d'Electronique et Physique des Systèmes Instrumentaux LEPSI

1997 : Ingénieur en électronique Université des Sciences et Technologies d'Oran, Algérie

Responsabilités de recherche, administratives et pédagogiques

- Vice-président CED 63, université d'Orléans 2019
- Porteur du brevet Capteur de champ électrique
- Responsable scientifique de la plateforme technologique microsystèmes et microélectronique de la Fédération STUC (Sciences de le Terre et de l'Univers en région Centre) 2005-2007.
- Responsable au LPCE des activités microélectronique et microsystèmes (2005-2008).
- Membre du search comity du directeur de l'OSUC 2018
- Membre du conseil d'administration de l'OSUC (2 mandats jusqu'à 2018).
- Membre du conseil pédagogique de l'OSUC (en cours).
- Membre de la commission CRD 63 à l'université d'Orléans
- Responsable de la R&T capteur de champ électrique (2008-2013)

- Responsable de la R&T capteur de champ magnétique (2007-2008)
- co-responsable de la R&T antenne électrique (2005-2006)
- co-responsable de la R&T technologie refroidie pour applications spatiales (2004-2006)
- Directeur des études de la licence physique parcours ingénierie électrique (2005-2008).
- Président de jury de la licence physique parcours ingénierie électrique (2005-2008).
- Directeur des études du master 1 ICMS (2008-2013).
- Président de jury du master 1 ICMS (2008-2013).
- Porteur du projet d'ouverture de la licence GENPI
- Responsable de la licence GENPI (2012-2015).
- Président de jury de la licence GENPI (2012-2015).
- Micro & Nano Letters from the Institution of Engineering and Technology (IET, ENGLAND)
- International Journal of Modern Physics and Application from American Association for Science and Technology (en cours d'intégration)
- International Journal of Advances in Engineering Research e-ISSN:2231-5152, p-ISSN: 2454-1796,
- International Journal of Research in Science & Technology e-ISSN: 2249-0604, p-ISSN:2454-180X
- International Journal of Universal Science & Engineering e-ISSN: 2454-759X, p-ISSN:2454-7581
- International Journal of Inventions in Engineering & Science Technology e-ISSN: 2454-9584, p-ISSN: 2454-8111
- International Journal of Innovations in Applied Sciences & Engineering e-ISSN: 2454-9258, p-ISSN: 2454-809X
- International Journal of Innovations in Scientific Engineering e-ISSN: 2454-6402, p-ISSN: 2454-812X
- Multidisciplinary International Journal e-ISSN: 2454-924X, p-ISSN: 2454-8103

Relation et collaborations : internationale, industrielles, organismes publics, laboratoires

IRIS instruments, Université de Louvain la Neuve en Belgique, ALCATEL Space, MIMENTO instruments, CNES, CMP Grenoble, Station de radioastronomie de Nançay, FEMTO Besançon, laboratoire IEMN de Lille, laboratoire IRFU du CEA à Saclay

Résumé des activités de recherche

Ci-dessous, le descriptif de mes actions de recherche rassemblées selon la décomposition d'une chaîne instrumentale : *capteur, amplification, conversion analogique numérique et traitement numérique*.

I- Partie Capteur d'une chaîne instrumentale

1- R&D capteur de champ magnétique

C'est une R&D CNES où j'ai été porteur du projet et qui a permis l'obtention d'un financement CNES. Cette action s'inscrit dans le cadre de la préparation des instruments scientifiques de demain pour la mesure du champ magnétique large bande. L'objectif est de proposer une solution microsystème pour la mesure du champ magnétique allant de quelque Hz à 50 KHz. La solution microsystème permettra à terme de remplacer les capteurs de type *search coil* (~400g, 20Cm de diamètre), une grande miniaturisation et un encombrement très réduit.

Dans le cadre de ses recherches sur les environnements ionisés des planètes du système solaire, le LPC2E développe depuis un certain nombre d'années des capteurs électriques et magnétiques destinés à être embarqués sur des satellites ou bien des sondes interplanétaires. Bien que performants (sensibilité de quelque fT par racine de Hz en VLF-MF) et répondant parfaitement à la demande en terme de fiabilité, ils restent relativement lourds et encombrants, ce qui implique des systèmes de déploiement relativement lourd eux aussi et souvent complexes. On peut citer à titre d'exemple l'intégration d'un capteur triaxial *search coil* sur le satellite DEMETER en 2004 ainsi que sur la future mission TARANIS prévue pour 2018. Plusieurs actions de R&T ont été menées ces dernières années pour réduire l'encombrement et améliorer les performances des capteurs *search coil*, comme par exemple la diminution de la taille des barreaux magnétiques et la miniaturisation de l'électronique de réception. Toutefois, aucune amélioration majeure ne semble maintenant être possible sans une rupture technique forte. En effet, le principe de fonctionnement de ce capteur est basé sur l'induction et nous arrivons aux limites (en termes de sensibilité) que peut permettre cette technique. L'émergence de nouvelles technologies MEMS ainsi que de techniques reposant sur les couches minces et notamment la « *spintronique* », permettent d'envisager dans un avenir proche des capteurs beaucoup plus légers et moins encombrants. Dans le cadre d'une R&T dont nous avons obtenu un financement CNES, Nous avons mené pendant quelques années une étude approfondie sur les magnétorésistances géantes (GMR), dans le but de développer un capteur de quelques cm³ et pesant quelques grammes, tout en ayant des performances se rapprochant de ceux développés jusqu'ici. Bien que les résultats obtenus ont été encourageants [6] (taille, poids et encombrement) nous n'avons pas réussi à atteindre les performances, en terme de sensibilité et de bruit, semblables au *search-coil*.

Ce travail a depuis été repris, et actuellement sous la responsabilité, d'un ingénieur CNRS du LPC2E qui a continué les développements en utilisant cette fois ci un capteur à effet tunnel de type SDT (*spin dependent tunneling*).

2- R&D Amélioration de la réponse d'un capteur piézoélectrique céramique

C'est une action qui s'est déroulée en amont de la R&D capteur de champ électrique. En effet, lors de la prospection des nouvelles technologies et capteurs pouvant nous permettre le développement d'un capteur de champ électrique miniaturisé, nous nous sommes alors intéressés aux capteurs piézoélectriques. Bien que la solution piézoélectrique n'ait pas été retenue pour le développement de notre capteur, nous avons néanmoins développé une méthode de polarisation qui permet d'améliorer la réponse électrique des capteurs piézoélectriques lorsqu'ils sont soumis à une excitation mécanique.

En effet, la récupération de l'énergie mécanique de vibration issue de l'environnement pour la convertir en énergie électrique est la clé pour développer des systèmes de capteurs autonomes. Pour faire cette étude, nous avons créé un modèle paramétrique FEM de capteur piézoélectrique. Ce modèle, développé sous environnement *Comsol*, a permis de valider notre concept de polarisation. Le concept a été validé expérimentalement sur banc de test. La polarisation a ainsi permis d'améliorer la réponse des capteurs piézoélectriques, dans notre cas il s'agissait d'un capteur sous forme de lamelles céramiques, d'un facteur de 18% tout en réduisant le risque de destruction des lamelles. Ce travail a donné lieu à deux publications [YK-4][YK-5].

3- R&D capteur de champ électrique

C'est une R&D CNES où j'ai été porteur du projet et qui a permis l'obtention d'un financement CNES. Cette action de R&D s'inscrit dans le cadre de la préparation des instruments scientifiques de demain pour la mesure du champ électrique (recherche technologique en amont, maîtrise des micro-technologies). L'objectif était de proposer une solution microsystème pour la mesure du champ électrique allant du DC à 1 KHz. La solution MEMS a permis une mesure directe du champ électrique, une grande miniaturisation et un encombrement très réduit.

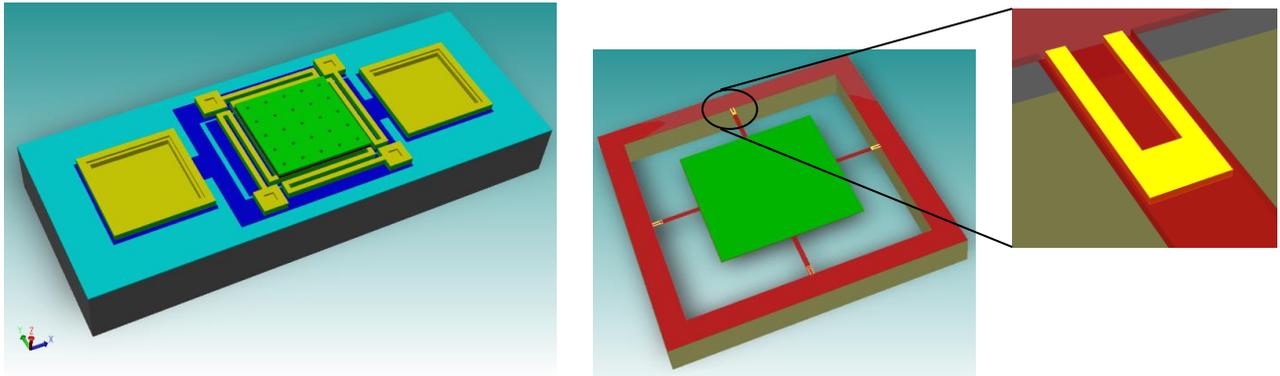
Le LPC2E développe depuis plusieurs d'années des antennes électriques courtes pour la mesure des champs alternatifs de quelques kHz à plusieurs MHz. La dernière réalisation du LPC2E a été embarquée en 2004 sur la sonde cométaire ROSETTA. Un capteur de type antenne sera embarqué dans la mission TARANIS en 2018.

Plusieurs actions de R&D ont été menées ces dernières années pour améliorer les performances des antennes électriques, comme par exemple la solution ASIC du préamplificateur haute impédance d'entrée (*voir R&D préamplificateur antenne électrique*). Aucune amélioration majeure ne semble pouvoir être possible sans une rupture technique forte.

Avec cette R&T, nous avons étudié la possibilité de faire une mesure directe du champ, alors que les capteurs actuels (antenne) déduisent le champ d'une différence de potentiel entre deux monopoles.

Des études préliminaires à ce projet ont été effectuées au LPC2E dans le cadre de stages de master 2, d'une part pour valider l'aspect théorique du capteur et d'autre part pour imaginer et

simuler un concept architectural permettant de répondre à notre cahier des charges. Les résultats obtenus nous ont encouragé et conforté à continuer dans cette voie. En effet, les recherches se sont poursuivies à travers un financement de R&D CNES et par une bourse de thèse en cotutelle avec IRIS industrie. La thèse a aussi permis d'établir des collaborations : Internationale avec l'Université de Louvain la Neuve en Belgique et Nationale avec le laboratoire IEMN de Lille et le CMP à Grenoble. Le financement de la bourse était assuré par le conseil général du Loiret CG 45. La thèse de Mr Boujhrarhe a été soutenue en 2013. Ce travail a donné lieu au dépôt d'un Brevet [YK-1] et à des publications [YK-9][YK-11].



Architecture MEMS du capteur de champ électrique (G) architecture capacitive, (D) architecture à base de piézorésistance

4- R&D Capteurs refroidies (supraconducteurs) pour applications spatiales

A très basses températures, les propriétés électriques et magnétiques de certains matériaux tels le plomb, le mercure ou certains oxydes changent radicalement. Ces matériaux deviennent supraconducteurs : ils n'opposent plus aucune résistance au passage du courant électrique et expulsent les champs magnétiques.

Les supraconducteurs sont déjà utilisés dans de nombreux domaines : électricité, médical et même dans le domaine spatial. Ils sont aussi au cœur des laboratoires, dans les accélérateurs de particule, dans le domaine de l'astrophysique avec les bolomètres, dans des capteurs magnétiques ultrasensibles tel que les SQUID, ou pour produire des champs magnétiques très intenses. Cependant, il faut les refroidir à de très basses températures.

Dans cette étude, nous avons discuté de la pertinence de l'utilisation des capteurs refroidies dans le domaine spatial. Nous avons ainsi donné une image instantanée des récents développements en terme de matériaux supraconducteurs, des capteurs refroidis destinés au domaine spatiale, des technologies permettant la génération/production du froid sans oublier de lister toutes les missions susceptibles d'embarqué du froid.

Cette R&D a aboutie à un contrat avec la société ALCATEL Space pour laquelle nous avons fourni un rapport de prospection sur cette technologie pour les futures missions spatiales [YK-18] et à une publication [YK-23].

II- Partie Amplificateur d'une chaîne instrumentale

1- R&D Préamplificateur ASIC basse température pour capteur search-coil

L'objectif de cette R&D est de développer un préamplificateur en technologie ASIC permettant un fonctionnement de l'instrument search-coil BF 10Hz-20KHz dans une large gamme de température.

Le LPC2E mène des activités de recherche sur l'environnement ionisé de la Terre, des planètes et la relation Soleil-Terre. Actuellement et jusqu'à 2018, l'équipe plasma, dont je fais partie, est engagée dans la réalisation d'instruments dans différents projets internationaux : TARANIS dédié à l'étude de l'environnement de la Terre, SOLAR ORBITER et SOLAR PROBE PLUS dédié à l'étude du Soleil.

TARANIS est une mission du CNES. L'objectif scientifique est d'étudier les phénomènes énergétiques au-dessus des zones orageuses de la couche atmosphérique terrestre comprise entre 20 et 100 km d'altitude. Pour ce satellite, le LPC2E a la responsabilité de la charge utile ainsi que différents instruments embarqués nous citerons : IME-HF (antenne HF de mesure du champ électrique) et IMM (magnétomètre tri-axe de type « search-coil »).

SOLAR ORBITER SO et SOLAR PROBE PLUS SPP sont respectivement des missions de l'ESA et de la NASA. Parmi les objectifs scientifiques de ces missions l'étude de l'accélération du vent solaire, le chauffage de la couronne solaire ainsi que l'accélération des rayons cosmiques d'origine solaire. La participation du LPC2E à ces missions se fera à travers les instruments RPW-SCM pour Solar Orbiter et SCM pour Solar Probe Plus. Il s'agit dans les deux cas d'embarquer un magnétomètre tri-axe du type search-coil déjà disponible au LPC2E.

Comme nous le venons de le voir, pour les missions préalablement cités, le développement de magnétomètre search-coil est essentiel pour le LPC2E. Cependant, chaque mission a des contraintes et un cahier de charge différents en termes de radiation, de puissance consommée et de température. Pour les missions SO et SPP, l'instrumentation scientifique embarquée sera placée derrière un bouclier thermique destinés à protéger l'engin spatial des températures très élevées. Ceci implique que les instruments seront soumis à un large gradient de température variant entre $\sim -150^{\circ}\text{C}$ et 100°C .

Toutefois, l'électronique du magnétomètre actuellement disponible au LPC2E fonctionne dans une gamme de température variant entre -50°C et 80°C . Cette limitation pour un fonctionnement dans les basses températures contraint l'instrument à avoir une ligne de chauffage. Cette ligne de chauffage à elle seule consomme 2W tandis que l'instrument consomme 270 mW pour une alimentation $\pm 12\text{V}$!!!

A plus long terme vers 2025, le LPC2E participera au développement de l'instrument SCM, avec le search-coil, de la mission THOR de l'ESA. C'est dans ce cadre de futur mission que s'inscrit cette R&D préamplificateur basse température.

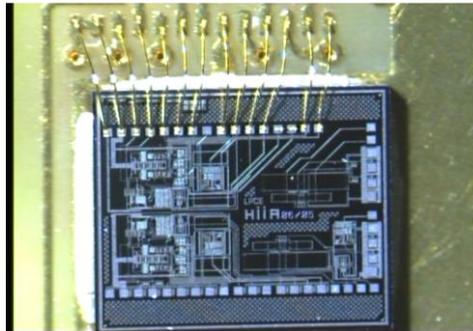
Cette R&D a débuté en janvier 2106 et sera développé plus en détail dans la partie consacrée à mes perspectives de recherche.



Capteur search-coil 3D avec son préamplificateur intégré dans le pied

2- R&D préamplificateur pour antenne électrique

Il s'agit de développer un préamplificateur très haute impédance d'entrée, faible bruit en technologie ASIC. L'objectif était d'améliorer la mesure du champ électrique en utilisant des antennes électriques comme capteur. Cette étude est une R&D financée par le CNES et a permis de concevoir un circuit ASIC BiCMOS en technologie AMS 0.8 μm . La fonderie a été réalisée via le CMP Grenoble. Le circuit ainsi obtenu a été testé avec succès, en partie sous pointe à la station de radioastronomie de Nançay. Ce travail a donné lieu à une publication [YK-10].



Préamplificateur ASIC à haute impédance d'entrée pour la mission TARANIS
Y.KEBBATI (LPCE-2005)

III- Partie Convertisseur analogique numérique de la chaîne instrumentale

1- R&D Amélioration de la résolution des convertisseurs analogique/numérique Par la méthode Bootstrap

Dans le cadre d'une étude de faisabilité, j'ai développé une nouvelle technique d'amélioration de la résolution des convertisseurs analogique numérique. Cette technique se base sur le principe statistique « *bootstrap* ». L'algorithme a été validé par programmation sur ordinateur et l'architecture matérielle décrite en VHDL. Une synthèse FPGA sous environnement MaxplusII a été faite afin d'évaluer les performances hardware de notre algorithme. Cette étude a donné lieu à deux publications [YK-15][YK-17].

2- R&D Amélioration de la résolution des convertisseurs analogique/numérique Par la méthode d'interpolation

Dans ce travail, nous avons développé une méthode permettant l'utilisation d'un convertisseur analogique numérique CAN basse résolution dans une chaîne instrumentale haute résolution. En effet, l'utilisation d'un CAN haute résolution augmente d'une part le coût de la chaîne instrumentale et d'autre part limite la bande passante des signaux qui peuvent être traité. De ce constat, nous avons développé une méthode basée sur l'interpolation du signal issu du convertisseur. Cette étude a permis d'améliorer la résolution d'un CAN 12 bits en le faisant fonctionner comme un 16 bits. L'algorithme d'interpolation a été implanté sur cible FPGA cyclone V d'Altera. Ce travail a donné lieu à l'encadrement de deux stages de master et à deux publications [YK-2][YK-3].

IV- Partie traitement numérique, par intégration ASIC/FPGA, de la chaîne instrumentale

1-Développement d'une méthodologie de conception matériel à base de modules génériques VHDL/VHDL-AMS en vue d'une intégration de systèmes de commande électriques

Malgré leur flexibilité et leur intérêt économique, les solutions numériques d'implantation de type logiciel ne s'imposent plus aujourd'hui comme les seuls choix de conception de commande de systèmes électriques. En effet, des solutions plus spécifiques du type matériel (FPGA, ASIC) semblent mieux répondre aux contraintes technologiques actuelles ou à venir. Toutefois, malgré l'avènement d'outils et de langages CAO performants, ces solutions restent encore trop coûteuses et complexes à mettre en œuvre. L'objectif des travaux effectués est d'offrir aux concepteurs de systèmes électriques une approche de description architecturale adaptée aux contraintes d'implantation sur cible matériel. C'est dans ce sens qu'une méthode sur les principes de la conception modulaire d'Adéquation Algorithme Architecture (A3 ou AAA), et sur l'élaboration d'une bibliothèque de modules spécifiques, a pu être développée à différents cas de commande. Ainsi, l'architecture de la commande directe du couple d'un moteur asynchrone a pu être établie en suivant cette méthode et son efficacité validée en comparant ses performances d'implantation à des approches plus classiques de conception. Par la suite, le cas d'une commande de vitesse « sans capteurs » d'un moteur à réluctance

variable et celui d'un dispositif d'électronique de puissance ont également pu montrer l'efficacité de la méthode proposée. A partir de ce dernier cas de conception, une méthodologie globale du mode de conception modulaire a finalement pu être élaborée en développant une bibliothèque de modèles comportementaux de la commande et du système électrique associé. Ces modèles ont été décrits en langages VHDL et VHDL-AMS de manière à respecter la mixité (numérique et analogique) des éléments qui composent le système électrique. Cette approche permet aussi de prévoir le cas d'une intégration mixte du système, ouvrant par la même de larges perspectives de conception dans ce domaine d'application. Ce travail a fait l'Object de plusieurs publications [YK-7] [YK-8] [YK-12] [YK-13] [YK-14] [YK-16] [YK-19] [YK-20] [YK-22].

2- R&D Logique RSFQ (supraconducteurs) pour applications spatiales

Depuis la découverte de la supraconductivité et de la jonction Josephson (JJ) dans les années 1960, une nouvelle aire de la microélectronique est apparue. En effet, les circuits intégrés supraconducteurs actuels utilisent les caractéristiques inhérentes à la JJ pour atteindre des performances (rapidité de traitement des données à haute fréquence, une faible dissipation de puissance...) jusqu'alors inégalé par les circuits CMOS. Ces caractéristiques peuvent être résumées:

- Disponibilité de lignes de transmission supraconductrice *microstrip* capables de transférer des ondes picosecondes avec une vitesse approchant celle de la lumière.
- Les JJ peuvent être utilisées comme interrupteur/mémoire ultrarapide (~ picoseconde).
- Les JJ peuvent être facilement adaptés en impédance avec les lignes *microstrip* ce qui permet un transfert balistique des ondes générés. Ainsi, les JJ ont une dissipation de puissance très faible de par les faibles tensions utilisées.

L'élément élémentaire RSFQ consiste en un interféromètre composé d'une diode Josephson couplée avec un élément inductif supraconducteur et des lignes de transmission à base de diodes Josephson. Cette architecture permet de transférer ou de mémoriser une impulsion logique (quanta de flux magnétique) sans atténuation ou distorsion à des fréquences de plusieurs centaines de gigahertz (~ 750 GHz) et avec une puissance consommée extrêmement faible (< 100 nW/porte). Par ailleurs à la différence de la JJ, les circuits RSFQ nécessitent uniquement une alimentation continue DC. De plus, en comparaison avec la technologie CMOS actuelle, ils utilisent une technologie de fabrication relativement simple ne nécessitant pas de dessin submicronique profond.

L'état de l'art de la logique RSFQ montre que cette technologie est viable pour différents domaines d'application. En effet, nous assistons, depuis la dernière décade, à une augmentation importante du nombre de circuits développés, des performances atteintes: vitesse, puissance consommée, densité d'intégration et aussi terme de technologie : nouvelles JJ, technologie submicronique... Toutefois dans le domaine spatial, cette technologie n'a pas encore trouver sa place et cela malgré les besoins de plus en plus important en terme de puissance de calcul. La génération du froid restant le principal verrou à cette technologie. Cette R&D a aboutie à un contrat avec la société ALCATEL Space pour laquelle nous avons fourni un rapport de prospection sur l'utilisation de la logique RSFQ pour les futures missions spatiales [YK-18].

Activités d'enseignement

Mon expérience professionnelle ainsi que le fait d'intervenir dans différents modules d'un même programme m'a permis de constater que les étudiants ont du mal à utiliser les compétences acquises dans un module pour résoudre une problématique posée dans un autre module ou dans un projet ou bien encore dans un stage. Afin de remédier à cette vision cloisonnée, j'essaie depuis des années de prendre le temps nécessaire pour bien expliquer comment les différents modules s'imbriquent dans une vision globale et que par exemple les mathématiques peuvent être, du point de vue d'un physicien ou d'un électronicien, utilisés comme une boîte à outils. L'exemple est aussi valable entre l'électronique et le contrôle de process.

Par ailleurs durant mes cours, j'essaie de partager avec mes étudiants ma passion pour la recherche. En effet, je leur montre que le chercheur produit des résultats intéressants pour les entreprises et les laboratoires, tout en créant de nouvelles connaissances pour la communauté scientifique. Je les motive également pour faire un bout de chemin en intégrant des masters professionnels, de recherche ou bien pour les plus motivés une thèse de doctorat. Par ailleurs, j'alimente mon cours régulièrement avec les derniers résultats de recherche issus, soit de mes activités scientifiques, soit de la veille bibliographique de ce qui se passe dans le domaine.

Chaque année, j'assure en moyenne trois suivies de stage principalement en milieu industriel.

En plus de mes enseignements, j'ai été à plusieurs reprises directeur des études en licence et en master. Cette expérience m'a permis de connaître plus en détail le fonctionnement de l'université mais aussi d'être plus proche des étudiants et de leurs besoins. Ainsi en 2010, j'ai été à l'initiative et porteur du projet de l'ouverture de la licence professionnelle *Gestion des Energies, Normes et Procédés Industrielles* **GENPI**. Ce projet passionnant a demandé beaucoup de travail ainsi que la mise en place de plusieurs collaborations et conventions entre différents acteurs : Université d'Orléans, Région, CFAIURC, CFA AFTEC, Lycée Monod, SEFCO et industriels. En effet, licence était ouverte en formation initiale et en alternance par apprentissage.

Responsabilités pédagogiques

- Directeur des études de la licence physique parcours ingénierie électrique (2005-2008).
- Président de jury de la licence physique parcours ingénierie électrique (2005-2008).
- Directeur des études du master 1 ICMS (2008-2013).
- Président de jury du master 1 ICMS (2008-2013).
- Porteur du projet d'ouverture de la licence GENPI
- Responsable de la licence GENPI (2012-2015).
- Président de jury de la licence GENPI (2012-2015).

Résumé de mes enseignements

Université de Strasbourg

Période	Niveau d'études	Intitulé du module	Vol.horaire (eq TDs)	Responsabilité
2000-2001 (Vacataire)	Licence	-Electronique numérique - Electrotechnique	64h	Intervenant
2001-2002 (1/2 ATER)	IUT 1 ^{ère} et 2 ^{ème} année	-Electronique analogique -Electronique numérique -Contrôle de process	96h	Intervenant
2002-2003 (ATER)	IUT 1 ^{ère} et 2 ^{ème} année	-Electronique analogique -Electronique numérique -Contrôle de process - Electrotechnique	192h	Responsable

Université d'Orléans

Période	Niveau d'études	Intitulé du module	Vol.horaire (eq. TDs)	Responsabilité
2003-2005	Licence d'ingénierie électrique	-Traitement numérique du signal -Système informatique -Electronique analogique -Contrôle de processus	192h/an	Intervenant
2005-2007	-Licence d'ingénierie électrique -Master ESM	-Traitement numérique du signal -Système informatique -Electronique analogique -Introduction à la microélectronique et aux microsystèmes	200h/an	Responsable
2007-2010	-Licence de physique -Master ICMS	-Traitement numérique du signal -Traitement analogique du signal -Fonctions et systèmes pour l'électronique -Physique des composants et microélectronique	220h/an	Responsable
2010-2013	-Licence de physique -Master ICMS -Licence GENPI -Master+ Capteurs pour géosciences	-Traitement numérique du signal -Traitement analogique du signal -Fonctions et systèmes pour l'électronique -Physique des composants et microélectronique -Mathématique -Instrumentation	250h/an	Intervenant/ Responsable

2013-2015	-Licence de physique -Master ICMS -Master SAE Explo	-Instrumentation spatiale -Projet spatial -Traitement numérique du signal -Fonctions et systèmes pour l'électronique -Physique des composants et microélectronique -Electronique numérique	250h/an	Intervenant/ Responsable
2015-2016	-Licence de physique -Master ICMS -Master SAE Explo -IUT -Ingénieur 1 ^{ère} année	-Instrumentation spatiale -Projet spatial -Traitement numérique du signal -Fonctions et systèmes pour l'électronique -Physique des composants et microélectronique -Electronique numérique - Mathématique -Electrostatique	250h/an	Intervenant/ Responsable

Activités d'encadrement

Encadrement de Thèse

M. BOUJHRARHE 2013, « *Microsystème MEMS pour la mesure du champ électrique* »
Université d'Orléans, Laboratoire de Physique et Chimie de l'Environnement et l'Espace

Encadrements de Master

- 1) A. NDAW 2016, Master 2 Instrumentation, Contrôle et Management des Systèmes « *Implémentation FPGA d'algorithme d'interpolation pour l'amélioration de la résolution d'un convertisseur analogique-numérique* »
- 2) A. MEROUCHI 2012, Master 2 Instrumentation, Contrôle et Management des Systèmes « *Amélioration de la résolution de convertisseur analogique numérique* »
- 3) A. ELGHARDOUF 2011, Master 2 Instrumentation, Contrôle et Management des Systèmes « *Conception d'un banc de test pour la mesure des déplacements d'une membrane micrométrique* »
- 4) H. EL FARDAOUI 2010, Master 2 Instrumentation, Contrôle et Management des Systèmes « *Définition et Modélisation d'un concentrateur de champs électrique* »
- 5) I. EL-MOUKHTARI 2008, Master 2 Electronique signal et microsystèmes « *Microcap, un capteur magnétique basé sur les GMR, étude et modélisation* »
- 6) R. RAOULT 2008, Master 2 Electronique signal et microsystèmes « *Compression et restitution de forme d'ondes pour la mission spatiale TARANIS* »
- 7) M. LAFAYE 2008, Master 2 Electronique signal et microsystèmes « *Intégration ASIC de fonctions analogiques pour Microcap (capteur magnétique basé sur les GMR)* ».
- 8) H. Zimouche 2007, Master 2 Electronique signal et microsystèmes « *Etude d'un capteur de champs électrique en technologie MEMS* ».
- 9) N. Berkoune 2007, Master 2 Electronique signal et microsystèmes « *Reconstitution d'une forme d'onde par méthode statistique* »
- 10) A. Millet 2006, Master2 Electronique signal et microsystèmes « *Etude et réalisation d'une chaîne de conditionnement de signal ASIC pour un micro système à base de magnétorésistance* ».
- 11) Y. Sozouhoin 2006, Master 1 Electronique signal et microsystèmes « *Etat de l'art des technologies MEMS* »
- 12) F. Koukoui 2005, Master 2 Electronique signal et microsystèmes « *Etude préparatoire pour l'intégration d'un micro système à base de magnétorésistance* ».
- 13) A. Himmi 2003, DEA Instrumentation et microélectronique « *Méthodologie d'adéquation algorithme architecture A³ pour l'intégration d'algorithme de Concordia* »

Encadrement de licence

K. Khemiri 2004, Licence 3 physique et application « *Conception et validation d'une carte de test à base de FPGA* »

Encadrement IUT

G. Lecomte 2004, IUT de Tours GII « *Intégration d'une transformée de Fourier rapide au sein d'un composant programmable* »

Publications & Communications

Remarque : Depuis 2012, j'ai fait le choix de ne plus publier dans des grandes revues ou journaux pour les raisons suivantes :

- *Le temps de publication* : le temps entre la soumission et le retour dans certains journaux peut atteindre 1 an voir plus. Dans le cadre d'activité de recherche où les avancées sont rapides et perpétuelles, ces délais sont inadmissibles.
- *Les frais de publication* : les frais pour publier un article sont de plus en plus exorbitants. De plus, la consultation des articles est payante !!

Pour ma part, j'ai fait le choix de publier dans des revues open-Access : sans frais pour la consultation des articles, frais raisonnables pour la publication et un temps court entre la soumission et la publication.

[YK-1] **Y. Kebbati**, M. Pyée, M. Boujhrahr, « *Capteur de champ électrique à électret* », Brevet, INPI, Janvier 2014

[YK-2] **Y. Kebbati**, A. Ndaw "Improvement of The ADC Resolution Based on FPGA Implementation of Interpolating Algorithm" International Journal of New Technology and Research, ISSN: 2454-4116, volume 2, issue 1, pages :100-103, 02/2106

[YK-3] **Y.Kebbati**, A. Ndaw "ADC Resolution Enhancement Based on Shannon Interpolation" International Journal of Modern Sciences and Engineering Technology, volume 3, issue 1, ISSN:2349-3755, 2016

[YK-4] **Y. Kebbati**, H. Souffi, M. Pyée, "Energy Harvesting Enhancement of a Piezoelectric Converter", International Journal of Engineering and Applied Sciences IJEAS ISSN 2394-3661, Volume 2, Issue 9, Septembre 2015.

[YK-5] **Y. Kebbati**, H. Souffi, P. S. Allaume, "Improvement of the Mechanical/Electrical Conversion for Piezoelectric Cantilever" International Journal of Innovative Research in Engineering & Management (IJIREM) ISSN: 2350-0557, Volume-2, Issue-6, November-2015

[YK-6] **Y. Kebbati**, "Capteurs magnétiques pour applications spatiales", Conférence Journée Orléanaise des capteurs, 10/2015

[YK-7] **Y. Kebbati**, « *Modular Approach for an ASIC Integration of Electrical Drive Controls* » IJE Transactions, Volume 24, N°2, 07, 2011

[YK-8] Y-A Chapuis, JP Blonde, **Y. Kebbati**, H. Souffi · F. Braun « *Optimisation des performances de commandes de systèmes électriques par mode de conception matériel VLSI* » Revue internationale de génie électrique, 2004

[YK-9] **Y. Kebbati**, M. Boujhrarh “*Sensitivity improvement of SOI-based piezoresistive beams for tactile sensors* ” IEEE 23rd Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering - CCECE, At Calgary, AB, Canada, 2010

[YK-10] H. Souffi, **Y. Kebbati** “*Novel architecture oh high performance wideband amplifier used in TARANIS space mission* ” IEEE 23rd Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering - CCECE, At Calgary, AB, Canada, 2010

[YK-11] **Y. Kebbati**, M. Boujhrarh, “*Design optimization in SOI-based high sensitivity piezoresistive cantilever devices*” IEEE, print ISBN: 978-1-4244-6338-1, pages 1-5, Mars 2010

[YK-12] **Y. Kebbati**, Y.A. Chapuis, F. Braun “*Reuse methodology in FPGA/ASIC digital integration for vectors control of motor drives*” IEEE International symposium on signals, circuits and systems, At Romania, Volume: pp.333-336

[YK-13] **Y. Kebbati**, C. Girerd, Y. A. Chapuis, F. Braun “*Advances in FPGA/ASIC digital integration solutions for vectors control of motor drive*” IEEE IPEC conférence, pages 1177-1182, 2000

[YK-14] **Y. Kebbati**, Y. A. Chapuis, F. Braun “*IP Modules for Motor Control FPGA/ASIC Integration*” IEEE, VLSI-SOC, pages 385-390, 12/2001

[YK-15] **Y. Kebbati**, H. Souffi “*Improve the resolution of analog to digital converters with Bootstrap method*” ” IEEE, ISSN: 0840-7789, pages 542-545, Avril 2007

[YK-16] **Y. Kebbati**, H. Souffi “*Optimized design methodology for an integration of electrical control systems*” IEEE, ISSN: 0840-7789, pages 1657-1660, Avril 2007

[YK-17] **Y. Kebbati**, M. Pyée “*Bootstrap, an alternative to enhance the resolution of analog to digital converters*” URSI India 2005

[YK-18] F. Lefeuvre, **Y. Kebbati**, M. Pyée « *Revue des principales futures missions spatiales dédiées à l'astronomie et la radioastronomie. Influence du froid sur les équipements* » Rapport de recherche pour le contrat avec ALCATEL space 2005

[YK-19] Y.A Chapuis, J.P. Blonde, **Y. Kebbati**, H. Souffi, F. Braun, « *Optimisation des performances de commandes de systèmes électriques par mode de conception "matériel" VLSI* », Revue International de Génie Électrique RIGE 7, 2004, pp. 675-697.

[YK-20] Y. A. Chapuis, **Y. Kebbati**, T. Kosaka, N. Matsui « *Modeling and Implementation of a FPGA-Based position estimator for low cost sensorless controller of fully-pitched winding reluctance motor drives* » EPE Conférence, 2011

[YK-21] **Y. Kebbati** « *Modélisation VHDL de blocs fonctionnels pour l'intégration sur cibles FPGA/ASIC d'algorithmes de commande* » Rapport de DEA, 1999

[YK-22] **Y. Kebbati** « *Méthodologie de conception matériel VHDL/VHDL-AMS pour l'intégration de systèmes de commandes électriques* » thèse de doctorat, 12/2002

[YK-23] **Y. Kebbati**, H. Souffi « *Etat des lieux des capteurs refroidis dans le domaine spatial* » International Journal of Innovation and Scientific Research, ISSN 2351-8014 Vol. 25 No. 1 Jun. 2016, pp. 287-298 © 2015 Innovative Space of Scientific Research Journals <http://www.ijisr.issr-journals.org>

[YK-24] **Y. Kebbati** « *Programmable Resistors: Model and Applications* » International Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol.5, Issue 3, 03/2018, ISSN:2394-3661 | SJIF: 5.138 | PIF: 3.854

[YK-25] **Y. Kebbati** « *Review of RSFQ logic for space applications,* » *International Journal of Innovation and Scientific Research*, vol. 43, no. 2, pp. 66–80, July 2019 <http://www.ijisr.issr-journals.org>

[YK-26] A. Messaoudi, **Y. Kebbati**, Y. Bennani « *Microscope Holographique Numérique : amélioration de l'imagerie par traitement numérique permettant une analyse quantitative de cellules vivantes* » URSI, 03/2019.

Introduction Générale

Issu d'une formation d'ingénieur instrumentaliste, j'ai effectué ma thèse de doctorat en microélectronique numérique à l'université de Strasbourg. Il s'agissait alors de développer une méthodologie de conception optimisée pour l'intégration ASIC/FPGA d'algorithmes de commandes de moteurs électriques. Cette méthodologie aborde d'une part les concepts de définition d'architecture hardware intégrable sur ASIC/FPGA et d'autre part l'aspect simulation et modélisation d'une chaîne instrumentale dédiée aux moteurs électriques en VHDL et VHDL-AMS.

Lors de mon recrutement à l'université d'Orléans en qualité de maître de conférences fin 2003, j'ai rejoint le Laboratoire de Physique et Chimie de l'Environnement et de l'Espace LPC2E pour la partie recherche. Au LPC2E, j'ai dû adapter ma recherche au contexte du laboratoire à savoir le domaine spatial. En effet, il ne s'agissait plus de faire de la microélectronique numérique mais d'aborder les parties capteurs, amplificateurs, convertisseur analogique numérique. Bien que ces thématiques soient très enrichissantes, j'ai dû faire un ajustement et une reconversion de thématique en passant de la microélectronique numérique, à l'analogique aux MEMS et même aux supraconducteurs SQUID et logique RSFQ. Par ailleurs, étant le seul chercheur en microélectronique au LPC2E, la tâche ne fut pas aisée. Malgré cette reconversion, j'ai réussi à développer plusieurs actions de recherche où j'ai été porteur de projets. Ces R&D ont été financés par le CNES et ont permis, par exemple, le dépôt d'un Brevet pour le capteur électrique en technologie MEMS.

Mes travaux ayant été divers et touchant plusieurs domaines d'une chaîne instrumentale, il m'a semblé opportun de choisir *la chaîne instrumentale* comme fil conducteur pour mon manuscrit. En effet, nous allons passer en revue les capteurs, l'amplification, la conversion analogique-numérique pour terminer au traitement numérique.

Pour faciliter la lecture du manuscrit, j'ai aussi choisi de faire une présentation de mes actions de recherches sous forme d'article. Ainsi, on trouvera pour chaque action un contexte, une introduction spécifique, un développement, une conclusion et des références bibliographiques.

Ainsi au premier chapitre, nous allons commencer par présenter le contexte dans lequel mes travaux ont été menés à savoir les plasmas spatiaux. Il est bien évident que cette brève introduction à défaut d'être complète, elle permet néanmoins de donner un aperçu sur les plasmas spatiaux et sur l'instrumentation qu'ils requièrent.

Dans le second chapitre, nous allons présenter nos travaux de recherche dédiés aux capteurs : capteur de champ magnétique microsystème, amélioration de la réponse d'un capteur piézoélectrique, capteur de champ électrique et capteurs refroidies supraconducteurs.

Le troisième chapitre sera consacré au préamplificateur ASIC haute impédance d'entrée développé en technologie SiGe 0,8 μm .

Dans le quatrième chapitre, nous aborderons nos travaux liés à l'amélioration de la résolution des convertisseurs analogique-numérique. Deux méthodes seront alors présentées : Bootstrap et interpolation. Les deux méthodes ont fait l'objet d'une implantation FPGA pour la validation des concepts théoriques.

Le cinquième chapitre sera consacré aux traitements numériques par intégration sur cible matérielle. La première partie du chapitre sera consacrée à mon travail de thèse de doctorat effectuée dans le laboratoire d'électronique et physique des systèmes instrumentaux LEPSI à Strasbourg. La thématique de recherche développée dans cette thèse concerne l'implantation de commandes de systèmes électriques.

Bien que cet axe de recherche semble lointain au premier abord des problématiques du LPC2E, il en est autre en réalité. En effet, au LPC2E nous sommes aussi confrontés à la modélisation mixte et aussi à l'intégration d'algorithmes de traitement des formes d'ondes, par FFT par exemple, sur des cibles matériels de type FPGA. Il s'agit alors de définir l'architecture matérielle permettant un traitement le plus efficace des données, en termes de temps de calcul ou de ressources matériels. Nous avons eu d'ailleurs des exemples dans le chapitre 4 où nous avons implanté les algorithmes Bootstrap et interpolation sur FPGA.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présenterons la logique RSFQ, ses avantages et les verrous liés à son application dans le domaine spatial. Nous présenterons aussi quelques missions spatiales susceptibles d'intégrer de la logique RSFQ.

Finalement, la fin du manuscrit sera consacrée aux perspectives de recherche. Nous aborderons alors nos futurs développements, à court et moyen terme, d'une électronique mixte analogique-numérique basse température pour le capteur search-coil BF. A plus long terme, nous prévoyons de développer un capteur « boucle magnétique » permettant une mesure dans les 3 axes d'un champ magnétique HF.

Chapitre 1 : Le Plasma spatial

1. DEFINITION

Le terme plasma est utilisé pour désigner un état dilué de la matière, analogue à un gaz, mais constitué de particules chargées, électrons et ions positifs, en proportions telles que le milieu est globalement neutre. Plus de 99% de l'univers est constitué de matière à l'état plasma.

Les champs électrique et magnétique interagissent avec les particules ionisées. C'est pourquoi, pour décrire le comportement d'un plasma, il faut à la fois les outils qui permettent de décrire le comportement d'un fluide (équation de Boltzman ou équations de la dynamique des fluides) et les outils qui décrivent les lois de l'électromagnétisme (équations de Maxwell).

L'instrumentation plasmas comprend donc l'ensemble des capteurs qui permettent de caractériser les grandeurs physiques associées aux modèles de comportement d'une région d'un plasma spatial (par exemple les cornets polaires de la magnétosphère).

Aux capteurs proprement dits, il faut ajouter d'une part les traitements à bord, incluant la compression et l'analyse des données et d'autre part les efforts de R&T faits pour rendre l'électronique plus légère, plus compacte et de moindre consommation. Ces développements sont nécessaires pour les missions lointaines et les nouveaux projets utilisant des constellations de nanosatellites.

2. QUELQUES CARACTERISTIQUES DES PLASMAS

Les missions spatiales s'intéressent principalement, pour notre cas, à l'étude des plasmas entourant la Terre et aux interactions entre ces différents milieux. L'ionosphère s'étend jusqu'à 500 km. Au-delà, c'est la magnétosphère et il faut s'éloigner d'au minimum 10 rayons terrestres pour rencontrer le vent solaire.

Sans préciser toutes les définitions [1][2], on peut citer les principales caractéristiques des plasmas étudiés :

- Le plasma ionosphérique est collisionnel, froid, réactif, non-relativiste, principalement ionisé par l'action des rayons ultra-violetts provenant du Soleil. Suivant les altitudes, il est mélangé à du gaz neutre, avec lequel il est couplé mécaniquement et chimiquement.
- Le plasma magnétosphérique est un plasma non collisionnel, composé d'électrons, de protons, de traces d' He^+ , He^{++} et d'une proportion très variables de d'oxygène O^+ . C'est un plasma non réactif, non thermique, peu ou pas relativiste. C'est un plasma hors équilibre thermodynamique local.
- Le plasma du vent solaire est non collisionnel, composé d'électrons, de protons, et de traces de He^{++} . C'est un plasma non réactif, non thermique, peu ou pas relativiste. C'est un plasma hors équilibre thermodynamique local.

3. GRANDEURS FONDAMENTALES

Un plasma est globalement neutre, c'est-à-dire que dans une petite portion d'espace, la densité nette charge électrique est nulle. En fait, la densité de charge n'est jamais rigoureusement maintenue car les particules ne sont pas immobiles, elles ont des vitesses désordonnées d'agitation thermique et des mouvements différentiels structurés associés aux champs électromagnétiques. Donc la neutralité électrique subit continuellement des petites perturbations. Les mouvements différentiels des charges de signes contraires induisent des courants et des champs magnétiques fluctuants.

Ces perturbations engendrent des oscillations plasma. La fréquence de cette oscillation est proportionnelle à la racine carrée de la densité des électrons dans le plasma. L'amplitude du déplacement des électrons au cours de ces oscillations est appelée longueur de Debye.

La longueur de Debye est proportionnelle à la racine carrée de la température divisée par la densité du plasma. Dans les plasmas ionosphériques, la longueur de Debye est de l'ordre du centimètre. Dans les plasmas spatiaux où la température est élevée et la densité faible, la longueur de Debye peut atteindre quelques mètres (cas du plasma de la zone aurorale à quelques milliers de kilomètres d'altitude), ou quelques centaines de mètres (dans les lobes de la magnétosphère).

Un comportement spécifique de la matière apparaît lorsqu'un volume dont la taille caractéristique est comparable à la longueur de Debye contient un grand nombre de particules. Alors, aux échelles supérieures ou égales à la longueur de Debye, des effets « collectifs » dominant et le milieu se comporte en « plasma ». Aux échelles plus petites et lorsque le milieu est plus dilué, le comportement individuel des particules chargées domine.

Comme pour un fluide ordinaire, on définit et mesure la densité et la vitesse de groupe d'un plasma. L'anisotropie introduite par des champs magnétiques d'origine solaire et planétaire conduit à des pressions et des températures différentes dans les directions parallèles et perpendiculaires au champ magnétique.

La température moyenne des plasmas spatiaux accessibles à l'instrumentation in situ varie d'une fraction d'électron-volt (ionosphère) à plusieurs keV (magnétosphères). Cependant, par tradition on qualifie généralement de thermique le plasma ionosphérique.

La vitesse de groupe des plasmas spatiaux est généralement très différente suivant les régions : depuis quelques km/s dans les ionosphères jusqu'à 1000-2000 km/s pour les jets de plasmas magnétosphériques et le vent solaire perturbé.

De la même façon les densités peuvent varier de 1000 particules/cm³ dans les ionosphères jusqu'à 0,001 particules/cm³ dans les parties les plus dépeuplées des queues magnétosphériques.

4. LES ONDES PLASMAS

On ne peut pas étudier les plasmas (fluides ionisés) sans s'intéresser aux ondes et en particulier aux ondes dites plasmas dont la fréquence est inférieure à la fréquence plasma maximum rencontrée au cours de la propagation (de l'ordre de quelques MHz dans l'environnement terrestre).

En effet, elles participent à la dynamique du milieu via des interactions ondes-particules qui ont pour effet d'accélérer ou de diffuser des particules électrisées. Par ailleurs, ondes radio (fréquences supérieures aux ondes plasma) comme ondes plasma peuvent servir d'outils de diagnostic pour caractériser les sources d'émissions et le milieu de propagation.

En général, on caractérise un champ d'ondes par :

- Sa nature (électromagnétique ou électrostatique),
- Sa densité de puissance spectrale,
- Pour une onde électromagnétique, ses caractéristiques de propagation à chaque fréquence : mode(s) de propagation (au maximum 2 pour un plasma froid), distribution(s) des directions des normales d'ondes, vitesse(s) de phase et vitesse(s) de groupe,
- Pour une onde électrostatique, sa distribution en longueurs d'ondes.

5. LA MAGNETOSPHERE

La magnétosphère terrestre est la plus accessible pour des laboratoires des plasmas astrophysiques. Nombre des mécanismes qui y prennent place sont communs à ceux qui agissent dans l'environnement des étoiles, des planètes ou des nuages de gaz ionisé.

La structure générale de la magnétosphère résulte, présentée dans figure 1, d'une part de l'interaction entre le vent solaire et le champ magnétique interplanétaire avec le champ magnétique terrestre, et d'autre part de la circulation de courants à grande échelle à travers lesquels s'effectuent les conversions d'énergie magnéto-mécanique. Nous allons lister quelques-uns des mécanismes qui régissent cette structure.

L'**onde de choc** observée en amont de la Terre est la surface au travers de laquelle le vent solaire est décéléré et passe d'un régime supersonique à un régime subsonique avant d'être défléchi autour de la Terre le long de la **magnétopause**. L'onde de choc de la Terre est le prototype d'un *choc sans collision* dans lequel la dissipation se fait par relaxation des écarts à un état de quasi équilibre thermodynamique. La magnétopause sépare le vent solaire de la cavité magnétosphérique. Dans des plasmas où la conductivité est grande, le champ magnétique est *gelé* dans le plasma, si bien que la magnétopause est en principe une surface impénétrable et les plasmas du vent solaire et de la magnétosphère interne restent séparés. Toutefois, l'intérêt majeur de cette région concerne les processus, encore mal expliqués, qui violent la condition du champ gelé et ont pour conséquence de transférer de la matière et de l'énergie depuis le vent solaire vers la cavité magnétosphérique interne.

Entre la magnétopause et le choc se trouve la **magnétogaine**. Dans cette région le vent solaire, après être passé en régime subsonique au travers du choc, est graduellement décéléré et le plasma chauffé. La magnétogaine est en général dans un état *turbulent*. Le champ magnétique et les propriétés du plasma y montrent des fluctuations dans un large domaine de fréquences caractéristiques et d'amplitudes.

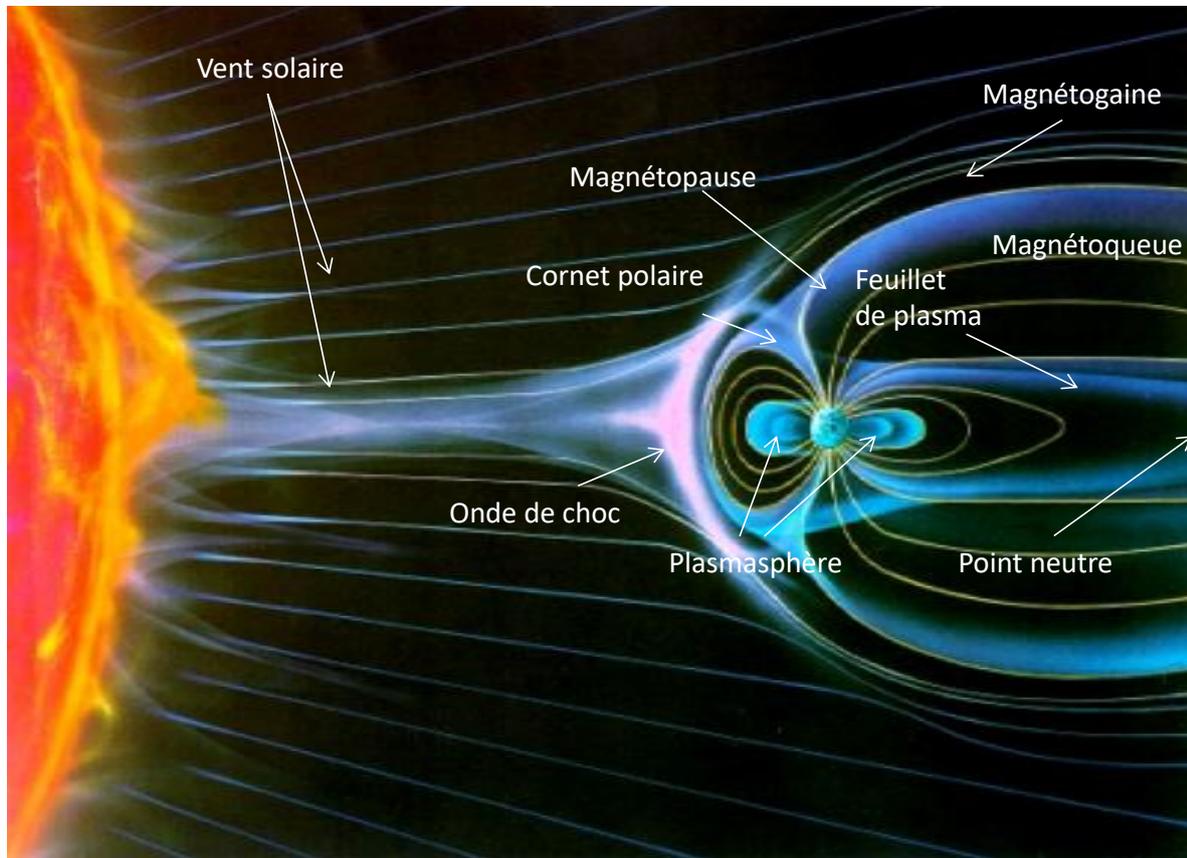


Figure1. Structure générale de la magnétosphère

Près de la Terre, le champ magnétique est proche de celui d'un dipôle, les particules ionisées se propagent le long des lignes de force du champ magnétique avec un mouvement en hélice. Il existe deux points de rebond au voisinage des pôles, appelés point miroirs, pour lesquels le gradient de champ magnétique est tel que le sens de propagation des particules s'inverse.

Les particules sont ainsi piégées dans des *tubes de force* et subissent de plus un mouvement de dérive lente autour de la Terre de sens inversé pour les électrons et les ions positifs, ce qui provoque un *courant annulaire* plus intense en zone équatoriale, entre 4 et 8 Rt. Ce phénomène joue un rôle important pour **la dynamique de la magnétosphère interne et des ceintures de radiation**.

Les orages magnétiques ont pour origine des processus actifs au niveau du Soleil, en particulier les éjections de masse coronale qui sont transportées vers la Terre par le vent

solaire. La magnétosphère terrestre répond à ces perturbations de différentes manières et sur plusieurs échelles temporelles.

Les effets des orages sont ressentis dans la magnétosphère (au niveau de l'orbite géostationnaire) et, aussi, à la surface de la Terre. C'est la raison du développement à l'échelle mondiale d'une activité de **météorologie spatiale** pour comprendre et prévoir les orages magnétiques.

Dans la région des cornets polaires, les lignes du champ magnétique peuvent guider directement les électrons et les protons originaires du vent solaire vers l'atmosphère. Les particules du feuillet de plasma de la partie antisolaire de la magnétosphère, accélérés par le champ électrique à grande échelle résultant de l'interaction du champ géomagnétique avec le vent solaire, précipitent également.

Ces particules perdent leur énergie dans des collisions avec des particules neutres et les ionisent (à la même altitude où les rayons solaires UV donnent naissance à l'ionosphère). De plus, certains constituants de l'atmosphère sont excités vers des hauts niveaux d'énergie par les particules précipitées : ceci provoque des phénomènes lumineux appelés **aurores boréales** (polaires) qui forment un ovale entourant le pôle géomagnétique et sont particulièrement intenses en périodes d'orages magnétiques.

On discerne les *aurores diffuses* qui sont dues à des précipitations de particules peu abondantes d'énergie typiquement de l'ordre de 100 eV à 1000 eV et les *aurores discrètes*, beaucoup plus lumineuses et dont l'énergie des électrons est dix fois plus forte.

L'intensification explosive des aurores discrète est la partie visible de phénomènes de grande envergure qui concernent l'ensemble de la magnétosphère. Ces reconfigurations, assez brutales et qui s'accompagnent d'une forte accélération des particules, sont les **sous-orages magnétiques**. Ils sont initiés dans la queue de la magnétosphère.

REFERENCES

[1] « *Introduction à la physique spatiale* » : <http://www.cetp.ipsl.fr/physpa.html>

[2] « *Initiation à la physique des plasmas* » : http://cdpp.cesr.fr/version-francaise/cestquoi_fr.html

Chapitre 2 : Les capteurs

R&D capteur de champ magnétique microsysteme

CONTEXTE

C'est une R&D CNES où j'ai été porteur du projet et qui a permis l'obtention d'un financement CNES. Cette action s'inscrit dans le cadre de la préparation des instruments scientifiques de demain pour la mesure du champ magnétique large bande. L'objectif est de proposer une solution microsysteme pour la mesure du champ magnétique allant de quelque Hz à 50 KHz. La solution microsysteme permettra à terme de remplacer les capteurs de type *search coil* (~400g, 20cm de diamètre), une grande miniaturisation et un encombrement très réduit. Ce travail a été fait en collaboration avec C. Cavoit ingénieur CNRS.

1. INTRODUCTION

Dans le cadre de ses recherches sur les environnements ionisés des planètes du système solaire, le LPC2E développe depuis un certain nombre d'années des capteurs électriques et magnétiques destinés à être embarqués sur des satellites ou bien des sondes interplanétaires. Bien que performants (sensibilité de quelque fT par racine de Hz en VLF-MF) et répondant parfaitement à la demande en terme de fiabilité, ils restent relativement lourds et encombrants, ce qui implique des systèmes de déploiement relativement lourd eux aussi et souvent complexes. On peut citer à titre d'exemple l'intégration d'un capteur triaxial *search coil* sur le satellite DEMETER en 2004 ainsi que sur la future mission TARANIS prévue pour 2018. Plusieurs actions de R&D ont été menées ces dernières années pour réduire l'encombrement et améliorer les performances des capteurs *search coil*, comme par exemple la diminution de la taille des barreaux magnétiques et la miniaturisation de l'électronique de réception. Toutefois, aucune amélioration majeure ne semble maintenant être possible sans une rupture technique forte. En effet, le principe de fonctionnement de ce capteur est basé sur l'induction et nous arrivons aux limites (en termes de sensibilité) que peut permettre cette technique. L'émergence de nouvelles technologies MEMS ainsi que de techniques reposant sur les couches minces et notamment la « *spintronique* », permettent d'envisager dans un avenir proche des capteurs beaucoup plus légers et moins encombrants. Dans le cadre d'une R&D dont nous avons obtenu un financement CNES, Nous avons mené pendant quelques années une étude approfondie sur les magnétorésistances géantes (GMR), dans le but de développer un capteur de quelques cm³ et pesant quelques grammes, tout en ayant des performances se rapprochant de ceux développés jusqu'ici.

2. L'INSTRUMENT SEARCH-COIL DU LPC2E

Le *search coil*, développé au LPC2E, est capteur inductif triaxial très haute performance en termes de sensibilité, de bruit et d'encombrement. Il est constitué d'un noyau droit feuilleté de très grande perméabilité (permalloy, amorphe, ou nanocristallin) entouré par un bobinage principal de plusieurs milliers de spires et par un bobinage secondaire de quelques spires. Les variations du champ magnétique dans le noyau créent une force électromotrice proportionnelle à l'intensité et à la fréquence du champ. Le bobinage secondaire, de quelques spires, agit en contre réaction pour s'opposer au flux à mesurer dans

le noyau. La contre réaction de flux est couramment mise en œuvre pour stabiliser la réponse temporelle sans dégrader le bruit de fond. Elle permet de s'affranchir des variations de perméabilité du noyau.

Comme les phénomènes étudiés dans l'espace sont très faibles (quelques pico Tesla vers 100 Hz), la sensibilité doit être aussi importante que possible dans les contraintes imposées par la mission (poids, encombrement, consommation).

Le principe de base du search coil repose sur la loi de Lenz :

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -\mu_{app} \cdot N \cdot S \cdot \frac{dB}{dt}$$

En régime harmonique :

$$e = -j\omega \cdot \mu_{app} \cdot N \cdot S \cdot B$$

où N est le nombre de spires du bobinage principal, Φ est le flux dans le noyau,

$$\mu_{app} = \frac{B_{noyau}}{B}$$

La perméabilité apparente du noyau, S la section du noyau, B le champ magnétique. La perméabilité apparente pour un noyau ellipsoïdal est donnée par Bozorth [1]. Dans le cas d'un noyau droit allongé de perméabilité relative μ_r , une bonne approximation de μ_{app} est la suivante :

$$\frac{1}{\mu_{app}} = \frac{1}{\mu_r} + \left(\frac{D}{L}\right)^2 \cdot \left[\ln\left(\frac{2 \cdot L}{D}\right) - 1 \right]$$

D est le diamètre du noyau, L la longueur du noyau. Pour des noyaux qui ont un rapport L/D < 100, la perméabilité apparente ne dépend plus de la perméabilité du matériau dès lors que celle-ci est suffisamment importante ($\mu_r > 5000$) [2][3][4]. C'est le cas des search-coils embarqués dans différentes missions spatiales (figure 1).

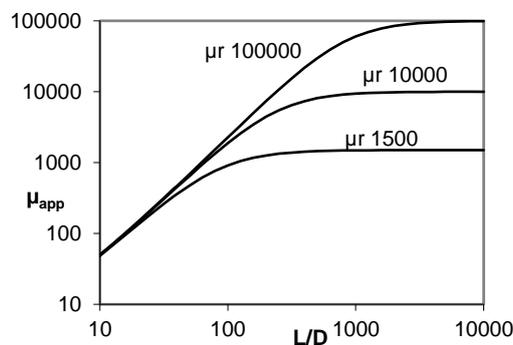


Figure 1 Perméabilité apparente d'un noyau droit

La figure 2 présente une vue éclatée d'une antenne du search-coil [5].

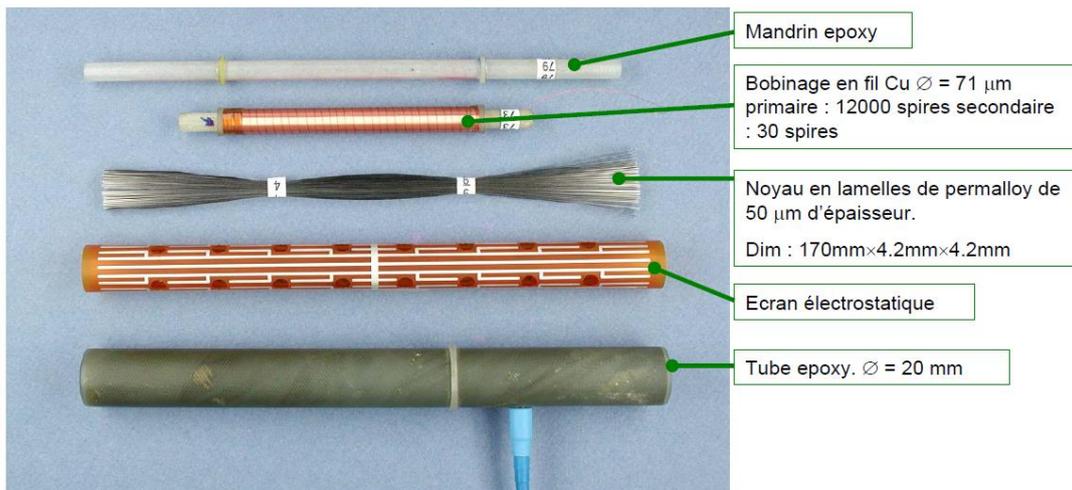


Figure 2. Vue éclatée d'une antenne de searchcoil VLF [10Hz –20kHz] de 17cm réalisée au LPCE. Masse totale de l'antenne \approx 100g.

Dans le cadre de la mission DEMETER du CNES, nous résumons dans les tableaux 1 et 2 les principales caractéristiques du search-coil embraqué. La figure 3 montre une vue du search coil triaxial, de son préamplificateur développé en technologie 3D, la courbe de bruit du capteur ainsi que son sa réponse fréquentielle [5].

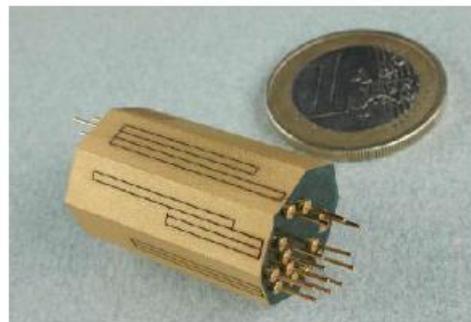
Paramètres search coil DEMETER	Valeur	Search coil DEMETER	Calcul	Mesure
Longueur du noyau	170 mm	$\mu_{\text{app}} (L/d = 36)$	380	
Section du noyau	4.2 x 4.2 mm ²	Inductance primaire	10	15.5 H
Perméabilité initiale	12000	Inductance secondaire		98 μH
Nb de spires primaire	12000	Mutuelle inductance		38.3 mH
Nb spires secondaire	32	Gain bobine $\mu\text{V}/\text{Hz}/\text{nT}$	0.51	0.69
Longueur bobinée	68 mm	F coupure basse *	356 Hz	400 Hz
Résistance ohmique	1360 Ω	F coupure haute *	27.6 kHz	13.3 kHz
Résistance de contre réaction de flux	27400 Ω	Gain plateau dBV/nT*	-21.7	-20.4 à 2500 Hz
Gain préamplificateur	320			

Tableau 1. Caractéristiques générales

Tableau 2. Caractéristiques techniques



(a)



(b)

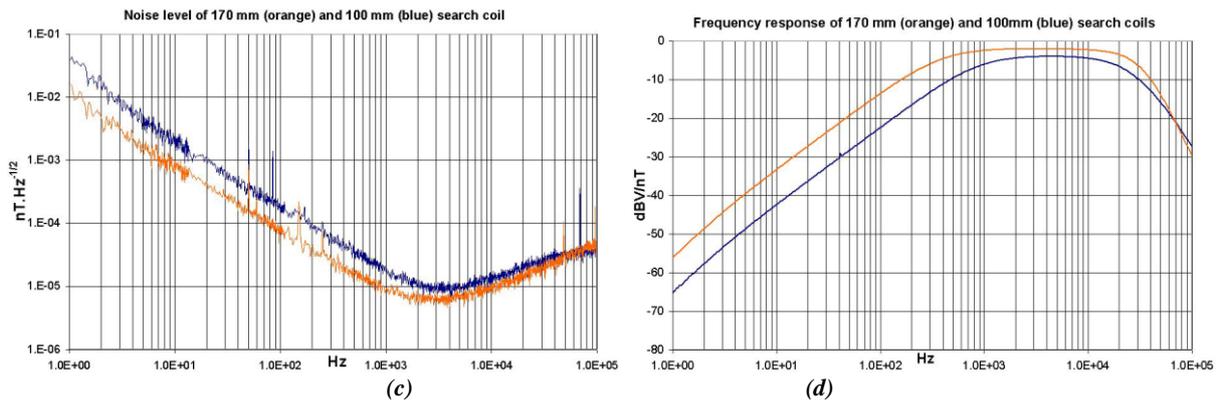


Figure 3. (a) vue du search coil triaxial, (b) préamplificateur développé en technologie 3D, (c) courbe de bruit du capteur, (d) réponse fréquentielle

3. POURQUOI LES MAGNETORESISTANCES ?

Comme nous venons de le voir dans le paragraphe précédent, les capteurs du type search-coil sont du type inductif. Ce type de capteurs sont connus depuis bien longtemps et ont été largement optimisé au LPC2E. On arrive alors à leurs limites technologiques. De nous nouveaux développements dans les capteurs magnétiques, nous semblent alors quasi-impossible sans une rupture technologique.

A l'ère de la miniaturisation des composants microélectroniques et à la découverte de l'effet « magnéto restif » par *Albert Fert*, il est intéressant de se pencher sur les magnétorésistances. En effet, ce type de composant est robuste et les avancées de la recherche scientifique dans ce domaine sont en perpétuelles évolution ce qui ouvre la voie à une probable application dans le domaine spatiale.

Pour commencer ce paragraphe, nous allons donner des définitions et des notions théoriques sur les magnétorésistances anisotropiques puis les magnétorésistances géantes.

Magnétorésistance anisotropique (AMR)

Les capteurs magnétorésistifs existent surtout en couche mince. Ils présentent une forte sensibilité pour les faibles valeurs d'induction et une faible consommation d'énergie. Le maximum de variation de résistance est de l'ordre de 3 à 4%. Ces capteurs peuvent être produits en grande quantité à des prix très faibles.

Ces capteurs sont fabriqués à partir de couche ferromagnétique (par exemple du permalloy) qui présente une anisotropie magnétique obtenue par l'exposition à un champ magnétique fort pendant la formation du cristal. Cette exposition à un champ magnétique, le type de réseau cristallin et la géométrie détermine la direction de facile aimantation [6].

La variation de la résistance est reliée à l'angle θ entre la magnétisation M du matériau, et la direction de facile aimantation comme indiqué sur la figure 4. ϕ est défini entre la magnétisation M et le courant I .

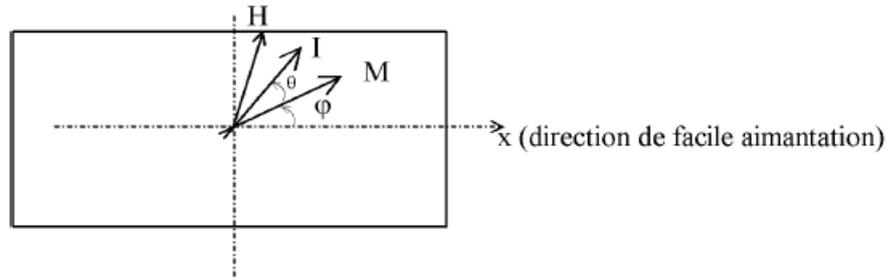


Figure 4. Géométrie d'un capteur magnétorésistif anisotropique avec la direction du courant, la magnétisation M et la direction du courant I

L'application d'une excitation magnétique H dans le plan entraîne une rotation de l'aimantation M. Supposons que le champ H soit appliqué suivant y et $H_x = 0$. La relation entre φ et H_y est :

$$\sin \varphi = \frac{H_y}{H_0}$$

La relation liant R à H est :

$$R(H) = R_{\perp} + \Delta R_{\max} \cdot \cos^2 \theta$$

R_{\perp} est la résistance quand M est \perp à I.

Dans la suite, nous étudions deux cas particuliers : le courant est appliqué suivant une direction parallèle à direction de facile aimantation, ou le courant fait un angle de 45° avec la direction de facile aimantation. Ce dernier cas permet d'obtenir une courbe $R(H)$ assez linéaire [6].

Courant suivant la direction de facile aimantation

$$\theta = -\varphi. \text{ Donc, } \cos \theta = \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_0}\right)^2} \text{ pour } H_y < H_0$$

Et la variation de résistance est donnée par :

$$\Delta R(H) = \Delta R_{\max} \cdot \left(1 - \left(\frac{H_y}{H_0}\right)^2\right)$$

La variation de résistance en fonction de H_y n'est pas linéaire. Les inconvénients de ce type de capteur sont : une mauvaise linéarité, une sensibilité très faible près de l'origine et une impossibilité de déterminer le sens de la variation de R en fonction de H_y .

Courant incliné de 45°

L'angle d'orientation entre la direction de facile aimantation et la direction du courant est de 45° . $\theta = 45 - \varphi$.

$$\cos(45 - \varphi) = \frac{\sqrt{2}}{2} (\cos \varphi + \sin \varphi) \text{ et } \cos \varphi = \sqrt{1 - \sin^2 \varphi}$$

$$\cos \theta = \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{H_y}{H_0} + \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_0} \right)^2} \right)$$

$$R(H) = R_{\perp} + \frac{\Delta R_{\max}}{2} \left(1 + 2 \frac{H_y}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_0} \right)^2} \right).$$

La variation de résistance est donc donnée par la relation :

$$\Delta R(H) = \Delta R_{\max} \left(\frac{1}{2} \pm \frac{H_y}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_0} \right)^2} \right).$$

Pour des variations faibles de H_y par rapport à H_0 , la variation de résistance est linéaire. Pour réaliser l'inclinaison du courant, il est utilisé une géométrie dite « *Barber Pole* » représentée sur la figure 5. Avec ce type de géométrie, les couches de matériau magnétorésistif alternent avec des couches d'un matériau à forte conductivité comme l'aluminium. Le courant est ainsi forcé de circuler perpendiculairement à la direction des couches d'aluminium, soit à 45° avec l'horizontale [6].

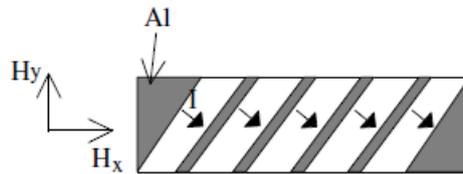


Figure 5. Constitution de la structure dite « *Barber Pole* »

L'augmentation de la résistivité consécutive à la rotation des lignes de courant, se trouve limitée par les couches d'aluminium. Nous avons placé sur la figure 6 la variation de résistance en fonction de l'induction magnétique pour un matériau magnétorésistif et une géométrie utilisant la technique « *Barber Pole* ». La variation de résistance est donnée par la relation : R_0 étant la résistance en l'absence de champ, et ΔR la variation de résistance fonction des caractéristiques du matériau [6].

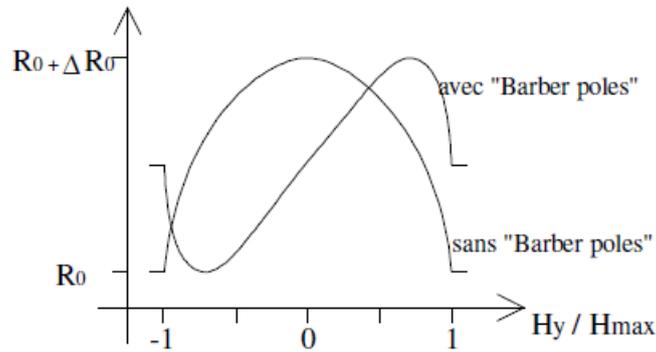


Figure 6. Caractéristiques des capteurs magnétiques. La structure « Barber Pole » autorise une plus grande linéarité autour de zéro

Pour réaliser un capteur magnétorésistif, plusieurs résistances variables en fonction de l'induction magnétique sont assemblées pour constituer un pont de Wheatstone. L'orientation des couches en aluminium est alternée entre 45° et -45° par rapport à l'horizontale. Le pont permet d'avoir une tension nulle au repos, et il permet en alternant le sens des barber pole d'augmenter la linéarité. Cette structure est représentée sur la figure 7.

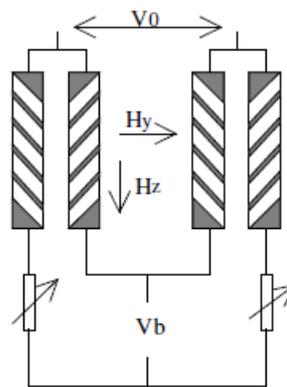


Figure 7. Pont de Wheatstone de capteur magnétorésistifs. V_0 est la tension de polarisation et V_b la tension de sortie. Les deux résistances variables sont ajustées pour assurer l'équilibrage du pont

La tension de sortie du pont de Wheatstone de la figure 7 est donnée par la relation suivante :

$$V_b = V_0 \frac{\Delta R}{R_0} \frac{H_y}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_0}\right)^2}$$

En pratique lorsque l'on recherche des capteurs d'induction magnétique linéaires, ce sont surtout les générateurs de Hall qui sont utilisés, certainement en raison de leur linéarité plus grande. D'autre part, la plupart des capteurs magnétorésistifs disponibles, sont sensibles aux champs magnétiques dirigés suivant la plaquette, et non perpendiculairement à la face sensible comme les générateurs de Hall [6].

Réalisation des capteurs magnétorésistifs

Plusieurs techniques sont utilisées pour réaliser les capteurs magnétorésistifs. Philips utilise une technique de photolithographie à partir de permalloy ($\text{Ni}_{18}\text{Fe}_{19}$). Ce matériau

magnétique est évaporé et oxydé sur un support en silicium. Les techniques « Barber pôles » sont employées pour linéariser la caractéristique de la tension en fonction de l'induction magnétique (figure 8) [6].

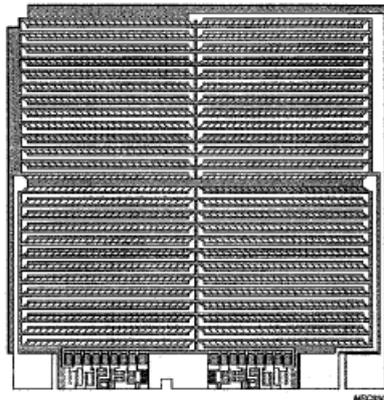


Figure 8. Réalisation d'un capteur magnétorésistif. On distingue les zones sensibles connectées les unes aux autres en série

Siemens emploie de l'antimoine d'indium (InSb) ou de l'antimoine de nickel (NiSb) pour réaliser le barreau de semi-conducteur. L'antimoine de nickel est solidifié en forme d'aiguille dans l'antimoine d'indium et ces aiguilles sont arrangées parallèlement à la longueur de la barre. Les aiguilles se comportent comme des courts-circuits et constituent donc des directions privilégiées de passage du courant. En présence d'induction magnétique les lignes de courant sont déviées et le courant ne passe plus au travers des aiguilles. Il s'ensuit que la résistance varie en fonction de l'induction magnétique en étant assez linéaire, figure 9.

Le tableau 2 donne un comparatif des capteurs magnétorésistifs [6].

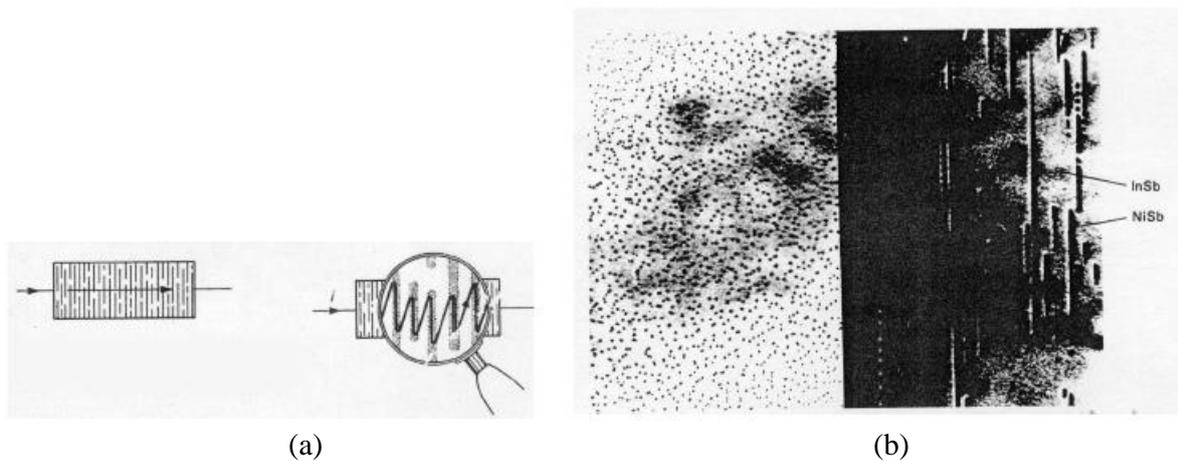


Figure 9. (a) Déplacement du courant en présence ou en absence de B. (b) Gros plan sur la technologie Siemens

Référence	Plage d'utilisation (T)	Sensibilité S en mV.mT ⁻¹ pour 5 V d'alimentation	$\frac{\partial S}{\partial \theta}$ par degré à I constant	Résistance du pont
KMZ10A Philips	-0.625 mT à +0.625 mT	64	-0.15 %. ^o C ⁻¹	1.3 K Ω
KMZ10C Philips	-3.75 mT à +3.75 mT	6	-0.15 %. ^o C ⁻¹	1.7 K Ω

Tableau 2. Comparatif des capteurs magnétorésistifs

Magnétorésistance géante

Comme nous l'avons vu pour la magnétorésistance, un champ magnétique modifie la trajectoire d'un électron en mouvement et il y a modification de la résistance du matériau en fonction du champ magnétique. Pour la plupart des métaux, cet effet est très faible. En 1988, *Baibich* a mesuré une variation de la résistance de 50 % quand il appliquait un champ magnétique sur des films multicouches d'épaisseurs très faibles de quelques dizaines d'Angström d'épaisseur. Cette énorme variation de la résistance fut appelée magnétorésistance géante (GMR).

L'effet de magnétorésistance géante apparaît lorsqu'un sandwich de couche ferromagnétique et de couches de matériaux non magnétiques (FeCr, FeNiAg, FeNiCu avec des épaisseurs par exemple de Fe = 30 Å et Cr = 9 Å) est soumis à un champ magnétique extérieur. L'épaisseur des différentes couches doit être beaucoup plus faible que le libre parcours moyen (longueur moyenne entre deux collisions) dans le multicouche.

L'effet de magnétorésistance géante fut découvert avec un multicouche de fer et de chrome. Dans ce cas, en l'absence de champ magnétique le couplage anti-ferromagnétique entre les couches de fer au travers des couches de chrome maintient les couches successives de fer dans une orientation antiparallèle. La magnétisation de chaque couche est orientée alternativement dans un sens et dans l'autre comme on peut le voir sur figure 7. Quand on applique un champ magnétique extérieur, les interactions entre les différentes couches s'estompent et les couches de fer se magnétisent dans la direction imposée par le champ magnétique extérieur. La résistance de passage du courant transversalement aux couches est plus faible quand les couches sont magnétisées dans le même sens que le moment magnétique extérieur, que dans le cas où la magnétisation est orientée alternativement dans un sens et dans l'autre. La magnétorésistance découle de cet effet.

La résistance d'un courant électrique dans un métal dépend du processus de diffusion et du nombre de collisions que subissent les porteurs de charges dans le métal. Si le processus de diffusion est fort, le libre parcours moyen entre deux collisions est faible et la résistance importante. Inversement, si le processus de diffusion est faible, le libre parcours moyen entre deux collisions est grand et par conséquent la résistance faible. L'existence de la magnétorésistance géante rend le processus de diffusion plus important pour des électrons ayant une orientation dans un sens que dans l'autre.

Nous considérons que les électrons de passage du courant ont un spin de type parallèle ou antiparallèle par rapport au vecteur de magnétisation. D'autre part, nous supposons que l'orientation du spin par rapport à la magnétisation extérieure fait varier la diffusion des

électrons et par conséquent la résistance du multicouche. Ainsi, lorsque le spin de l'électron est orienté dans le sens antiparallèle au moment magnétique extérieur, la diffusion des électrons est très importante et il s'ensuit une résistance élevée du multicouche. Par contre, si le spin et le moment magnétique sont parallèle, le libre parcours moyen est grand et la résistance à l'état passant faible.

Sur la figure 10 nous présentons deux multicouches (FeCr) avec en figure 10(a) l'application d'une induction faible, et sur la figure 10(b) une induction de l'ordre du Tesla. Le moment magnétique des couches magnétiques successives sont antiparallèles sur la figure 10(a) et parallèle sur la figure 10(b). Sur la figure 10(a), un électron favorisé (qui a un spin orienté dans le même sens que le vecteur magnétisation de la couche) diffuse sans collision jusqu'à une couche où il se trouve défavorisé. Au contraire, sur la figure 10(b), les électrons favorisés sortent sans encombre du multicouches. Sur la figure 10(a) aucuns des électrons ne sort librement, tandis que sur la figure 10(b), la moitié des électrons sort librement. La résistance du multicouches de la figure 10(a) est donc beaucoup plus grande que celle de la figure 10(b). On constate donc une diminution de la résistance avec l'augmentation de la valeur de l'induction [6].

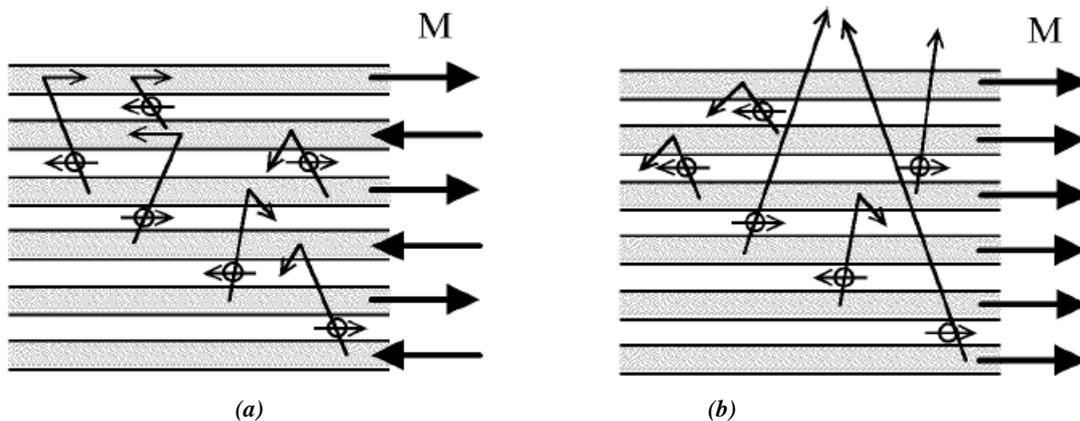


Figure 10. Schéma de la conduction dans un multicouche montrant la résistance plus ou moins importante suivant l'orientation de la magnétisation de la couche par rapport à l'orientation du spin de l'électron

Réalisation des capteurs magnétorésistifs géants

La conversion de la variation de résistance en la variation de tension en fonction du champ magnétique passe par la disposition de résistance sensible à l'effet de magnétorésistance en pont de Weastone. En général deux résistances sont alors blindées par une couche magnétique comme on peut le voir sur la figure 11. Il est aussi déposé un concentrateur de flux pour augmenter la sensibilité dans une direction.

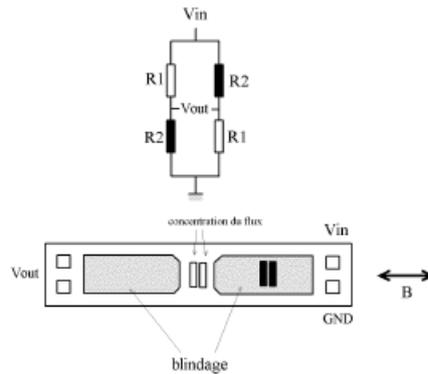


Figure 11. Principe et réalisation d'un capteur de champ magnétique de chez NVE

4. LE MICROSYSTEME GMR

La conception du microsysteme à suivie trois étapes majeurs : une étude bibliographique permettant de faire l'état de l'art des circuits magnétorésistances disponibles sur le marché, des tests permettant de comparer les puces GMRs choisies et enfin, le design et le test du microsysteme après fabrication.

Etape 1 : étude bibliographique

La première étape des travaux a consisté à faire une étude bibliographique afin de comparer les différents capteurs miniaturisés disponible alors sur le marché. La figure 12 montre la sensibilité de différents capteurs magnétiques en fonction de la fréquence. Une première conclusion prédictible est que les capteurs AMR sont moins sensibles au champ magnétique comparés aux capteurs à GMR. En effet, comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, les GMR sont en quelque sorte des AMR avec un effet magnéto résistif démultiplié. La deuxième remarque concerne la comparaison entre des capteurs GMR de différents fabricants. Comme nous pouvons le voir sur la figure 12, les capteurs GMR de chez NVE AAH002 ont une sensibilité plus importante vers les hautes fréquences. De ces constats, nous avons décidé de construire notre microsysteme en utilisant les GMR de chez NVE.

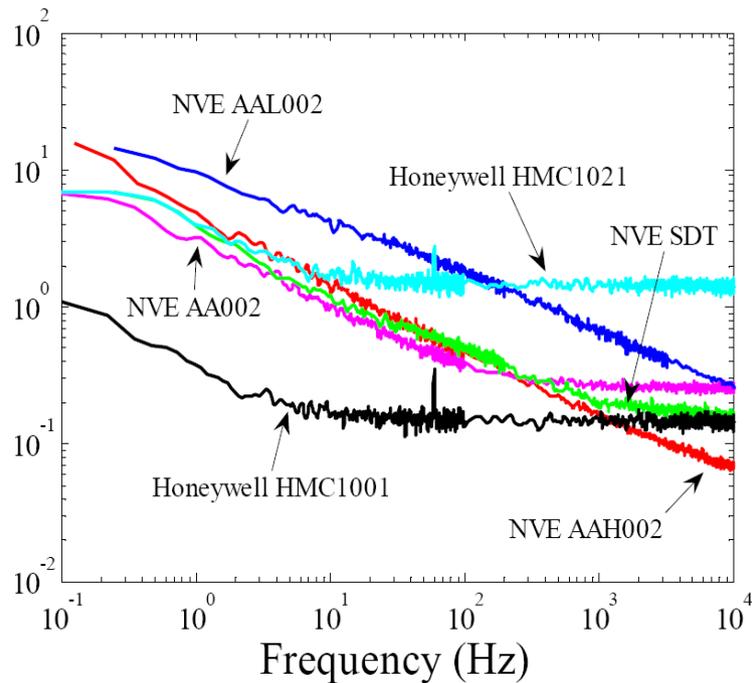


Figure 12. Detection thresholds based on sensitivity and sensor noise as a function of frequency for several commercially available magnetoresistive sensors. The Honeywell sensors are based on the AMR effect. The NVE AA series sensors use GMR technology. The performance of a prototype SDT sensor is also shown.

Etape 2 : Comparaison des puces GMR

Lors de la deuxième étape des travaux, nous avons sélectionné chez NVE trois puces GMR (AA002, AAH002 et AAL002), parmi les plus sensibles au champ magnétique, et avons comparé leurs performances en termes réponse au champ magnétique et bruit. Les capteurs GMR disponibles chez NVE, figure 13, sont sous la forme d'un pont de Wheatston avec 4 GMR et deux concentrateurs de champ. Les concentrateurs amplifient le champ magnétique sur deux GMR tandis que les deux autres sont « transparentes » par rapport au champ

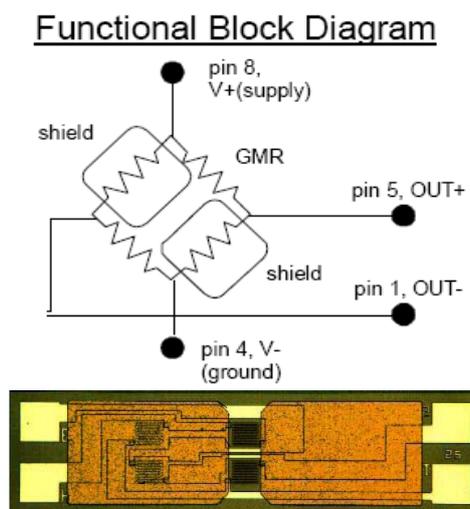


Figure 13. GMR in die form 0,5 x 3,4 mm

La figure 14 montre la réponse en hystérésis ainsi que bruit en fonction de la fréquence. Bien que sur le catalogue NVE, le circuit AAH002 est décrit comme celui ayant la meilleure sensibilité au champ magnétique, nos résultats montrent que la réponse en hystérésis au champ magnétique est moins satisfaisante car plus « plate » et un bruit en haute fréquence plus important. Ainsi, nous avons choisi d'utiliser les puces AA002 pour construire notre microsytème.

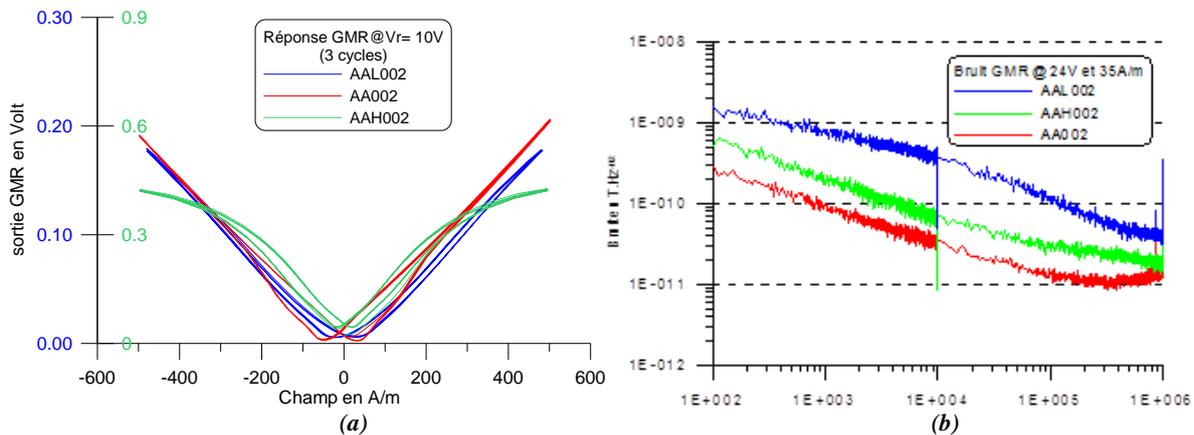


Figure 14: (a) GMR hysteresis, (b) GMR noise

Etape 3: conception du microsytème et résultats

Le microsytème est constitué de deux concentrateurs de champ magnétique en forme de U, deux puces GMR pour un fonctionnement en différentiel, Quatre solénoïdes pour la détection synchrone et pour l'excitation des GMR, d'une électronique de détection synchrone et l'amplification, figure 15. Pour bénéficier d'un bruit minimal des GMRs (voir figure 14 b), les puces sont excitées à 100 kHz. La détection synchrone permet alors d'extraire le signal utile autour de 1 kHz. Le montage a été validé par des simulations sous Maxwell 3D.

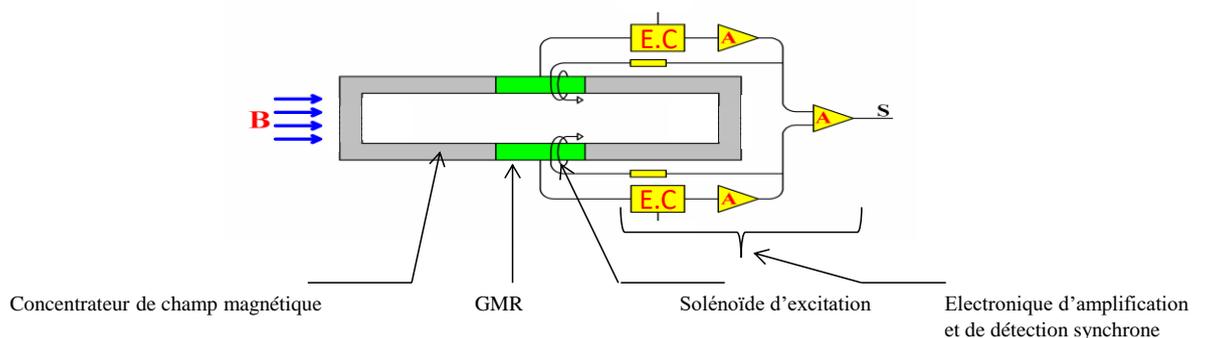


Figure 15. Schéma de principe du microsytème

La figure 16 montre une vue d'artiste du microsytème ainsi que les résultats de test après fabrication.

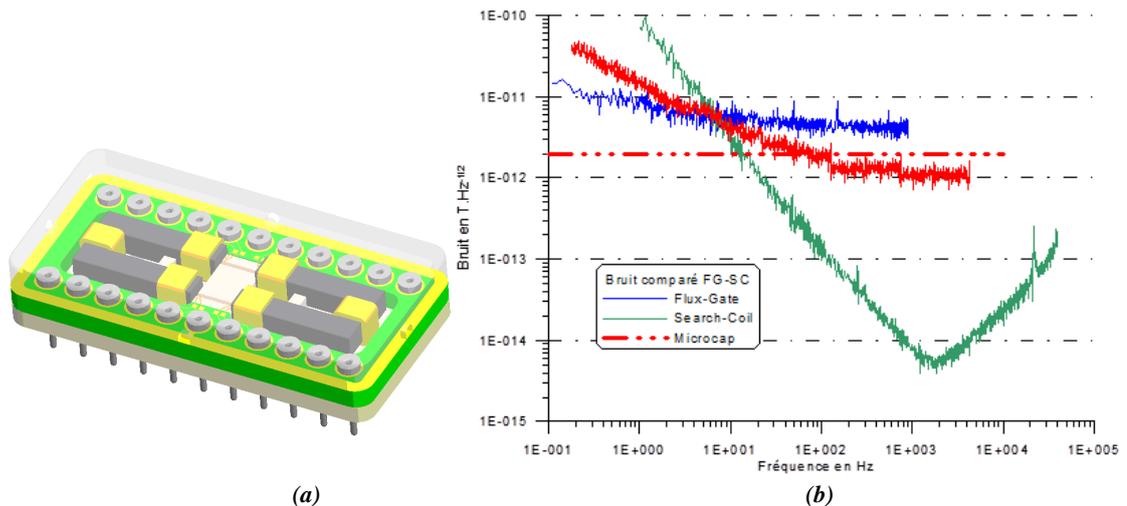


Figure 16. (a) Magnetic microsystem 3x2 cm, (b) Noise response of Flux gate, search coil and GMR microsystem

Les résultats de mesure ont montré:

- Bien que l'excitation des GMR permet un fonctionnement à des fréquences élevées, le bruit reste important. L'origine de ce bruit est mal définie. Nous pensons, qu'au moins pour une partie, qu'il s'agit de la contribution des concentrateurs de champ qui sont directement intégrés dans les puces GMR (note: les composants GMR ont déjà leurs concentrateur de champ. Ne pas confondre avec celui que nous avons disposé dans notre magnétomètre)
- Le montage en différentiel des GMR se base sur le fait que celle-ci ont une réponse quasi identique. Toutefois, les tests ont montré que celle-ci n'ont pas les mêmes caractéristiques: déviations dans le temps, réponses différentes lors de la mise sous tension, dérive en température,... Là aussi, l'origine est mal définie. Nous pensons que cela provient du process de fabrication de chez NVE.
- Pour ces raisons, nous avons choisi d'explorer une autre piste: l'utilisation de composants à jonction tunnel.

5. CONCLUSION

Dans le cadre d'une R&T dont nous avons obtenu un financement CNES, Nous avons mené pendant quelques années une étude approfondie sur les magnétorésistances géantes (GMR), dans le but de développer un capteur de quelques cm^3 et pesant quelques grammes, tout en ayant des performances se rapprochant de ceux développés jusqu'ici. Bien que les résultats obtenus ont été encourageants (taille, poids et encombrement) nous n'avons pas réussi à atteindre les performances, en terme de sensibilité et de bruit, semblables au search-coil.

Ce travail a depuis été repris, et actuellement sous la responsabilité, de C. Cavoit ingénieur au LPC2E qui a continué les développements en utilisant cette fois ci un capteur à effet tunnel de type SDT (*spin dependent tunneling*). Ces développements ont abouti au projet MAROT.

REFERENCES

- [1] R. M Bozorth « *Ferromagnetism* » pp. 845-849, Van Nostrand, Princeton, 1951
- [2] G. Clerc, D. Gilbert « *La contre-réaction de flux appliquée aux bobines à noyau magnétique utilisées pour l'enregistrement des variations rapides du champ magnétique* », Ann. Géophys., 20, 499-502, 1964
- [3] G. Clerc, « *Contribution à l'optimisation des capteurs à induction destinés à la mesure des variations du champ magnétique terrestre (10^{-3} à 10^4 Hz)* », Thèse, Physique, Paris, France, 1971
- [4] D.A. Gurnett “*Principles of space plasma wave instrument design*”, in Measurement techniques in space plasmas : fields, edited by Pfaff R.F., J.E. Borovsky and D.T. Young, Ed., American Geophysical Union, USA,1998, pp.121-136
- [5] H.C. Séran, P. Ferreau « *Capteur de champ magnétique très basse fréquence: principe et réalisation* » Conférence Capteurs, Bourge 2005
- [6] P. Poulichet “*Etude des capteurs magnétiques*”, <http://www.incertitudes.fr/robot/capteurs-magnetique.pdf>

R&D Amélioration de la réponse d'un capteur piézoélectrique céramique

CONTEXTE

C'est une action qui s'est déroulée en amont de la *R&D capteur de champ électrique pour applications spatiales* présentée dans le paragraphe suivant. En effet, lors de la prospection des nouvelles technologies et capteurs pouvant nous permettre le développement d'un capteur de champ électrique miniaturisé, nous nous sommes alors intéressés aux capteurs piézoélectriques. Bien que la solution piézoélectrique n'ait pas été retenue pour le développement de notre capteur, nous avons néanmoins développé une méthode de polarisation qui permet d'améliorer la réponse électrique des capteurs piézoélectriques lorsqu'ils sont soumis à une excitation mécanique.

En effet, la récupération de l'énergie mécanique de vibration issue de l'environnement pour la convertir en énergie électrique est la clé pour développer des systèmes de capteurs autonomes. Pour faire cette étude, nous avons créé un modèle paramétrique FEM de capteur piézoélectrique. Ce modèle, développé sous environnement *Comsol*, a permis de valider notre concept de polarisation. Le concept a été validé expérimentalement sur banc de test laser. La polarisation a ainsi permis d'améliorer la réponse des capteurs piézoélectriques, dans notre cas il s'agissait d'un capteur sous forme de lamelles céramiques, d'un facteur de 18% tout en réduisant le risque de destruction des lamelles. Ce travail a donné lieu à deux publications [YK-4][YK-5].

1. INTRODUCTION

Jusqu'au début du XXème siècle, la seule méthode connue pour produire de l'électricité consistait à utiliser des transformateurs électromagnétiques. La première démonstration de l'effet piézoélectrique direct est due à Pierre et Jacques Curie en 1880. Combinant leurs connaissances de la pyroélectricité et de la structure cristalline, ils prédisent et vérifient l'existence de la piézoélectricité sur des cristaux de quartz, de tourmaline, de topaze, de sucre et de sel de Rochelle. L'existence de l'effet inverse sera prédite l'année suivante par Gabriel Lippmann sur la base de calculs thermodynamiques, et immédiatement vérifiée par les Curie. C'est également en 1881 que Wilhelm Hankel suggère l'utilisation du terme *piézoélectricité* du grec « piezin » signifiant *presser, appuyer*.

De nos jours, la recherche a montré que les convertisseurs piézoélectrique peuvent rivaliser avec les transformateurs électromagnétiques traditionnels tant sur l'efficacité que sur la densité de puissance produite [1-4].

Dans le cas d'un barreau piézoélectrique sous forme de poutre, les effets piézoélectriques direct et inverse sont décrits par un couple d'équations constitutives stress-charge (1) et déformation-charge (2) [5]. Les symboles sont expliqués dans le tableau 1.

Equations 1: stress-charge

$$\begin{aligned} T &= c_E \cdot S - e^T \cdot E \\ D &= e \cdot S + \epsilon_S \cdot E \end{aligned}$$

Equations 2: deformation-charge

$$S = S_E \cdot T + d^T \cdot E$$

$$D = dT + \epsilon_T \cdot E$$

T	Stress
C _E	Elasticity matrix (rank 4 tensor)
S	Strain
E	Electric field
e	Coupling matrix (rank 3 tensor)
D	Electric displacement
ε	Permittivity matrix (rank 2 tensor)

Tableau 1. Symboles des équations constitutives

2. POURQUOI POLARISEE UNE CERAMIQUE PIEZOELECTRIQUE ?

Un certain nombre de cristaux présentent un comportement piézoélectrique, nous pouvons citer le quartz, la tourmaline, le sel de Seignette, le sucre etc. Ce comportement apparaît dans les cristaux présentant une structure cristallographique asymétrique et des connexions ioniques. La figure 1 représente une vue de la structure du quartz. Si un effort est appliqué, des contraintes mécaniques apparaissent dans le matériau ce qui induit une distorsion de la structure cristallographique et ainsi un mouvement relatif des charges des ions. Ce mouvement correspond à une polarisation électrique dans le matériau.

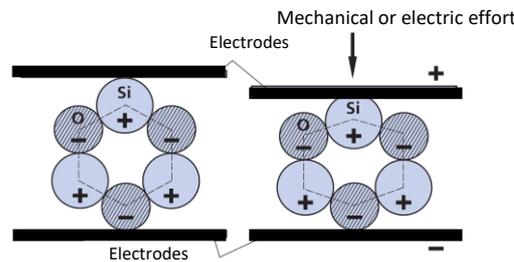


Figure 1. Vue en coupe d'un cristal de quartz sous l'effet d'un effort mécanique

Contrairement aux cristaux qui ont une structure cristallographique fixe, les piezoélectriques céramiques ont une structure qui peut varier.

Les PZT (Lead-Zirconate-Titanate) qui possèdent des propriétés piézoélectriques excellentes constituent la plus importante famille de matériaux piézoélectriques céramiques utilisés en industrie. Les PZT sont généralement formés par des cristaux de Plomb-Zirconate $Pb^{2+}Zr^{4+}O_3^{2-}$ et par Plomb-Titanate $Pb^{2+}Ti^{4+}O_3^{2-}$, dans des proportions égales [6]. Le Titanate de Baryum $Ba^{2+}Ti^{4+}O_3^{2-}$ est un autre matériau piézoélectrique céramique qui possède la même structure cristallographique que les PZT.

La structure d'un matériau PZT est représentée dans la figure 2(a). Sous l'influence d'une polarisation électrique verticale, nous observons un étirement dans l'axe de polarisation et une contraction dans la direction orthogonale, figure 2 (b). D'autre part, si on applique un champ orthogonal, nous obtenons alors une distorsion du matériau figure 2(c).

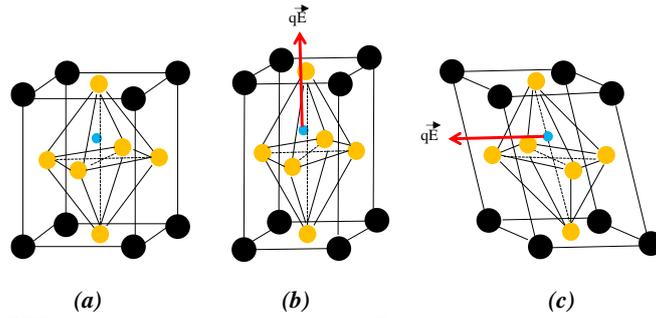


Figure 2. (a) Structure de PZT sans champ électrique. (b) Distorsion de la structure avec un champ vertical. (c) Distorsion de la structure avec un champ orthogonal.

De par leur structure, les PZT céramiques offrent d'excellentes propriétés comme une grande sensibilité, une facilité de fabrication ainsi qu'un polissage aisé dans toutes les directions, ce qui permet qu'ils soient utilisés dans une large gamme d'application. Toutefois, leurs paramètres piézoélectriques sont sensibles à la température, dérivés dans le temps ainsi qu'une grande fragilité de la céramique au stress et déformation mécanique [7].

Pour augmenter la conversion mécanique/électrique, une polarisation maîtrisée permet d'obtenir une déformation géométrique initiale qui se rajoute à la déformation mécanique externe. Le résultat est une amélioration de la conversion mécanique/électrique sans risque de destruction mécanique de la céramique.

3. MODELISATION ET SIMULATION FEM

La modélisation et la simulation ont été réalisées avec le logiciel Comsol. Pour ce faire, nous avons développé un modèle de poutre en utilisant le mode piézoélectrique du logiciel. Ce modèle a permis de simuler le comportement mécanique/électrique du convertisseur lorsqu'une accélération sinusoïdale, de $0.9m.s^{-2}$ et 50 Hz, est appliquée selon l'axe verticale (Z-axis) tandis que la polarisation électrique est le long de l'axe-y.

Nous avons alors appliqué respectivement une polarisation sinusoïdale de 10V et 50 Hz puis dans un deuxième temps, une polarisation DC de 10V. Les paramètres du matériau piézoélectrique sont dérivés du Ferroperm PZ26 [8] et la géométrie retenue est décrite dans [9]. L'épaisseur du modèle est fixée à $200\mu m$.

Les figures 3 (a et b) comparent la tension de sortie, en circuit ouvert, lorsque l'accélération seule est appliquée avec les deux modes de polarisation. Dans les deux cas, la polarisation permet une augmentation de l'amplitude de la tension de sortie. Toutefois, la polarisation DC permet une augmentation plus importante que celle obtenue avec la polarisation sinusoïdale. En effet, celle-ci atteint 10^{-3} V comme le montre la figure 3 (b).

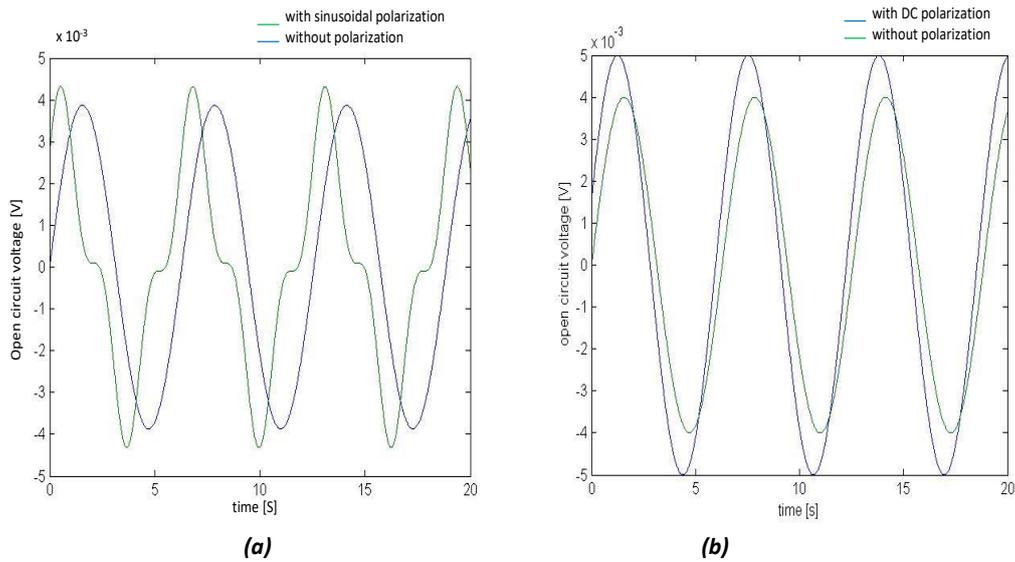


Figure 3. Comparaison de la tension de sortie. (a) avec une polarisation sinusoïdale. (b) avec une polarisation DC

4 VALIDATION EXPERIMENTALE

La validation expérimentale est réalisée en utilisant un banc de test composé de laser, lentilles, réflecteur, cellule photo réceptrice et un système PZT comme le montre la figure 4. Le système PZT est composé : PZT céramique avec 280 lamelles de $60 \mu\text{m}$ d'épaisseur chacune, un circuit électronique de polarisation et un actuateur pour appliquer une excitation mécanique. La cellule photo réceptrice permet de mesurer le déplacement des PZT tandis que la tension est mesurée, à travers un circuit électronique, sur oscilloscope.

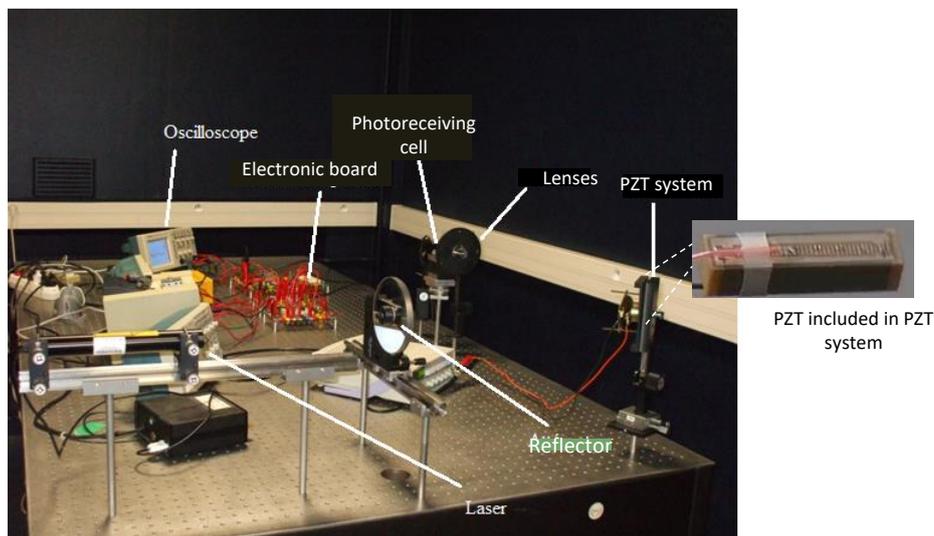


Figure 4. Banc de test laser

Les tests ont été effectués uniquement pour une polarisation DC des PZT. En effet, la simulation FEM, présentée dans le paragraphe précédent, avait montré qu'une polarisation sinusoïdale présentait des performances moindre.

La figure 5 montre des résultats expérimentaux en concordance avec la simulation FEM. En effet, l'amplitude de la tension obtenue avec polarisation est supérieure en à celle obtenue uniquement avec l'excitation mécanique, ce qui montre une amélioration de la conversion mécanique/électrique. Sans polarisation, pour atteindre la même amplitude de tension, nous devons augmenter l'excitation mécanique appliqué au PZT à travers l'actuateur de 18%. Toutefois, l'augmentation du stress mécanique accroît aussi le risque de destruction des micro-lamelles PZT céramique.

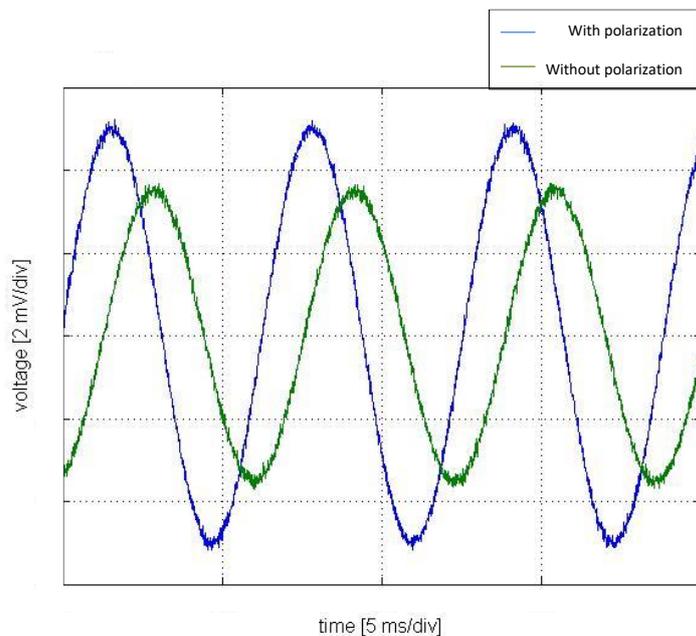


Figure 5. Résultats expérimentaux

5 CONCLUSION

Dans cette partie, nous avons montré qu'une pré-polarisation peut être utilisée pour accroître la conversion mécanique/électrique des PZT céramique tout en réduisant les risques de destruction mécanique. Les résultats expérimentaux ont montré une augmentation de la réponse électrique de 18%. Cette solution permet de conforter l'utilisation des PZT céramique comme capteur mécanique, cellule de polarisation et convertisseur mécanique/électrique.

REFERENCES

- [1] T. Bove, W. Wolny, E. Ringgaard, and K. Breboel, "New type of piezoelectric transformer with very high power density", in Applications of Ferroelectrics, 2000, pp. 321-324 vol. 1
- [2] A. M. Flynn and S. R. Sanders, "Fundamental limits on energy transfer and circuit considerations for piezoelectric transformers" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, pp. 8-14, 2002.
- [3] W. Shao, L. Chen, C. Pan, Y. Liu, and Z. Feng, "Power density of piezoelectric transformers improved using a contact heat transfer structure" IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 59, pp. 73-81, 2012.

- [4] E. Horsley, M. Foster, and D. Stone, "State-of-the-art piezoelectric transformer technology," in EPE, 2007, pp. 1-10.
- [5] T. Andersen, M. A. E. Andersen, O. C. Thomsen "Simulation of Piezoelectric Transformers with COMSOL", Proceedings of the 2012 COMSOL Conference in Milan.
- [6] A. H. Carim, B. A. Tuttle, D. H. Doughty, S. L. Martinez, "Microstructure of Solution-Processed Lead Zirconate Titanate (PZT) Thin Films" Journal of the American Ceramic Society, 1991.
- [7] Y. Kebbati, H. Souffi, M. Pyee, "Energy Harvesting Enhancement of a Piezoelectric Converter", International Journal of Engineering and Applied Sciences, Volume 2, Issue 9, 2015.
- [8] Ferroperm. Available: <http://www.ferroperm-piezo.com>
- [9] M. Guizzetti, V. Ferrari, D. Marioli, and T. Zawada, "Thickness Optimization of a Piezoelectric Converter for Energy Harvesting" Proceedings of the 2009 COMSOL Conference in Milan.

R&D Capteur de champ électrique pour applications spatiales

CONTEXTE

C'est une R&D CNES où j'ai été porteur du projet et qui a permis l'obtention d'un financement CNES. Cette action de R&D s'inscrit dans le cadre de la préparation des instruments scientifiques de demain pour la mesure du champ électrique (recherche technologique en amont, maîtrise des micro-technologies). L'objectif était de proposer une solution microsystème pour la mesure du champ électrique allant du DC à 1 KHz. La solution MEMS a permis une mesure directe du champ électrique, une grande miniaturisation et un encombrement très réduit.

Le LPC2E développe depuis plusieurs d'années des antennes électriques courtes pour la mesure des champs alternatifs de quelques kHz à plusieurs MHz. La dernière réalisation du LPC2E a été embarquée en 2004 sur la sonde cométaire ROSETTA. Un capteur de type antenne sera embarqué dans la mission TARANIS en 2018.

Plusieurs actions de R&D ont été menées ces dernières années pour améliorer les performances des antennes électriques, comme par exemple la solution ASIC du préamplificateur haute impédance d'entrée (*voir R&D préamplificateur antenne électrique*). Aucune amélioration majeure ne semble pouvoir être possible sans une rupture technique forte.

Avec cette R&D, nous avons étudié la possibilité de faire une mesure directe du champ, alors que les capteurs actuels (antenne) déduisent le champ d'une différence de potentiel entre deux monopoles.

Des études préliminaires à ce projet ont été effectuées au LPC2E dans le cadre de stages de master 2, d'une part pour valider l'aspect théorique du capteur et d'autre part pour imaginer et simuler un concept architectural permettant de répondre à notre cahier des charges. Les résultats obtenus nous ont encouragé et conforté à continuer dans cette voie. En effet, les recherches se sont poursuivies à travers un financement de R&T CNES et par une bourse de thèse en cotutelle avec IRIS industrie. La thèse a aussi permis d'établir des collaborations : Internationale avec l'Université de Louvain la Neuve en Belgique et Nationale avec le laboratoire IEMN de Lille et le CMP à Grenoble. Le financement de la bourse était assuré par le conseil général du Loiret CG 45. La thèse de Mr Boujhrarhe a été soutenue en 2013. Ce travail a donné lieu au dépôt d'un brevet [YK-1] et à des publications [YK-9][YK-11].

1 INTRODUCTION

L'étude des environnements terrestres et planétaires nécessite une instrumentation embarquée sur satellite. Au-delà de 300km d'altitude, la compréhension de ces environnements fait appel à la physique des plasmas spatiaux. Ces plasmas sont le siège de phénomènes microscopiques dont la manifestation peut être observée à plus grande échelle sous forme d'injection de particules dans la haute atmosphère (aurores boréales) ou une modification du champ magnétique terrestre (orages magnétiques). Le libre parcours moyen des particules chargées étant très grand, les plasmas spatiaux sont généralement sans

collisions. Les transferts d'énergie entre les différentes populations de particules se font essentiellement par l'intermédiaire des ondes et font intervenir des mécanismes d'instabilité « ondes- particules » plus ou moins complexes. La mesure de la grandeur champ électrique est donc indispensable pour déterminer les ondes se propageant dans le milieu et pour comprendre les mécanismes d'instabilité qui sont responsables de l'accélération des particules qui peuvent atteindre parfois des vitesses relativistes. La mesure du champ électrique nous amène à relever au moins deux défis : un défi technologique en développant un capteur spatialisé et un défi scientifique qui consiste à avoir un procédé de mesure qui ne perturbe pas le plasma.

Actuellement pour effectuer la mesure du champ électrique, on utilise des antennes dont le principe consiste à faire une différence de potentiel entre deux monopoles. Cependant dans une gamme de fréquence basse du DC à 1kHz, pour avoir une bonne sensibilité de l'ordre de 10^{-5} V/M, il faut avoir une antenne de 15km !! De telles antennes ne peuvent pas être embarquées sur des satellites.

Dans les missions spatiales actuelles, nous utilisons des antennes de type filaire ou dipolaire dont les dimensions sont de quelques mètres à une centaine de mètres. Dans le cas de la mission Cluster, les dimensions des antennes atteignent 81m. Par ailleurs, ces antennes posent des problèmes de mise en œuvre technique et obligent à avoir des satellites « spinés ». De par leurs dimensions importantes, ces capteurs interagissent avec le plasma ce qui implique une mauvaise estimation de la longueur efficace de l'antenne. Ce problème pose des difficultés de calibration du capteur.

2 CONCEPT DU CAPTEUR

La réalisation de l'invention porte sur la conception d'un capteur permettant d'effectuer une mesure directe et locale de très faibles champs électriques, en effectuant une mesure de la force du champ électrique sur des charges piégées dans le capteur, dans une gamme de fréquence comprise entre le continu et 1 kHz. En continu, le capteur permettra de mesurer un champ électrique de 10^{-3} V/M et en régime variable des valeurs de 10^{-5} V/M. De plus, le capteur peut fonctionner dans une gamme de température étendue de -100°C à 100°C . Il est cependant possible, grâce à de simple modification des paramètres de construction, d'avoir un capteur opérationnel pour des champs beaucoup plus importants. Pour réaliser le capteur pour les faibles champs, nous avons choisi d'utiliser la technologie MEMS, celle-ci offrant l'avantage d'une grande miniaturisation, d'un faible encombrement et d'un faible poids. Elle s'intègre également très bien dans la continuité de nos travaux en microélectronique. Le capteur MEMS est composé d'une membrane constituée d'un empilement de matériaux, sous la forme d'un « sandwich », dans lesquels nous avons piégé des charges électriques (avec une concentration Q) pour former un électret. Les charges sont immobiles et définissent la partie sensible du capteur. Le piégeage des charges se fait, par implantation ionique sans recuit thermique, dans un matériau diélectrique de manière à assurer l'immobilité des charges électriques. Cette membrane est suspendue sur un support au moyen de petits bras de silicium qui jouent le rôle de ressort.

Plusieurs méthodes peuvent être mises en œuvre pour réaliser la mesure du déplacement de la membrane sous la contrainte due au champ. Selon les applications, on peut

utiliser une méthode optique (un faisceau laser est réfléchi sur la surface de la membrane) ; on peut aussi mettre en œuvre une méthode capacitive, la membrane étant l'une des électrodes d'un condensateur dont on mesure les variations. Il est encore possible de mesurer très finement les déplacements de la membrane au moyen d'un courant tunnel entre une électrode placée à proximité immédiate de la membrane et qui joue le rôle de seconde électrode. Les déplacements de la membrane entraînent des contraintes sur ses ressorts de suspension. Ces contraintes peuvent être mesurées en implantant dans les ressorts de silicium des capteurs comme par exemple des transistors MOS ou des zones piézorésistives. C'est cette dernière méthode qui a été retenue dans le prototype développé.

3 DESCRIPTIF TECHNIQUE DU CAPTEUR

L'élément déterminant de cette invention consiste à utiliser l'interaction entre des charges électriques piégées (formant un électret) et un champ électrique extérieur. L'interaction produit une force qui agit sur une lame portant l'électret pour la déplacer. Il suffit ensuite de mesurer ce déplacement pour obtenir la valeur du champ électrique.

Le capteur MEMS est composé d'une membrane constituée d'un empilement de matériaux, sous forme de « sandwich », dans lesquels nous avons piégé des charges électriques (avec une concentration Q) pour former un électret. Les charges sont immobiles et définissent la partie sensible du capteur. En effet sous l'effet d'un champ électrique extérieur E , la membrane sera soumise à une force électromécanique F tel que $F = QE$.

Le piégeage se fait, par implantation ionique dans un matériau diélectrique, mais en supprimant le recuit thermique généralement utilisé après toute implantation ionique. Cette procédure assure l'immobilité des charges électriques dans le diélectrique. Afin d'atteindre la sensibilité définie dans le cahier des charges, l'implantation, surfacique avec une gaussienne centrée à 100nm, se fait avec des dopants de type P et une concentration de 10^{20} atm/cm³. Ces caractéristiques de dopage ont orienté notre choix vers une implantation ionique à contrario de ce qui fait habituellement, pour la réalisation d'électret, où la méthode Corona est favorisée.

Pour réaliser notre prototype de capteur, la membrane est composée des couches suivantes (en partant du haut vers le bas) : bi oxyde de silicium, nitrure de silicium, silicium. A noter que les charges sont piégées dans le nitrure de silicium, la couche de bi oxyde de silicium étant destinée à empêcher une décharge accidentelle ainsi que l'éventuel interaction avec la lumière (interaction photon-électron). En dehors de cette méthode, il est possible d'utiliser des couches de polymères.

Pour évaluer le déplacement de cette membrane suspendue, plusieurs méthodes peuvent être mises en œuvre comme indiqué ci-dessus, mais nous avons utilisé la technique des piézorésistances pour des raisons pratiques de technologie disponible. Une alternative peut être d'utiliser des transistors MOS, dont le canal se déforme sous l'influence des contraintes auxquelles les bras de suspension de la membrane sont soumis.

Le capteur à mesure Optique, nécessite un laser pour éclairer la membrane mobile et une matrice CCD pour recueillir le faisceau réfléchi (où tout autre dispositif optique d'émission-réception). La figure (1) montre le principe de cette méthode que nous n'avons pas retenue pour les missions spatiales, à cause de l'encombrement nécessaire. Cependant cette méthode, très sensible, peut être utilisée pour d'autres applications.

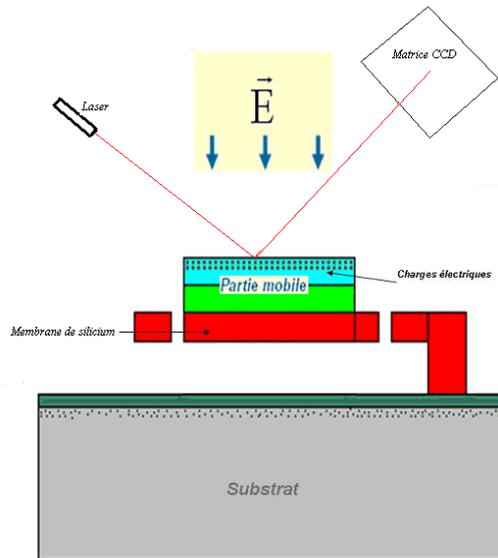


Figure 1 Architecture optique

La mesure du déplacement peut aussi se faire en utilisant une pointe placée sous la membrane (qui est utilisée comme électrode). La pointe doit être très proche de la surface inférieure de la membrane pour permettre le passage d'un courant tunnel entre les deux électrodes (figure 2). Cette méthode est réservée pour les déplacements très faibles (quelques nanomètres). Cette structure ne sera pas retenue pour les applications spatiales.

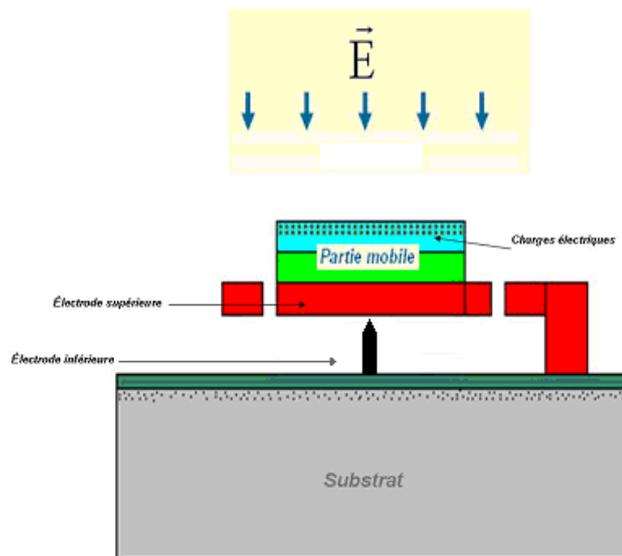
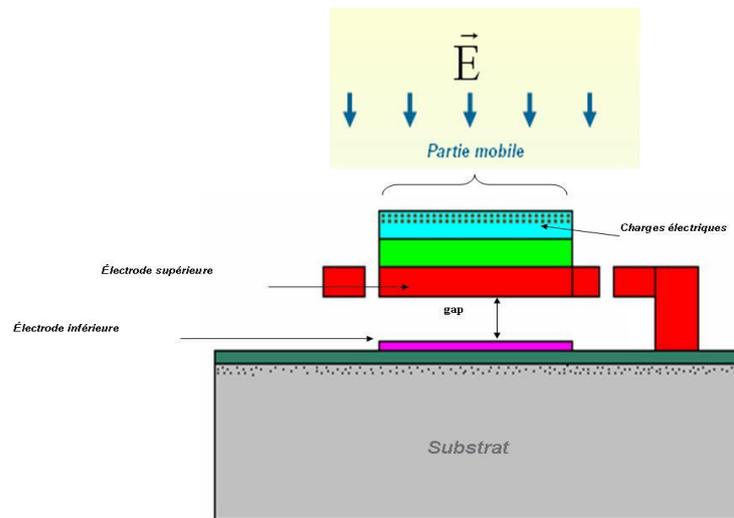
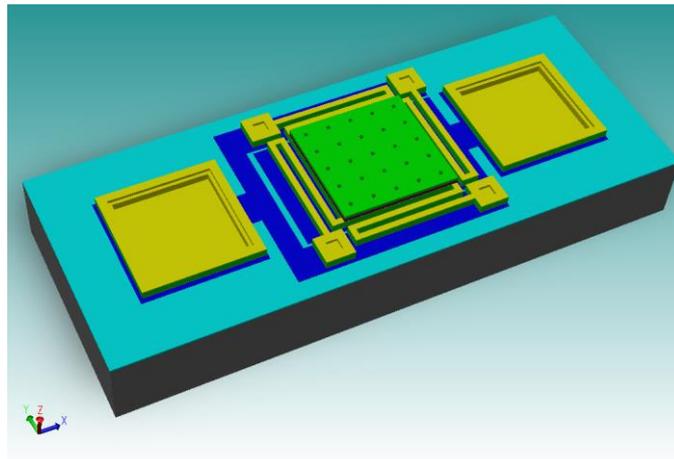


Figure 2 Architecture tunnel

Pour le capteur à mesure Capacitive, il s'agit d'une architecture à base de deux électrodes dont une sera mobile et sensible au champ électrique (notre membrane). La variation du gap entre les électrodes nous permettra de remonter à la valeur du champ électrique (figure 3). Cette architecture sera développée en utilisant la technique dite de « gravure surfacique » sur un substrat de silicium.



(a)



(b)

Figure 3. Architecture capacitive. (a) principe du capteur, (b) layout du capteur

Principe du fonctionnement de l'architecture capacitive

Sous condition de l'équilibre établi, nous pouvons écrire :

$$\frac{\epsilon A}{2(g-z)^2} V^2 - k_f z = QE$$

tel que :

ϵ : constante diélectrique du matériaux Si_3N_4

A : surface de la membrane

g : gap entre les deux électrodes du condensateur

z : déplacement de la membrane (hypothèse d'une membrane non déformable)

V : tension de polarisation du condensateur

kt : raideur équivalente des bras de maintien de la membrane

Q : concentration des charges implantées dans le nitrure de silicium

E : Champ électrique externe

Nous résumons ci-dessous les principales caractéristiques du capteur capacitif :

Process technologique pour la fabrication: polyMUMPs de la sociétés MEMScap.

Taille du capteur: 1mm² pour 100 capteurs en parallèle. Chaque capteur a une dimension de 100µm².

Réponse du capteur à 500 Hz pour une excitation de 1 mV/M: 0,03 mV pic à pic avec une amplification électronique de 100.

Fréquences de résonances: 1er pic: 62 KHz suivant l'axe z, 2ème pic : 110 KHz suivant les axes x et y.

Gamme de température: -100°C à 100°C.

Avantage: Bonne stabilité en fonction de la T°.

Concernant l'architecture Piézorésistive, elle se base sur une structure mobile (membrane) maintenue par 4 bras dans lesquelles nous disposerons des piézorésistances PZR aux encastremets. Les variations des valeurs des piezorésistances, sous l'effet du stress mécanique, permettent de remonter à la valeur du champ électrique à mesurer (figure 4). Les 4 PZR sont des éléments de ponts de Wheastone. Cette architecture est développée en utilisant la technique dite de « gravure en volume » sur un substrat SOI. A noter, il faut placer un « anneau de garde » autour de l'électret (zone implantée) pour éviter une décharge possible entre la membrane et le substrat. Dans notre cas, cet anneau de garde n'a pas été nécessaire du fait de la gravure du sbstrat (en dessous de la membrane - voir la figure 4).

Principe du fonctionnement de l'architecture piézorésistive

Sous condition de l'équilibre établi, nous pouvons écrire : $kt z = QE$

tel que :

kt : raideur équivalente des bras de maintien de la membrane

z : déplacement de la membrane (hypothèse d'une membrane non déformable)

Q : concentration des charges implantées dans le nitrure de silicium

E : Champ électrique externe

$$\text{De plus : } V_{out} = \frac{\pi_{44}}{2} \Delta\sigma V_s$$

$$\text{Avec } \Delta\sigma = \frac{FL}{B h^2 / 6}$$

Vout = tension de sortie du pont de Wheastone

π_{44} : coefficients de la matrice 4x4 piézoressistif

Vs : tension appliquée au pont de Wheastone

F : force appliquée au bout du bras. Dans notre cas F=QE

L : longueur du bras

B : largeur du bras

h : épaisseur du bras

$\Delta\sigma$: différence entre le stress longitudinal et transversal vue par la piézoresistance

Nous résumons ci-dessous les principales caractéristiques de cette architecture:

Process technologique pour la fabrication: SOI (Silicon On Insulator) de l'Université Catholique de Louvain la Neuve.

Taille du capteur: 2000 μm X 2000 μm ce qui donne une puce de 4mm².

Electret : Implantation ionique avec dopant de type P. L'implantation sera surfacique avec une gaussienne centrée autour de 100nm

Q : 10²⁰ atm/cm³

PZR : Dopage en P avec 1019 atm/cm³. Profondeur du dopage ~ 80nm

Epaisseur du SiO₂ : ~ 20 à 30nm

Epaisseur du Si₃N₄ : 400 nm

Epaisseur du Si : 400nm

Réponse du capteur à 500 Hz pour une excitation de 1mV/M: 8 mV pic à pic pour des PZR carrées (sans amplification électronique), 12 mV pour des PZR en forme de « U » (sans amplification électronique).

Fréquences de résonances: 1er pic: 33 KHz suivant l'axe z, 2ème pic : 56 KHz suivant les axes x et y.

Gamme de température: -100°C à 100°C.

Avantage: Ne nécessite pas une polarisation.

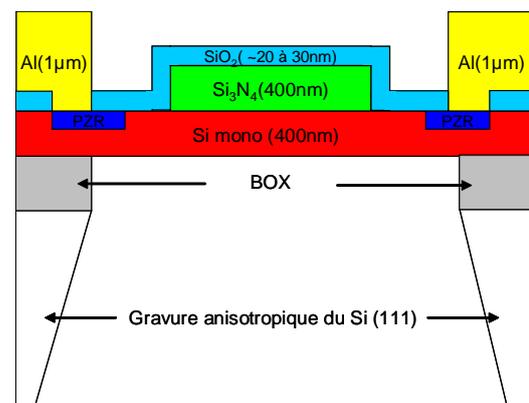
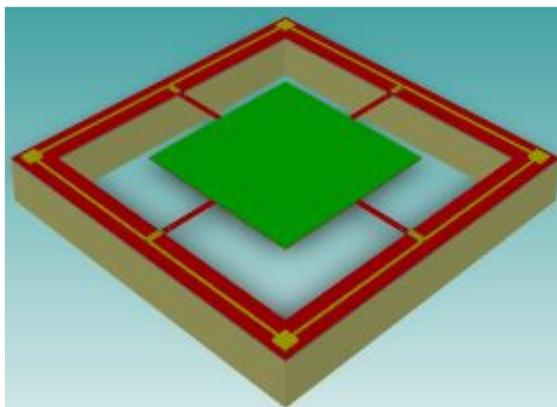


Figure 4 . Architecture piézorésistive et son layout.

Circuit de mesure associé à ce capteur

- Les mesures sont effectuées en courant continu et un pont de Wagner peut être placé entre le pont de Wheastone et les piézo-résistances pour compenser les variations de résistance provoquées par les liaisons électriques de longueurs différentes
- Sur une puce séparée, un amplificateur en technologie ASIC permet d'amplifier le signal. Le choix d'un amplificateur chopper permet de réduire le bruit en 1/f.

4 MODELISATION, SOUS ENVIRONNEMENT COMSOL, DU CAPTEUR DANS SON ENVIRONNEMENT

Dans cette partie, nous avons développé un modèle de simulation, sous environnement Comsol, permettant de prévoir la réponse du capteur dans son environnement. La modélisation se base sur une structure dans laquelle est généré un champ électrique « statique » uniforme. La structure se compose, ainsi, de deux plaques métalliques en cuivre polarisées et d'un cube rempli d'air. Le capteur est positionné au centre de la structure pour subir un champ uniforme.

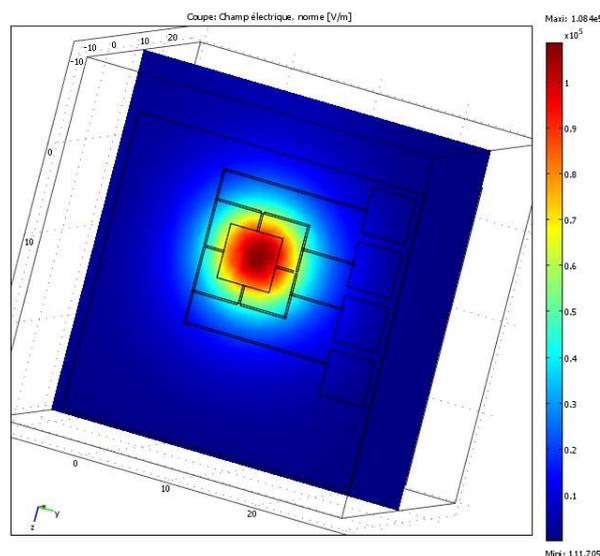
Dans les figures 5 (a) et (b) nous pouvons remarquer la distribution du champ sur le capteur « chargé ».

Sur la figure 5 (a), le champ est concentré sur la partie sensible du capteur (l'électret). Cette constatation conforte notre étude théorique préalable.

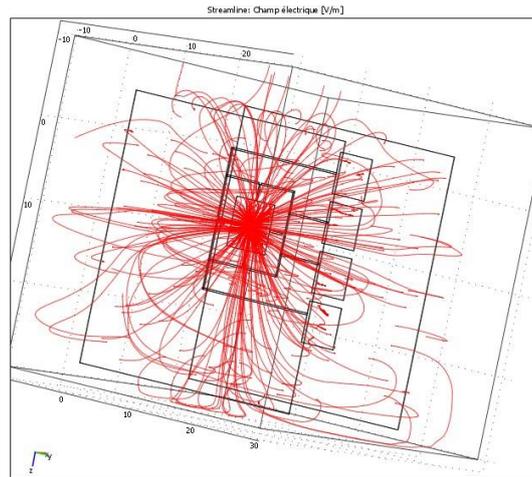
Sur la figure 5(b), nous remarquons la distribution des lignes de champ. Nous pouvons ainsi conclure que :

- Les lignes de champ se concentrent sur la partie sensible du capteur
- L'influence de la polarisation des « pads » métalliques est minimale. Ceci dit, nous avons une génération limitée de lignes de champ des « pads » métalliques vers le capteur (source de perturbations).

Cette étude a fait l'objet de l'encadrement d'un stage de master.



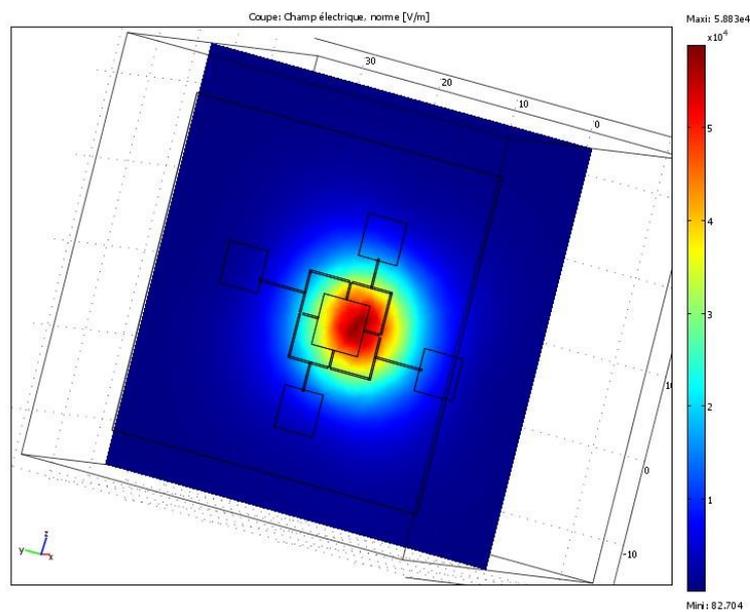
(a)



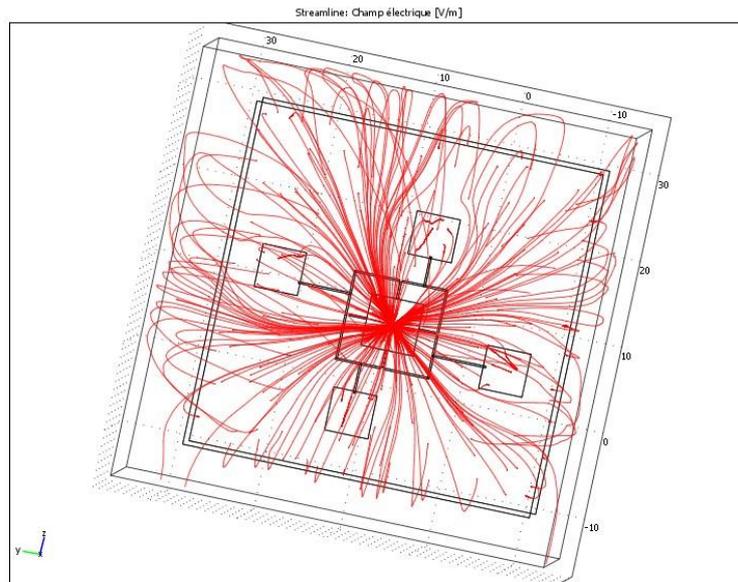
(b)

Figure 5. Simulation du capteur MEMS soumis au champ électrique
 a) vue en coupe de la dispersion du champ électrique, b) disposition des lignes de champ.

Les figures 6 (a) et (b) montrent une autre configuration du capteur. C'est-à-dire, une autre disposition (symétrique cette fois ci) des pads autour de l'électret chargé. A partir de ses simulations, nous pouvons conclure que la disposition des pads n'a qu'une influence très limitée sur la dispersion des lignes de champs. Ces résultats confortent ceux obtenues dans les figures 5 (a) et (b).



(a)

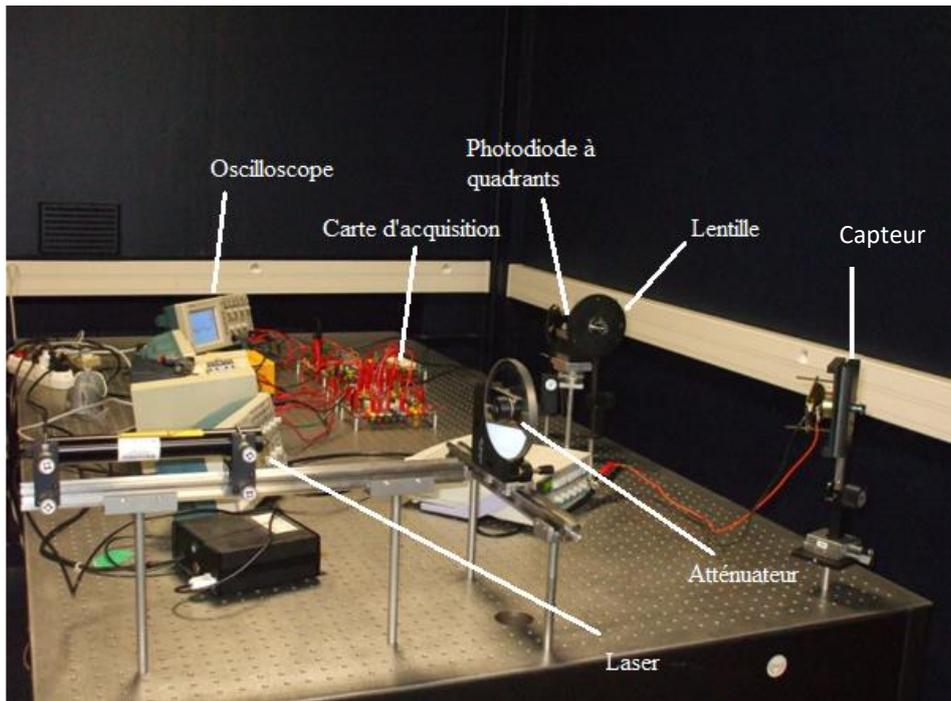


(b)

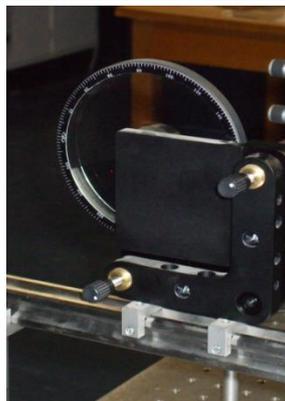
Figure 6. Simulation du capteur MEMS, avec une nouvelle disposition des pads, soumis au champ électrique. (a) vue en coupe de la dispersion du champ électrique, (b) disposition des lignes de champ.

5 BANC DE TEST EXPERIMENTAL

Afin de valider le principe de mesure du capteur, on utilisera l'architecture piezoélectrique. Un rayon laser est dirigé sur la partie mobile du capteur. Ce dernier est plongé dans un champ électrique suffisant pour créer un déplacement mesurable. Après sa réflexion sur la surface supérieure du capteur, le rayon laser va être conduit vers une photodiode à quadrants. Le mouvement du capteur sous le champ électrique appliqué va changer le chemin optique parcouru par le rayon laser et donc la tension de sortie de la photodiode. Une description détaillée des éléments du banc de test est donnée dans la figure 7 ci-dessous et dans le tableau 1.



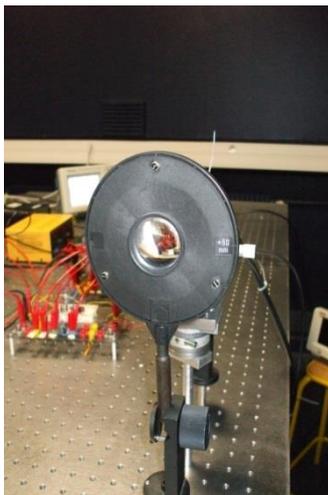
a



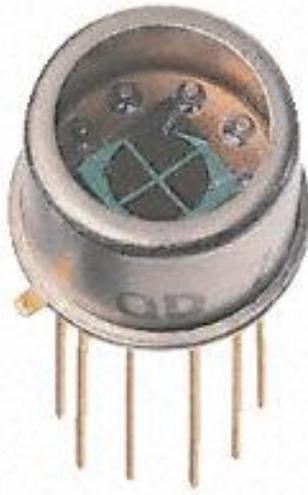
b



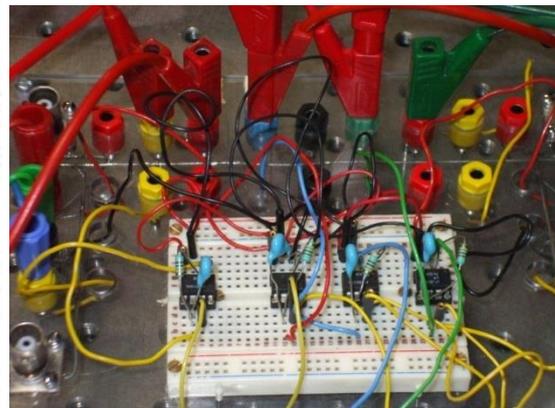
c



d



e



f

Figure 7. Banc de test complet et ses éléments
a - le Laser He-Ne b - l'atténuateur c - le porte objet
d - la lentille e - la photodiode à quadrants f - l'électronique

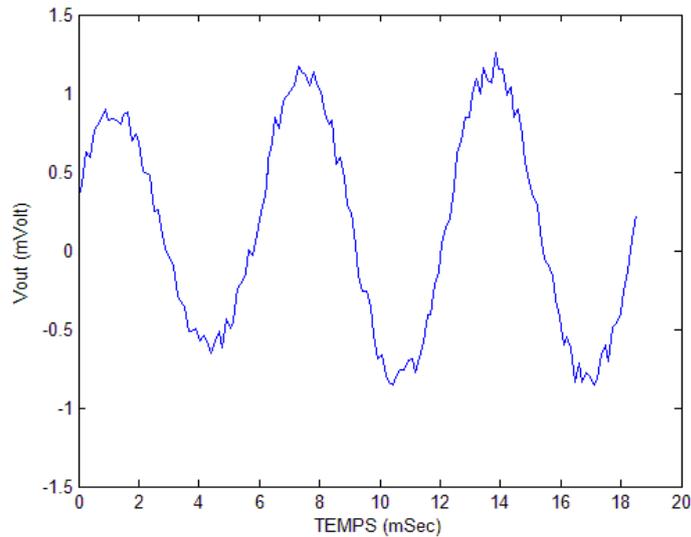
Le laser	<ul style="list-style-type: none"> • Laser He-Ne 1103/P/H • Puissance : $P = 4\text{mW}$ • Longueur d'onde : $\lambda = 632,8\text{ nm}$ • Diamètre du spot : $\Phi = 0.63\text{ mm}$
L'atténuateur	<ul style="list-style-type: none"> • Atténuateur circulaire à densité variable • Référence : 50G00AV.1 • Diamètre extérieur : $\Phi = 127\text{ mm}$ • Régler de manière à avoir une puissance $P = 0.2\text{mW} \Rightarrow$ Atténuation de 95%
La lentille	<ul style="list-style-type: none"> • Lentille convergente $f = 50\text{mm}$ • Diamètre du faisceau incident (laser) $\Phi = 0.63\text{ mm}$ • Diamètre du faisceau au point focale $\Phi = 0.064\text{ mm}$
La photodiode	<ul style="list-style-type: none"> • Photodiode à quadrants Séries 5T • Type No : QD7-5T • Surface : $s = 7\text{ mm}^2$ • Diamètre : $\Phi = 3\text{ mm}$ • Responsivité à 632.8 nm : $S = 0.4\text{ A/W}$ • Constante de temps : $\tau = 15\text{ ns}$ • Fréquence de coupure : $f = 10.6\text{ MHz}$ • Courant d'obscurité : $I_0 = 6\text{ nA}$ • Courant de sortie : $I_s = 81\text{ }\mu\text{A}$

Tableau 1 : Caractéristiques des éléments du banc de test.

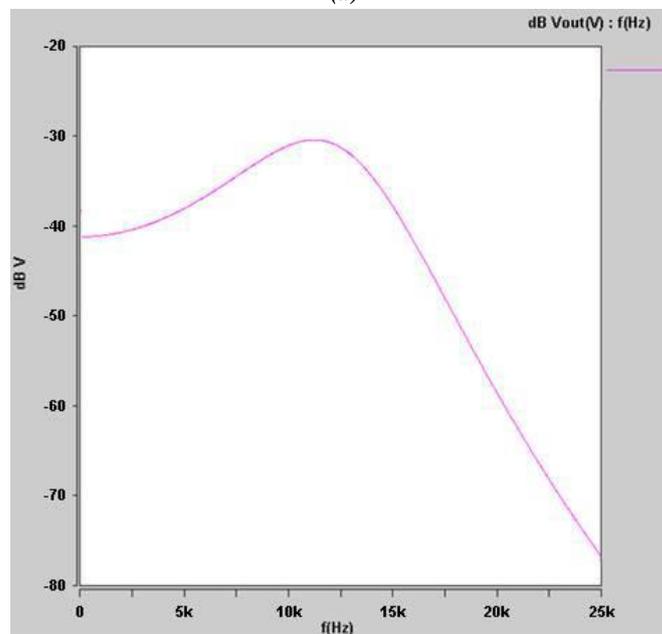
Pour ce prototype, on conclue que:

Le prototype valide le fonctionnement théorique du capteur comme le montre la figure 8. En AC, le capteur "suit" l'évolution du signal d'excitation mais avec un déphasage (temps de réponse du capteur), figure 8 (a). Le prototype permet de mesurer un faible champ pouvant atteindre $2.8 \times 10^{-5}\text{ V/M}$.

La réponse du capteur "reste" plate du DC jusqu'au premier pôle autour de 11 KHz , figure 8(b).



(a)



(b)

Figure 8: (a) Réponse transitoire du capteur pour une excitation de 1 mV/M à une fréquence de 170 Hz
(b) Réponse du capteur à une variation de la fréquence du signal d'excitation fixé à 1 mV/M

6 SPATIALISATION DU CAPTEUR

Dans cette partie, nous allons donner des éléments technologiques permettant la spatialisation du capteur.

- 1) A cause des particules cosmiques, l'environnement spatial réalise une implantation ionique naturelle sur les électrets. Afin de palier à ce problème, nous proposons de placer un autre capteur identique au capteur de mesure, mais protégé du champ électrique par un capot fin métallisé et placé au potentiel du satellite. Sous l'influence des rayons cosmiques les deux capteurs seront « implantés » de la même manière, mais le capteur de référence ne sera pas soumis aux champs électriques. Il suffit donc d'appliquer sur ce dernier une force connue (électrique) et de mesurer le déplacement de la membrane. S'il y a une variation de la charge stockée dans l'électret, il y aura

aussi une variation du déplacement sous l'influence de cette force. Cela permettra un auto calibrage du capteur.

2) Pour effectuer une mesure à bord d'un satellite, un ensemble de capteurs seront disposés le long d'un ou de plusieurs bras. Cette configuration permettra, par collection, d'avoir une mesure du champ électrique global. Dans le cas où l'intérêt scientifique imposerait d'avoir une mesure ponctuelle du champ, l'utilisation d'un seul capteur sera suffisante.

3) Afin d'éviter l'effet de « gaine » dû au plasma, nous proposons la mise en place sur le substrat du capteur d'une deuxième zone dopée (un dopage classique par diffusion thermique sera suffisant), avec des charges de signe opposé à celle de l'électret. L'objectif est de rendre l'ensemble du capteur « neutre électriquement ». Cette zone sera « assez » éloignée de la membrane électret afin d'éviter tout déplacement de charge ou de court-circuit.

7 CONCLUSION

Dans cette R&D, nous avons étudié la possibilité de faire une mesure directe et locale du champ électrique pour des applications spatiales. Après avoir présenté les principes théoriques, nous avons proposé plusieurs configurations possibles du capteur E-MEMS dont deux ont été développées par la suite :

- Configuration à transduction capacitive,
- Configuration à transduction piézorésistive.

La première configuration utilise une capacité variable composée de deux électrodes, une fixe et l'autre mobile. La partie mobile a une forme carrée suspendue par quatre bras en serpentins afin de maximiser le déplacement de la membrane. L'utilisation d'une structure en « sandwich » s'est avérée nécessaire afin de réduire le stress induit dans les différentes couches lors de la libération de la membrane. Le mouvement de cette dernière est amorti par la présence du gaz entre les armatures. Pour minimiser cet effet, on a introduit des trous dans la membrane, qui en même temps faciliteront la gravure de la couche sacrificielle. Malgré les bons résultats obtenus avec cette architecture, elle n'a pas été retenue car nous n'avons pas pu obtenir l'accès à une fonderie disposant des technologies nécessaires pour sa réalisation (comme celle de Tronics). En effet, la salle blanche mise à notre disposition est plus adaptée à une transduction piézorésistive que capacitive, d'où le développement d'une deuxième architecture.

La configuration à transduction piézorésistive contient quatre jauges de contraintes « PZR » connectées en pont de Wheatstone. Ces dernières convertissent en une tension électrique, le stress induit par le déplacement de la membrane sous l'application d'un champ électrique. Après avoir abordé le phénomène de la piézorésistivité dans le cas du mono silicium, on a présenté le principe de mesure choisi pour évaluer le changement de résistances des jauges de contraintes. Nous avons détaillé les étapes suivies pour l'optimisation du capteur ainsi que les résultats des simulations. Un micro-usinage du diaphragme s'est avéré nécessaire afin de mieux concentrer le stress sur les PZR. En rajoutant des ouvertures adaptées aux

dimensions des bras, on a pu améliorer la sensibilité du capteur pour atteindre la valeur $0.562 \text{ V} / \text{mV.m}^{-1}$. On a ainsi étudié plusieurs configurations (forme du diaphragme + bras + PZR). Ce travail n'a pas été présenté dans ce document pour ne pas alourdir la lecture.

Pour valider le fonctionnement du capteur piézorésistive, un banc de test reposant sur une mesure optique a été mis en place afin de mesurer le déplacement de la membrane. Les mesures du déplacement confirment l'interaction entre l'électret et le champ électrique. Cette méthode rapide et simple confirme le concept de mesure direct du champ électrique de notre capteur.

REFERENCES

Une liste non exhaustive des publications. Nous résumons ici les plus significatives

- [1] F. Micheron «*Propriétés et applications des diélectriques polarisés : électrets, polymères orientés et ferroélectriques* » Revue technique Thomson CSF, vol : 10, N° 3, 1978
- [2] F. Micheron «*Electrets* » Techniques de l'ingénieur, E 1 893, vol 12, 1987
- [3] W.P. Winn, «*Aircraft measurement of electric field: Self-calibration*» J. Geophys. Res., 98, 7,351--7,365, 1993
- [4] Y.B. Ning, A.W. Mitchell, R.N. Tait «*Fabrication of silicon micromachined capacitive microphone using a dry-etch process* » Sensors and actuators A 53, pp 237-242, 1996
- [5] I. Dufour, E. Sarraute «*Analytical modeling of beam behavior under different actuations : profile and stress expressions* » Journal of modeling and simulation of microsystems, vol 1, N° 1, pp 57-64, 1999
- [6] P.S. Riehl, K.L. Scott, R.S. Muller «*Electrostatic charge and field sensors based on micromechanical resonators* » Journal of microelectromechanical systems vol 12, n° 5, 2003
- [7] J.M. Friedt «*Cartographie du potentiel électrostatique* », Enseignement Expérimental, vol 98, 2004
- [8] A. Roncin, C. Shafai, D.R. Swatek «*Electric field sensor using electrostatic force deflection of a micro-spring supported membrane* » Sensors and Actuators A 123-124, pp 179-184, 2005
- [9] V.Ferrari, A. Ghisla, D. Marioli, A. Taroni «*MEMS accelerometer with multi-axial response by dynamic reconfiguration of piezoresistive bridges* » Eurosensors XX Conference, Göteborg, Sweden, September 2006
- [10] B-Z. Kaplan, V. Boroda, U. Suissa «*Low cost DC electric field sensor* » Sensors and Actuators A 134, pp 396-398, 2007
- [11] D. Belavič and al. «*An investigation of thick PZT films for sensor applications: A case study with different electrode materials*» Journal of electroceram, n° 23, pp 1–5, 2009

[12] D. Wu, Q. Zhou, K.K. Shung «*Dielectric and piezoelectric properties of PZT composite thick films with variable solution to powder ratios*» Journal of American Ceramic Society, n° 92 [6], pp 1276–1279, 2009

[13] J. Hong Park and al. «*Effects of the material properties on piezoelectric PZT thick film micro cantilevers as sensors and self actuators* » Journal of Electroceram, n° 25, pp1–10, 2010

[14] Y. Suzuki, D. Miki, M. Edamoto, M. Honzumi «*A MEMS electret generator with electrostatic levitation for vibration driven energy-harvesting applications*» Journal of Micromechanics Microengineering, n°20, 2010

R&D Capteurs refroidies (supraconducteurs) pour applications spatiales

CONTEXTE

Dans cette partie, nous faisons un état des lieux de l'utilisation des capteurs refroidis dans le domaine spatiale. Il s'agit de présenter une image instantanée des récents développements de la technologie refroidis, d'une discussion d'une part sur la pertinence d'utiliser des capteurs froids dans le spatial et d'autre part de l'influence de la position du capteur dans le satellite ou la sonde spatiale. Tout le long, nous donnerons des exemples de capteurs froids ainsi que les missions sur lesquels ils ont été embarqués. Pour finir, nous présenterons dans la dernière partie un exemple de future mission. Il s'agira du télescope spatial James Webb. Nous exposerons alors les objectifs scientifiques, les agences spatiales concernées et la date de lancement. Nous donnerons également des informations sur les capteurs refroidies embarquées. Cette R&D a aboutie à un contrat avec la société ALCATEL Space pour laquelle nous avons fourni un rapport de prospection sur cette technologie pour les futures missions spatiales [YK-18] et à une publication [YK-23].

1 INTRODUCTION

Depuis la nuit des temps, l'humanité a toujours était fasciné par l'espace et par la place de l'homme dans l'univers. L'idée d'envoyer un objet ou un homme dans l'espace est évoquée par des philosophes et des romanciers plusieurs centaines d'années avant que cela ne devienne techniquement possible. Au cours de la deuxième moitié du XX^e siècle, grâce au développement des moteurs de fusées, aux progrès de l'avionique et à l'amélioration des matériaux, l'envoi d'engins dans l'espace passe du rêve à la réalité. Bien que les débuts de l'air spatial fussent le fruit de la guerre froide entre les Etats-Unis et l'Union Soviétique, nous assistons à l'heure actuelle à l'écriture d'une autre histoire à savoir, l'exploration scientifique à travers des collaborations internationales. Cependant l'exploration scientifique de notre planète ou bien d'astéroïdes, comme fut le cas pour la mission Rosetta, nécessite l'utilisation de capteurs indispensables à la mesure, à l'étude et à la compréhension.

Dans cet article, nous discuterons de la pertinence de l'utilisation des capteurs refroidies dans le domaine spatial. Nous donnerons ainsi une image instantanée des récents développements sans pour autant lister tous les capteurs refroidis, déjà fortement décrits dans la littérature, utilisés dans les missions spatiales.

Dans la première partie de l'article, nous aborderons les récents développements des supraconducteurs. Nous continuerons, dans la seconde partie, par une discussion concernant l'intérêt de refroidir les capteurs dans le cas d'applications spatiales. La troisième partie sera consacrée à l'étude de l'influence de la position des capteurs dans le vaisseau (satellite ou sonde spatiale). Pour finir, nous donnerons un exemple de future mission. Il s'agira du télescope spatial James Webb. Nous présenterons alors les objectifs scientifiques recherchés, les agences spatiales concernées et la date de lancement. Nous donnerons également des informations sur les capteurs refroidies embarquées.

2 LES RECENTS DEVELOPPEMENTS DES MATERIAUX SUPRACONDUCTEURS

A très basses températures, les propriétés électriques et magnétiques de certains matériaux tels le plomb, le mercure ou certains oxydes changent radicalement. Ces matériaux deviennent supraconducteurs : ils n'opposent plus aucune résistance au passage du courant électrique et expulsent les champs magnétiques.

Les supraconducteurs sont déjà utilisés dans de nombreux domaines : électricité, médical et même dans le domaine spatial. Ils sont aussi au cœur des laboratoires, dans les accélérateurs de particule, dans le domaine de l'astrophysique avec les bolomètres, dans des capteurs magnétiques ultrasensibles tel que les SQUID, ou pour produire des champs magnétiques très intenses. Cependant, il faut les refroidir à de très basses températures de l'ordre de 4°K.

La figure 1 montre l'évolution des découvertes des matériaux supraconducteurs au fil des années. Depuis les années 90, nous avons vu apparaître de nouveaux matériaux supraconducteurs dit à haute température critique HTC. Il s'agit alors des *Cuprates* (empilement de couches de cuivre et d'oxygène) et récemment des *Pnictures* (empilement à base de fer et d'arsenic). En 2015, le record mondial, détenu par des chercheurs de l'institut Max Planck, est établi à 203°K pour le sulfure d'hydrogène H₂S [1].

Une précision concernant les SQUIDS : les récents développements montrent la fabrication de nano-jonctions Josephson en YBa₂Cu₃O₇ à une température de 77°K est reportée en 2011 [2]. La fabrication de nano-capteurs (nano-SQUIDS) en Niobium par lithographie à faisceau d'électron et fonctionnant à 4.2 K est indiquée [3].

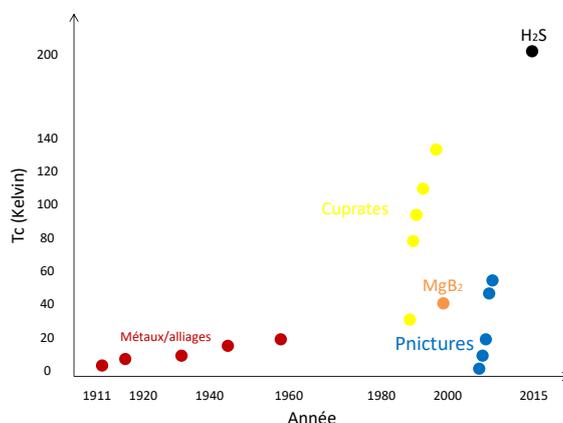


Figure 1. Evolution des découvertes des matériaux supraconducteurs

3 INTERET DE REFROIDIR LES CAPTEURS

Certains capteurs ne fonctionneront pas correctement en les refroidissant, d'autres verront leurs performances améliorées lorsqu'ils sont placés dans le froid et d'autres enfin nécessiteront obligatoirement d'être refroidis pour fonctionner. Nous allons examiner tour à tour chacune de ces trois possibilités, en prenant des exemples de capteurs parmi ceux qui peuvent être utilisés pour les missions tels que GLAST, XEUS, etc.

3.1 LES CAPTEURS NE FONCTIONNANT PAS CORRECTEMENT DANS LE FROID.

Les capteurs qui peuvent présenter un problème dans le fonctionnement à froid sont ceux qui intègrent dans leur constitution des matériaux qui s'améliorent et d'autres qui se détériorent dans le froid. Prenons le cas des capteurs magnétiques comportant un noyau à forte perméabilité. Lors d'une précédente étude menée au LPC2E, nous avons montré l'évolution de la perméabilité d'un noyau magnétique (celui d'une boucle de Rogowski) en fonction de la température. La figure 2 ci-dessous reporte cette évolution pour trois matériaux : ultraperm, ultraperm 10 et mumétal.

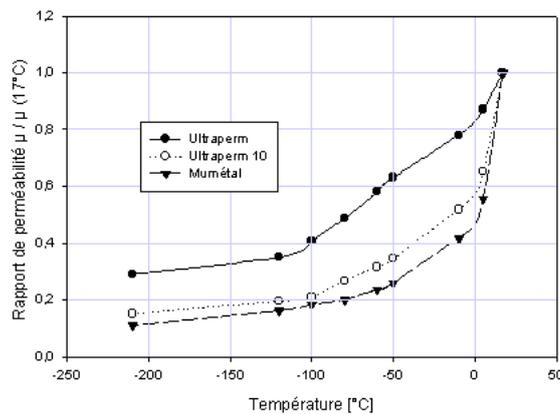


Figure 2. Evolution de la perméabilité d'un noyau magnétique dans le froid

On constate que la dégradation en température est moins importante pour l'ultraperm que pour les deux autres matériaux, la plus mauvaise correspondant au mumétal.

Toutefois, ces capteurs possèdent un bobinage métallique dont la résistance décroît avec la température, l'évolution globale n'est donc prévisible que par l'expérience, et la figure 3 montre l'évolution de la densité spectrale de bruit du capteur (ramenée à l'entrée) en fonction la température et de la fréquence. Ce qui est intéressant dans ce cas, c'est de voir que le bruit est plus important à -200°C qu'à 17°C . Par contre entre 17°C et -60°C le bruit décroît et augmente ensuite.

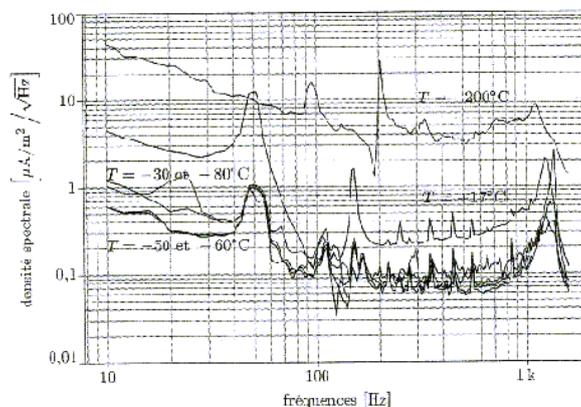


Figure 3. Bruit d'une boucle de Rogowski (ramené à l'entrée) en fonction de la température.

Le même comportement doit être suspecté pour les autres capteurs magnétiques utilisant des matériaux à forte perméabilité, mais il peut varier selon les cas. Considérons, par exemple, le cas des micro-fluxgates développés par P. Ripka [4] et représentés sur la figure 4. Malgré les films ferromagnétiques, ce type de micro-capteur présente une stabilité de 30 ppm et une variation de la sensibilité de 0.1 nT/°C. Toutefois cette sensibilité est insuffisante pour certaines missions spatiales qui requièrent des sensibilités de l'ordre du pT.

Cet exemple montre clairement que pour certains capteurs, le refroidissement n'est pas nécessairement préconisé. Toutefois les équipements électroniques (le front-end analogique des capteurs) gagneront évidemment à être refroidis, sans toutefois atteindre le gel des porteurs.

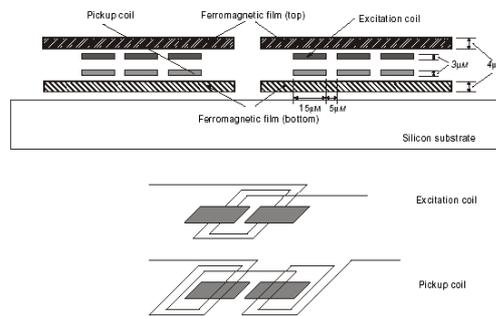


Figure 4. Structure d'un micro-fluxgate [4]

3.2 LES CAPTEURS QUI AMÉLIORENT LEURS PERFORMANCES DANS LE FROID

Parmi les capteurs qui peuvent améliorer leurs performances, en réduisant la température, on trouve ceux qui utilisent des semi-conducteurs car la densité spectrale de bruit dépend entre autres de la température. Considérons par exemple le cas des capteurs à effet Hall, la densité spectrale de bruit est représentée par la relation suivante :

$$dsp = \frac{\alpha R^2 I^2}{fN} + 4kTR \quad (V^2 / Hz)$$

Dans cette relation, R est la résistance du capteur, N le nombre total de porteurs dans la zone active, α le paramètre phénoménologique de Hooge (environ $5 \cdot 10^{-5}$ à température ambiante), f est la fréquence et T la température absolue. En présence d'un champ magnétique homogène (B) la tension de Hall (Vh) s'écrit :

$$Vh = T_{B-v} B$$

Où T_{B-v} est la fonction de transfert champ-tension. Dans ces conditions, la sensibilité S_I d'un capteur de Hall en fonction du courant équivalent au champ magnétique B est donné par :

$$S_I = \frac{1}{I_d} \frac{dVh}{dB} \approx \frac{1}{n_s} \frac{Vh}{T}$$

où :

- n_s est la densité d'électrons dans la couche de semi-conducteurs.
- T la température
- I_d le courant d'alimentation du capteur.

De même on peut définir la sensibilité en tension par :

$$S_v = \frac{1}{V_d} \frac{dV_h}{dB} \approx \frac{\mu W}{L}$$

où :

- μ est la mobilité des porteurs
- W la largeur et L la longueur du circuit

En utilisant ces relations on peut observer l'évolution des sensibilités S_V et S_I en fonction de la température, par exemple pour des capteurs de Hall InAs/AlGaSb à puits quantique [5], réalisés soit sur un substrat de germanium, soit sur un substrat de GaAs dont les résultats sont reportés sur la figure 5.

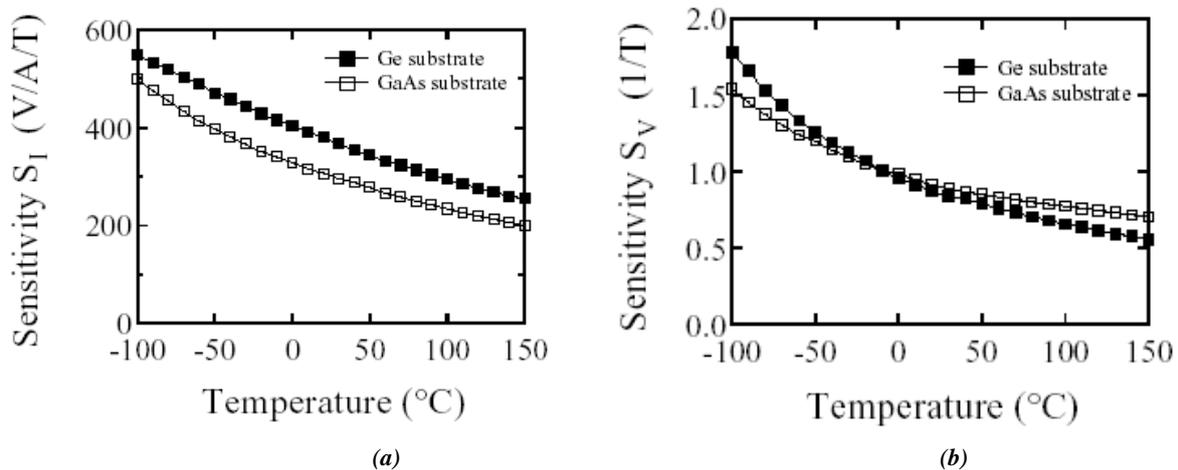


Figure 5. (a) Sensibilité du courant en fonction de la température pour un courant de 1 mA. (b) Sensibilité de la tension en fonction de la température pour un courant de 1 V.

Dans la gamme des températures reportées par ces auteurs [5] (et qui peuvent être obtenues par des cellules Peltier empilées), on voit que la sensibilité est doublée quand on passe de la température ambiante à -100°C . Il est probable qu'en dessous de cette température, on a encore une amélioration des sensibilités, mais il faut prendre garde au phénomène de gel des porteurs.

Les CCD sont un autre exemple de capteurs dont on améliore les performances en les refroidissant. Les sources de bruit dans les CCD sont diverses mais il y en a trois principales :

- Le bruit de photon (ou bruit statistique) dont le carré de la variance est égale au nombre de photons détectés :

$$\text{var}(n) = \sqrt{n}$$

- Le bruit thermique (ou courant d'obscurité) qui est donné par la racine du produit du temps et du courant d'obscurité à t:

$$T_n = \sqrt{I_{\text{obs}}(t)t}$$

En général ce courant est réduit à la moitié de sa valeur tous les 7°C quand le CCD est refroidi

- Le bruit de transfert des électrons dans le système de lecture (σ_e) qui peut être quantifié par :

$$\sigma_e = \sqrt{nN\varepsilon}$$

où n est le nombre de transfert effectués, N le nombre de charges transférées et ε le rendement du transfert.

D'autres sources de bruit se rajoutent aux précédentes comme:

- celles liées aux imperfections cristallines du matériau constituant le CCD
- celles de l'électronique de lecture.

Ces sources sont aussi fonction de la température dans le cas général. La figure 6 montre un exemple d'amélioration de la sensibilité d'un capteur CCD au silicium en le refroidissant.

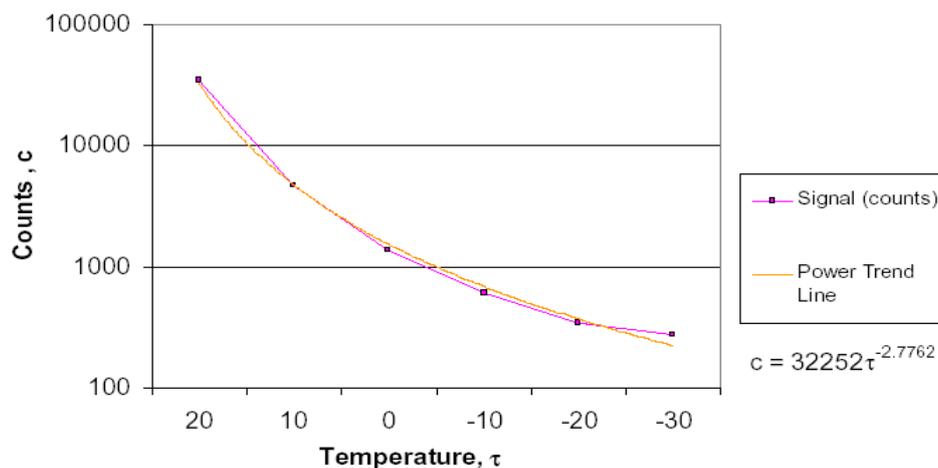


Figure 6. Sensibilité d'un capteur CCD au silicium en fonction de la température

Le nombre de particules détectées (Counts) correspond au courant obtenu en absence d'illumination. On voit qu'une variation de la température entre l'ambiante et -30°C produit une réduction du courant d'un facteur 1000. En pratique les détecteurs CCD peuvent être refroidis au moyen d'azote liquide, de carbo-glace ou par des systèmes Peltier. Le rendement quantique est aussi fortement amélioré dans le froid. La figure 7 montre que le rendement approche 100% pour certaines longueurs d'onde.

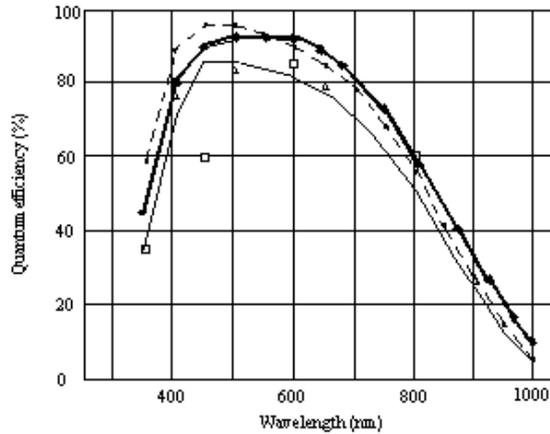


Figure 7. Rendement quantique d'un CCD à la température de 173 K dans le domaine spectral de 330 à 1000 nm. Les courbes correspondent aux valeurs moyennes, maximum et minimum par rapport aux spécifications du constructeur.

3.3 LES CAPTEURS FONCTIONNANT UNIQUEMENT DANS LE FROID.

Plusieurs de ces capteurs refroidis sont embarqués dans des missions spatiales, par exemple les bolomètres, les détecteurs à HgCdTe, les SQUIDs et les TES.

Parmi ceux-ci, on peut distinguer deux types de fonctionnement :

- Les récepteurs hétérodynes fonctionnant à partir de jonctions Josephson (ou parfois avec des diodes en HgCdTe), mais qui semblent de plus en plus laisser la place à des fonctionnements ne nécessitant pas d'oscillateur local.
- Les capteurs bolométriques utilisant directement l'énergie des photons. Selon l'objectif, en submillimétrique, la sensibilité des capteurs bolométriques n'est pas la même. Par exemple en photométrie, une sensibilité de l'ordre de $3 \cdot 10^{19} \text{ WHz}^{-1/2}$, que l'on peut atteindre, est suffisante. Par contre, pour la spectroscopie, la sensibilité doit être de l'ordre de $10^{-20} \text{ WHz}^{-1/2}$ ce qui est beaucoup plus difficile à obtenir. Selon la gamme de fréquence, le fonctionnement peut être variable. Ainsi le rayonnement à détecter peut agir directement sur l'élément sensible, ou bien être capté indirectement par absorption dans un matériau, ce qui libère des particules chargées, lesquelles sont à leur tour détectées par les capteurs refroidis. C'est par exemple le cas pour les bolomètres prévus pour les missions GLAST [6], Submillimétron [7] et XEUS [8].

Les capteurs bolométriques sont employés, en ondes millimétriques, pour faire une analyse de l'anisotropie de la polarisation du rayonnement. Pour cela, on utilise des grilles qui agissent comme des polariseurs et l'analyse en longueur d'onde est effectuée grâce à l'empilement de plusieurs grilles. Ces analyseurs doivent être refroidis pour éviter le rayonnement parasite sur les éléments sensibles.

Une autre approche consiste à placer une antenne planaire à la sortie de cornets 'corrugués'. Cette antenne est alors directement reliée aux bolomètres.

Deux capteurs particuliers ont été développés, et nécessitent quelques informations complémentaires, il s'agit des capteurs à électrons chauds et des capteurs supraconducteurs à transition de bord (TES).

- Les premiers sont constitués d'une couche métallique (cuivre) recouverte par un supraconducteur.

Le métal est directement couplé à une antenne destinée à recevoir les ondes électromagnétiques ; celles-ci viennent réchauffer le gaz d'électrons de la jonction, provoquant ainsi une variation sa résistance. Il en résulte une variation du courant I traversant ces jonctions, cette variation de courant est détectée par un SQUID. Les figures 8 (a) et 8(b) illustrent respectivement le principe de fonctionnement et montrent une réalisation observée sous microscope électronique. Ce type de capteur est prévu pour la mission Submillimetron.

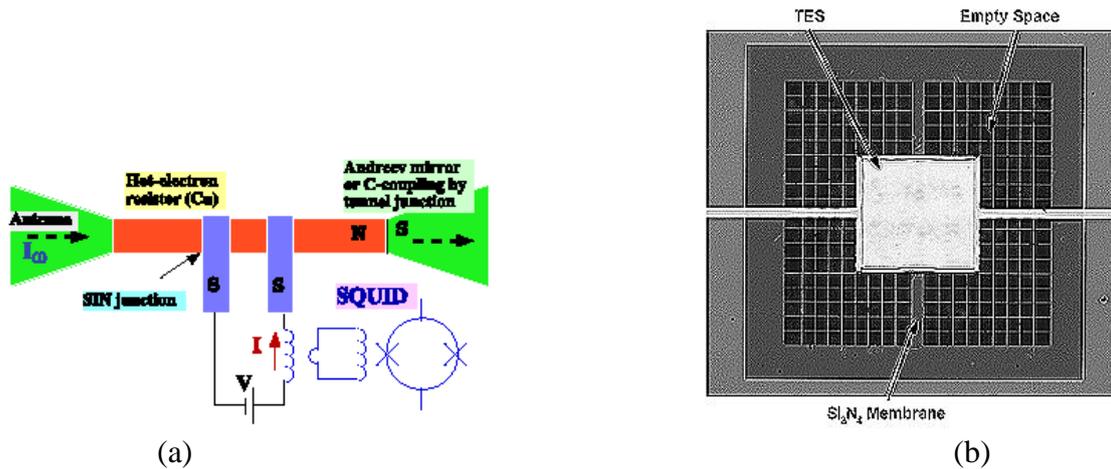


Figure 8. (a) Schéma du bolomètre NHEB (normal hot electron bolometer) avec lecture à SQUID, (b) un Mo-Cu microcalorimètre TES avec une membrane en Si_3N_4 . Le TES a des dimensions de 400 nm x 400 nm.

- Les seconds sont les capteurs supraconducteur à transition de bord (TES).

Ce type de capteurs est surtout utilisé pour les microcalorimètres à rayons X, mais il est aussi envisagé pour des missions susceptibles de recevoir directement les particules spatiales. Comme dans le cas précédent, il s'agit d'une bicouche métallique, l'un des métaux étant supraconducteur. L'ensemble se comporte comme un supraconducteur unique, (par effet de proximité le supraconducteur induit une zone mince supraconductrice dans le métal normal). La figure 9 montre un exemple de réalisation sur une membrane de nitrure de silicium, et construite selon les techniques des microsystèmes (MEMs). Il s'agit d'une bicouche Mo-Cu ayant une température de transition très étroite, à 93 mK. Ce type de détecteur est prévu pour équiper les missions de détection de rayons X comme ConstellationX [9].

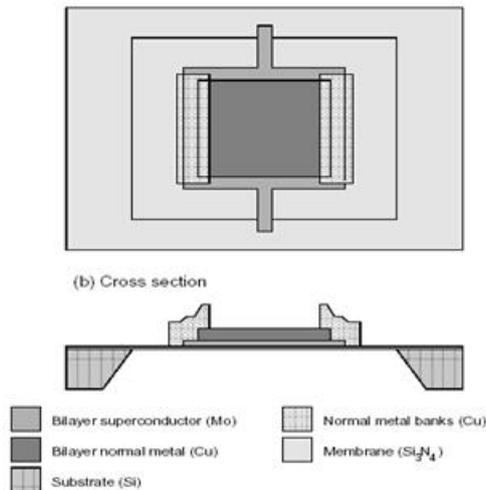


Figure 9. Capteurs supraconducteur à transition de bord (TES) en technologie MEMS.

La figure 10 montre les premiers étages du circuit de lecture, qui utilise des SQUIDS montés en amplificateurs.

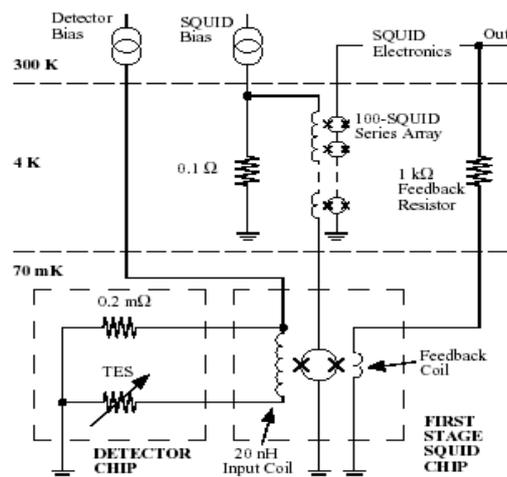


Figure 10. Circuit de lecture d'un capteur TES avec des SQUIDS comme amplificateurs

4 INFLUENCE DE LA POSITION DES CAPTEURS SUR LES VAISSEAUX

On peut considérer deux classes de capteurs, selon qu'ils sont situés à bord du satellite ou largement déportés.

a) Cas des capteurs à bord du satellite.

Il s'agit principalement de capteurs qui reçoivent un rayonnement et qui ne sont pas perturbés par la présence des équipements embarqués. C'est le cas par exemple des capteurs de particules énergétiques, du rayonnement électromagnétique à fréquence élevée ou encore des satellites d'observation dans le domaine optique. Dans ce cas, le satellite n'a pratiquement pas d'influence sur l'observation. Les capteurs en question peuvent alors facilement

bénéficier d'une infrastructure locale dans le satellite. Cette classe de capteurs se prête bien au refroidissement. On peut citer ainsi :

- Les CCD
- Les récepteurs bolométriques micro-ondes et infrarouge...etc.

b) Cas des capteurs déportés

On trouve ces capteurs lorsque l'on cherche à étudier le milieu ambiant du satellite ou lorsque que les capteurs sont sensibles à des signaux dont les bandes passantes sont situées dans les mêmes bandes que celles des signaux de bord; quand l'une de ces situations se présente, il faut assurer un blindage très efficace et s'éloigner du vaisseau pour éviter les interférences.

Les capteurs d'ondes (électriques ou magnétiques) dans les bandes : UBF, SBF, EBF, TBF, BF, MF et HF (soit entre quelques Hz et 30MHz) sont, en général, tous déportés. La mesure de particules ambiantes faiblement énergétiques (électrons ou protons par exemple) pose le même problème car la présence du satellite peut perturber leur densité.

Pour assurer des mesures valables, il faut éloigner les capteurs du corps du satellite, en les disposant sur des bras dont les longueurs sont variables en fonction de la sensibilité des capteurs et du blindage du satellite. Par exemple, une revue critique des paramètres pour la modélisation et la conception des sondes électriques placées sur satellites a été faite au LPC2E [10]. Chaque cas est un cas d'espèce en fonction des conditions expérimentales et de la nature de la mission. Pour illustrer l'importance de l'influence du satellite sur les mesures, on peut citer le cas de Déméter [11]. Ce microsatellite est équipé de capteurs électriques et magnétiques pour étudier les ondes en provenance du globe terrestre lors d'un événement sismique. Le capteur magnétique est un ensemble de trois search-coils destinés à mesurer les trois composantes magnétiques des ondes. Ce capteur est situé à l'extrémité d'un bras déployé dans l'espace. Toutefois l'éloignement au vaisseau est insuffisant et le blindage du satellite insuffisamment efficace, et il en résulte que les mesures à basse fréquence sont extrêmement perturbées par les équipements de bord, ce qui rend inexploitable toute une bande de fréquence des mesures magnétiques.

Dans ces conditions, est-il envisageable de placer des capteurs froids déportés ? Une réponse globale ne semble pas possible puisque chaque cas est particulier, toutefois certaines contraintes imposent des limitations, par exemple le poids total de l'équipement placé à l'extrémité d'un bras est un facteur essentiel. Des cas de Cryo générateurs, relevés dans la littérature [12][13][14], sont conçus pour être localisés sur la plateforme des satellites mais ils peuvent refroidir un capteur déporté en amenant le froid par des capillaires.

Une autre solution, radicalement différente, consiste en un Cryo générateur miniature fonctionnant sans parties mécaniques [15]. Le principe repose sur l'extraction d'électrons chauds dans une couche métallique. La figure 11 (a) en montre le principe et une réalisation est représentée sur la figure 11 (b). Le dispositif est constitué d'un empilement formé d'une couche métallique, d'un isolant très mince et d'un supraconducteur. Un courant tunnel traverse l'empilement et extrait des électrons du métal ce qui retire de l'énergie aux électrons et aux phonons. On a pu obtenir ainsi des températures de 225 mK. Naturellement, il faut un système de froid initial pour obtenir un supraconducteur, mais localement le froid peut être

plus important que celui produit par une source localisée sur le satellite et reliée au capteur par un capillaire placé sur le bras. Cette technique, si elle se développe, pourrait être intéressante pour des capteurs nécessitant une température de 100mK comme les TES par exemple.

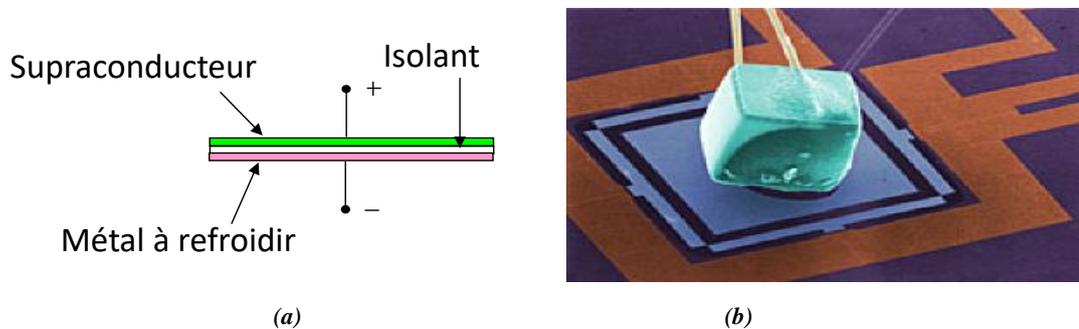


Figure 11. (a) Principe de fonctionnement du cryo-générateur à base d'extraction d'électrons chauds. (b) Refroidissement d'un cube métallique (image par microscope à électron)

5 EXEMPLE DE FUTUR MISSION : LE JAMES WEBB SPACE TELESCOPE

Le projet JWST (*James Webb Space Telescope*) concerne le successeur du télescope spatial Hubble, et il pourrait devenir opérationnel en 2018. Il est prévu une orbite Lissajous L2 (soit à environ 1.5 millions de km de la terre). Initialement ce projet était désigné par NGST (Next Generation Space Telescope). La figure 12 montre les différentes caractéristiques du projet JWST [16].

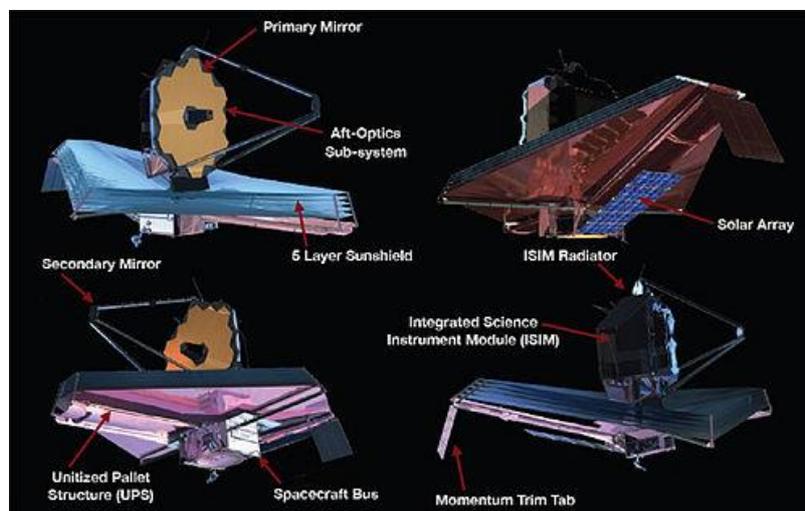


Figure 12. Différentes vues montrant les caractéristiques du télescope JWST.

5.1 OBJECTIFS SCIENTIFIQUES

Ce télescope spatial sera conçu pour étudier les premières galaxies et quelques-unes des premières étoiles formées après le big-bang. Ces objets présentent le point commun d'avoir un déplacement spectral des raies rouges vers l'infrarouge, ce qui signifie que les meilleures observations se feront dans l'infrarouge, avec toutefois quelques observations dans le domaine visible. Les points clés de ce projet concernent:

- la compréhension et la découverte de la formation des premières étoiles et des galaxies
- l'évolution des galaxies
- le processus de formation des étoiles et des planètes.

Avec un temps d'observation suffisant, JWST doit être capable de faire une détection individuelle d'étoiles massives « zero-metallicity ou population III » dont la température prévue est de 100 000 K. A ces températures, l'hélium et l'hydrogène sont ionisés. Du point de vue des observations en général, on n'est pas capable d'effectuer des mesures, mais on peut définir une limite supérieure. La figure 13 ci-dessous montre la sensibilité simulée de JWST par rapport à la distribution énergétique spectrale des objets à observer.

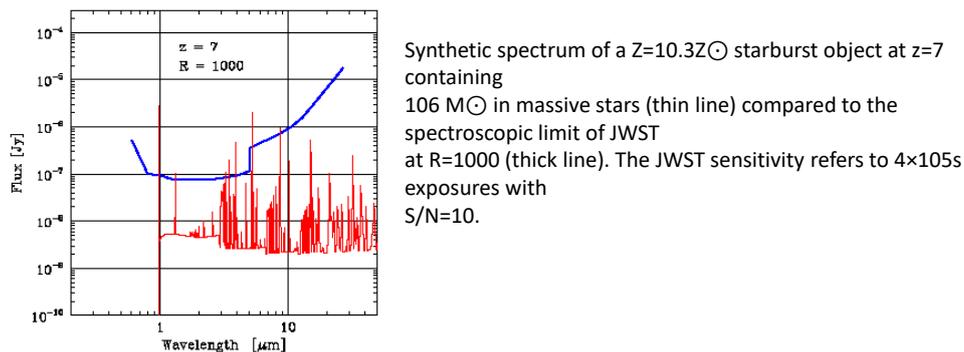


Figure 13. Sensibilité simulée de JWST par rapport à la distribution énergétique spectrale des objets à observer

5.2 EQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES

JWST comporte trois éléments majeurs :

- ISIM : un module d'instruments scientifiques intégrés
- OTE : les éléments du télescope optique
- SSM : le module de support spatial.

ISIM consiste en un système distribué d'instruments cryogéniques intégrés avec OTE. ISIM est constitué de 3 éléments modulaires d'instruments scientifiques : NIRCам, NIRSpec et MIRI. À cela s'ajoutent les capteurs de positionnement.

Les capteurs infrarouges couvrent la bande de 0.6 à 5 μm en deux sous bandes, l'une de 0.6 à 2.3 μm et l'autre de 2.3 à 5 μm .

- NIRCам est un coronographe
- NIRSpec est un spectromètre
- MIRI est un imageur et un spectromètre couvrant la gamme de 5 à 27 μm .
- Les détecteurs utilisés sont soit en HgCdTe, soit en InSb, les performances des deux systèmes étant actuellement à l'étude.

Le froid est apporté par un cryostat à hydrogène solide est construit par *Lockeed Advanced Technology*. Il comporte deux parties, l'une destinée à la partie optique et l'autre aux détecteurs.

5.3 AGENCES SPATIALES IMPLIQUEES DANS LE PROJET

Trois agences spatiales sont concernées par ce projet, la NASA, l'ESA, et le CSA (*Canada Space Agency*). Le lancement est prévu pour octobre 2018.

6 CONCLUSION

On doit commencer par une première remarque importante en notant que l'introduction du froid, dans les missions spatiales, ne peut pas être considérée aujourd'hui, comme exceptionnelle. En dehors du projet JWST répertoriés ci-dessus, il existe des satellites qui ont été placés en orbite et qui comportent de la cryogénie c'est le cas, par exemple, du télescope SPITZER (anciennement SIRTIF), qui fut lancé en Août 2003, et qui a fait des observations aux longueurs d'ondes comprises entre 3 et 180 μm . Il contient un cryostat de 360 l destiné à produire le froid nécessaire à trois instruments et pour une durée de 5 ans. En février 2005, après 541 jours de vol, il avait été déjà effectué plus de 10 000 observations scientifiques.

La deuxième remarque concerne les nouveaux supraconducteurs à haute température critique. Bien que ces nouveaux matériaux ouvrent la voie à de nouvelles applications dans le domaine de l'énergie (stockage) ou bien pour le transport des forts courants, leurs application dans le domaine spatiale n'est pas à l'ordre du jour. En effet, ils nécessitent encore d'être refroidi au moins à la température de l'azote liquide ou bien nécessitent une forte pression pour effectuer la transition vers les supraconducteurs comme dans le cas du gaz H_2S où une pression de 1,5 mégabars était nécessaire. De plus, des progrès et des développements de jonctions Josephson ainsi que de nano-SQUIDS fonctionnant à une température critique supérieure à 70°k restent à faire.

En ce qui concerne les capteurs, la sensibilité n'est pas toujours améliorée dans le froid. Cependant, dans le cas d'un satellite disposant de cryogénie, on peut se poser la question de savoir si les capteurs qui ne présentent pas d'amélioration dans le froid ne peuvent pas être remplacés par d'autres ayant de meilleures performances en refroidissant. C'est le cas des search-coils et micro-fluxgates qui pourraient être remplacés par des SQUIDS. Le problème des capteurs déportés devra être résolu par l'utilisation de capillaires attachés aux bras de déploiement. Il faut noter que le remplacement des capteurs existants n'est pas toujours évident, le cas des boucles de Rogowski étant typique de ce point de vue.

REFERENCES

[1] A. P. Drozdov, M. I. Erements, I. A. Troyan, V. Ksenofontov & S. I. Shylin, « *Conventional superconductivity at 203 kelvin at high pressures in the sulfur hydride system* » Nature 525, 73–76, September 2015

[2] Thomas Wolf, « *Etude de nanojonctions Josephson à haute température critique en vue d'applications Téra hertz* », thèse de doctorat UPMC, 2011.

- [3] C. Granata et al, « *Hysteretic NanoSQUID Sensors for Investigation of Iron Oxide Nanoparticles* », IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 06/2013.
- [4] P Ripka, S Kawahito, SO Choi, A Tipek, M Ishida “*Micro-fluxgate sensor with closed core* » Sensors and Actuators A: Physical 91 (1), 65-69, 2001
- [5] M Behet, J Bekaert, J De Boeck, G Borghs “*InAs/Al_{0.2}Ga_{0.8}Sb quantum well Hall effect sensors* » Sensors and Actuators A: Physical, 2001
- [6] <http://www.nasa.gov/content/fermi-gamma-ray-space-telescope>
- [7] <http://www.asc.rssi.ru/submillimetron/submill.htm>
- [8] http://www.esa.int/Our_Activities/Space_Science/XEUS_overview
- [9] <http://constellation.gsfc.nasa.gov/science/>
- [10] Kolesnikova, E., and C. Béghin, “*Instability problem of the electric field antennas on the POLAR spacecraft*”, Radio Science, 36, 2, 203-221, 2001
- [11] Parrot M., “*The micro-satellite DEMETER*”, Journal of Geodynamics, 33, 535-541, 2002
- [12] Ross, R. G. et al. « *NASA advanced cryocooler technology development program*”, Proc. SPIE : IR space Telescopes and Instruments Vol 4850 p1020-1028 (2002)
- [13] Linder, M. et al, “*Cryogenics in Space, A review of the missions and technologies*”, ESA Bulletin n° 107 p92 (2001)
- [14] Nieczkoski, S. “*Demonstration of an efficient cooling approach for SBIRS-Low*”, Proc. of the Cryogenic Engineering Conf. : Advances in Cryogenic Engineering Vol 613 p 1268-1275 (2002)
- [15] A. M. Clark et al. « *Cooling of bulk material by electron-tunneling refrigerators* », Applied Physic, 2005
- [16] <http://www.jwst.nasa.gov/>

Chapitre 3 : Amplificateur d'une chaine instrumentale

R&D préamplificateur pour antenne électrique

CONTEXTE

Il s'agit de développer un préamplificateur haute impédance d'entrée, faible bruit en technologie ASIC. L'objectif était d'améliorer la mesure du champ électrique en utilisant des antennes électriques. Ceci en rapprochant, au plus près du capteur, le préamplificateur tout en réduisant sa masse, son encombrement et sa consommation. Cette étude est une R&D financée par le CNES et a permis de concevoir un circuit ASIC BiCMOS en technologie AMS 0.8 μm . La fonderie a été réalisée via le CMP Grenoble. Le circuit ainsi obtenu a été testé avec succès, en partie sous pointe à la station de radioastronomie de Nançay. Ce travail a donné lieu à une publication [YK-10].

1. INTRODUCTION

Le LPC2E développe depuis une vingtaine d'années des antennes électriques Haute-Fréquence, allant de quelques kHz à quelques MHz. Citons par exemple, les instruments ISOPROBE du projet franco-russe ARCAD3 (1981), HFMI du projet russe MARS96 (1996), la R&T AHF pour l'avant-projet IBIZA (1998) et MIP du projet ESA ROSETTA (2004). Ces antennes électriques utilisent au niveau des récepteurs un préamplificateur à très grande impédance d'entrée, réalisé jusqu'à maintenant avec des éléments discrets. Ces préamplificateurs, à impédance d'entrée capacitive, furent réalisés à l'aide de transistors de type JFET en technologie CMS [1]. Leurs conceptions dérivèrent de projets antérieurs et les principales performances de ces préamplificateurs discrets sont résumées ci-dessous :

- Résistance d'entrée R_i : 300M Ω ;
- Capacité d'entrée : 0.4pF ;
- Gain en tension A_v : 12 ;
- Bande passante BP (-3dB) : 1.4 kHz à 3MHz.
- Bruit en entrée $< 0.1\mu\text{V}/\text{Hz}^{-1/2}$

2. ARCHITECTURE DU PREAMPLIFICATEUR

Le développement d'un préamplificateur ASIC pour les antennes électriques (mesure du champ électrique dans les plasmas spatiaux) a débuté par un projet en R&T, intitulé « *R&T Antennes Electriques* », initié par le LPC2E et financé sur une convention CNES. L'objectif de l'étude était de développer l'ASIC d'un préamplificateur à très grande impédance d'entrée (*High Input Impedance Amplifier* HIIA) pouvant être embarqué sur les futures missions spatiales. Le principe de fonctionnement de cette antenne exige une très grande impédance d'entrée; en effet la capacité d'entrée du préamplificateur doit rester faible devant la capacité propre de l'électrode. Deux autres objectifs ont été visés : étendre la gamme de fonctionnement jusqu'à 50 MHz et surtout accroître la sensibilité des préamplificateurs pour accéder à la mesure des ondes naturelles.

Afin de réduire la complexité du circuit lors de la phase de conception et aussi pour répondre au mieux aux contraintes, l'architecture du préamplificateur a été décomposée en trois étages (étage très haute impédance d'entrée, étage amplification, étage de puissance et d'adaptation d'impédance) + une structure *Bootstrap* non abordée ici [2].

De plus, nous avons fait le choix d'utiliser des transistors bipolaires au lieu de transistors MOS bien que ces derniers présentent une impédance d'entrée beaucoup plus grande que les bipolaires. En effet, une étude, préalable menée au LPC2E, a montré l'intérêt d'utiliser des bipolaires pour répondre aux contraintes suivantes [3][4]:

- La nécessité d'avoir un étage d'entrée avec une polarisation interne
- Le niveau du bruit très faible en basse fréquence

La figure 1 donne un aperçu de l'architecture du circuit.

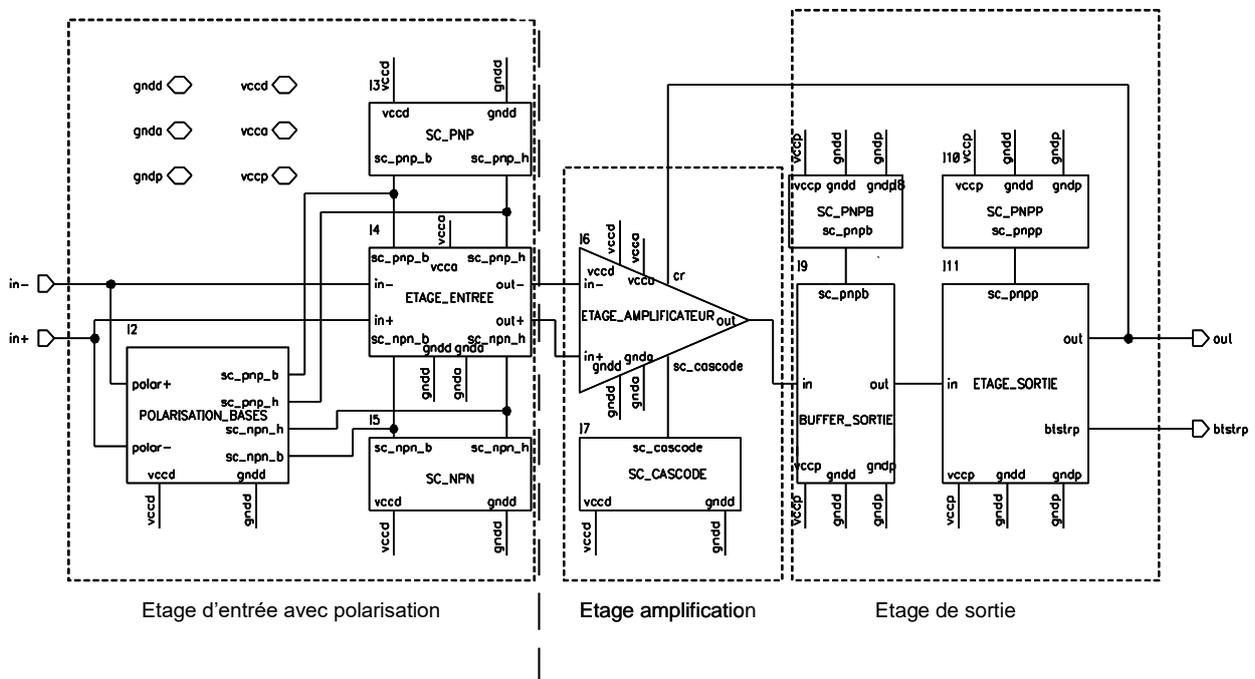


Figure 1. Schématique de l'architecture du préamplificateur HIIA

1.1 ETAGE D'ENTREE

L'étage d'entrée se base, comme le montre la figure 2, sur une structure collecteur-commun à 4 niveaux. Le premier niveau permet de fixer l'impédance d'entrée à la valeur souhaitée tandis que le reste des niveaux permet de réduire, de manière progressive, l'impédance de sortie de la structure. Par ailleurs, l'étage est polarisé par une source interne, non représenté sur la figure 2, dont les courants de polarisation sont de l'ordre de quelques dizaines de nA. Cette faible valeur du courant, à la limite des courants de fuite des transistors, a nécessité un dimensionnement rigoureux de la structure [5][6].

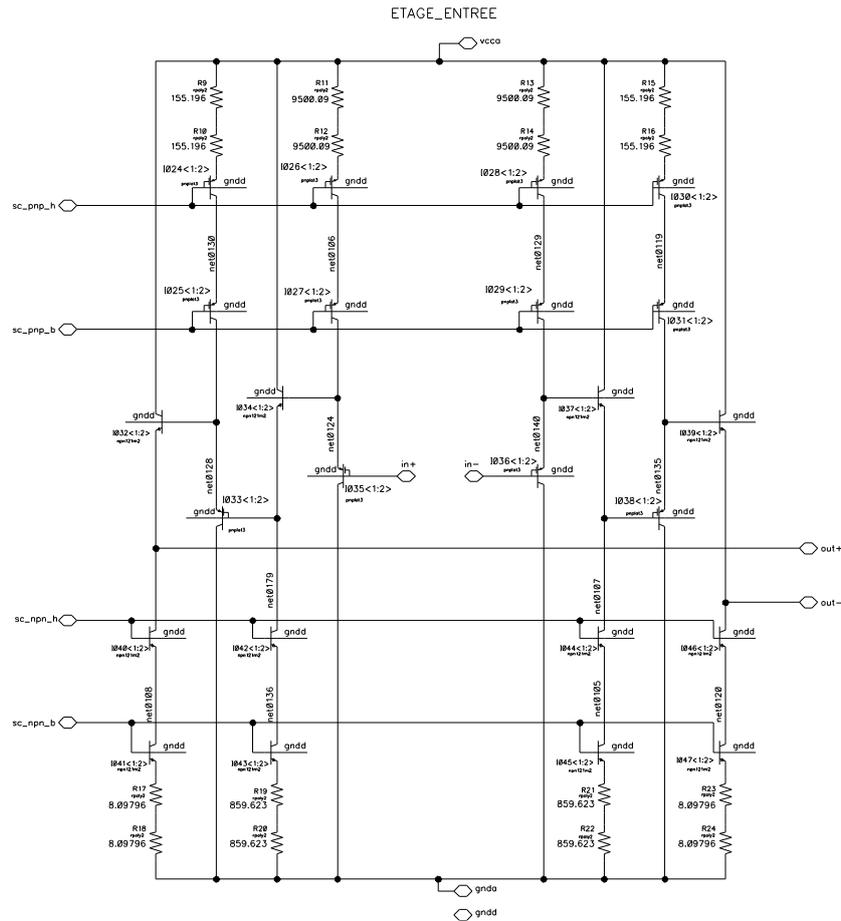


Figure 2. Structure de l'étage d'entrée

1.2 Etage amplificateur et de sortie

L'étage amplificateur est basé sur une structure différentielle tandis que l'étage de sortie s'articule autour d'une architecture de puissance avec une impédance de sortie de 50 Ω [7][8][9]. Une attention particulière a été portée au *layout* pour d'une part minimiser l'influence de l'étage de puissance (fort courant) sur l'étage d'entrée (faible courant) et d'autre part assurer une bonne tenue à la large gamme de température (-100°C à 150°C) [10].

3. Expérimentation

Le circuit a été développé sous Cadence et fondue en utilisant la technologie *Austria MicroSystem AMS BiCMOS 0.8µm*. Le choix de la technologie fut établi en fonction des exigences de spatialisation. En effet, le process BiCMOS 0.8 µm d'AMS revêt, en plus de son coût modéré, des caractéristiques proches de celles du process BiCMOS 0.8 µm SiGe du même fondeur.

La figure 3 ci-dessous montre le circuit HIIA après fonderie ainsi l'ASIC sur un PCB spécifique adapté au barreau de l'antenne électrique [2].

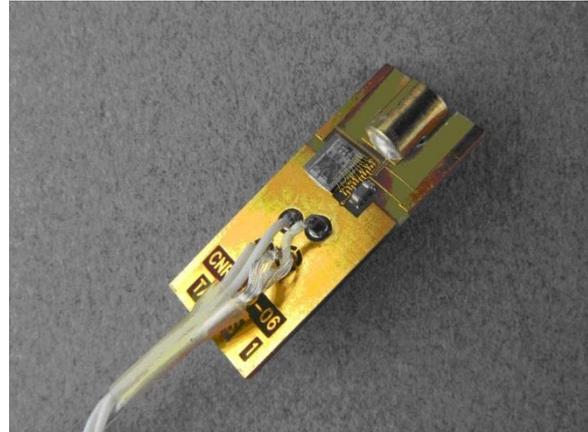
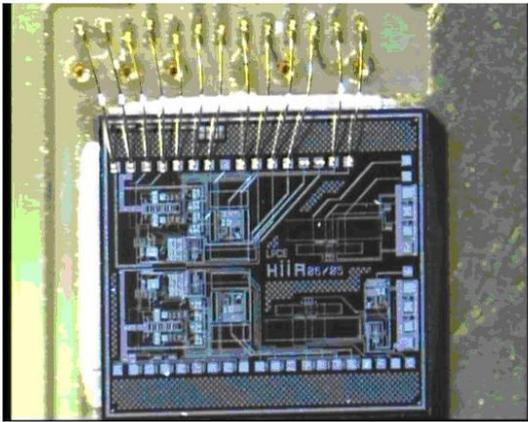


Figure 3. ASIC après fonderie

Les tests de recette finale ont été conduits pour déterminer les caractéristiques du préamplificateur, avant montage dans l'antenne de la mission TARANIS. Les Figures 4 et 5 donnent respectivement, la fonction de transfert, le bruit en entrée et le bruit en sortie.

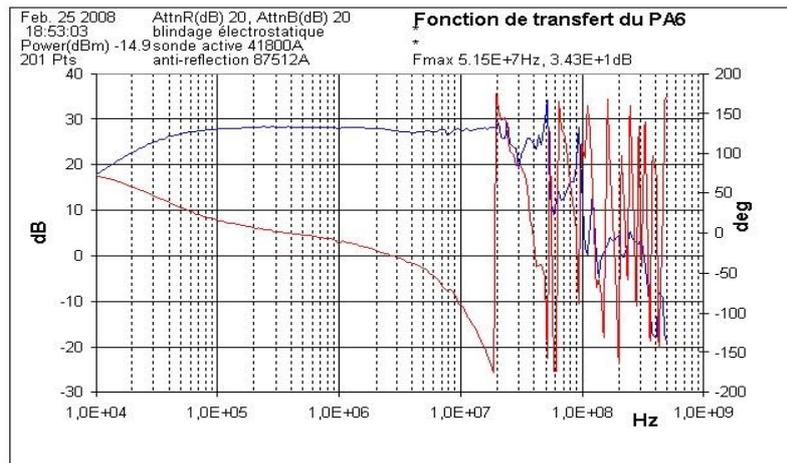


Figure 4. Fonction de transfert du préamplificateur.

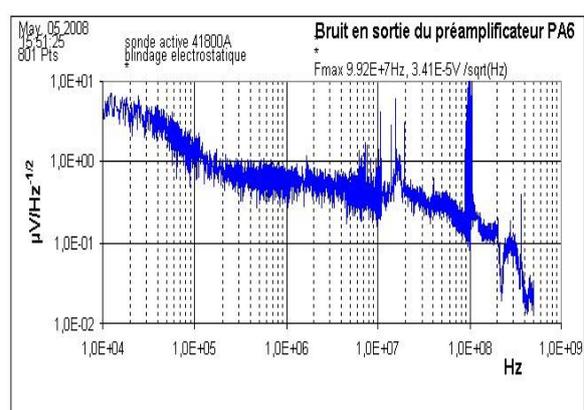
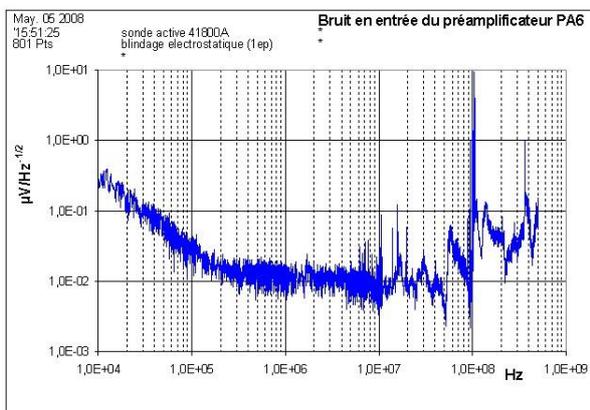


Figure 5. Bruit en entrée et en sortie du préamplificateur.

L'ensemble de ces tests se révèle très satisfaisant. En particulier la bande passante totale, incluant les trois étages de l'ASIC. Cette mesure est tout à fait satisfaisante et confirme les résultats obtenus en simulation. La courbe de bruit démontre également les excellentes performances de ce circuit. Par ailleurs, d'autres tests ont montré une très bonne tenue en température [2] [11].

4. Conclusion

Dans cette R&T, nous avons développé un ASIC préamplificateur, pour antenne électrique, à très grande impédance d'entrée, faible bruit pouvant être embarqué sur la future mission spatiale TARANIS. Le développement de ce circuit a permis de surmonter un certains nombres de contraintes comme par exemple :

- Les faibles courants, à la limite de la validité des modèles de simulation, pour l'étage d'entrée mais nécessaire pour avoir une impédance d'entrée très élevée.
- Prendre en compte, dans l'architecture de l'ASIC, l'influence de la dispersion due aux variations technologiques du design kit.
- Les niveaux élevés des courants pour l'étage de sortie lors de son adaptation 50Ω. Ceci a nécessité de repenser l'architecture avec une attention particulière lors du dessin du layout pour par exemple dissipation de puissance.
- La large gamme de température.
- La réduction des effets parasites, capacitif ou inductif, sur les entrées de l'étage haute impédance.

Les résultats après fonderie ont montré des mesures très satisfaisantes et proches de la simulation.

REFERENCES

[1] P.E. Vert, « *Etude et développement d'un préamplificateur à très haute impédance d'entrée en technologie bipolaire* », rapport de stage de DEA 2002

[2] H Souffi, Y. Kebbati, « *Préamplificateur ASIC à haute impédance d'entrée* », rapport de R&T interne au LPC2E 2006

[3] T. Edward and al. "Bipolar high impedance element", Patent No:US7.230.457.B2, June 2007

[4] J. Steensgard-Madsen, "Wide-bandwidth operational amplifier", Patent, No: US 6.573.790 B2, June 2003

[5] Jiann S. Yuan, "Overview of SiGe Technology Modeling and Application," ISQED, pp.67, First International Symposium on Quality of Electronic Design, 2000

- [6] D.A. Johns, “*Analog integrated circuit design*”, Book, John Willer & Sons, 1997
- [7] P. Lopez, J. Hauer, B. Blanco-Felgeira, D. Cabello, « *A dc I–V model for short-channel polygonal enclosed-layout transistors* », IJCTA Journal, Volume 37, pp.163-177, March 2009
- [8] M. Ullan and al. “*Radiation hardness evaluation of SiGe HBT technologies for the Front-End electronics of the ATLAS Upgrade*”, Proceedings of the 6th "Hiroshima" Symposium on the Development and Application of Semiconductor Detectors, pp 80-89, May 2007
- [9] Li Dong-Mei et al, “ *Study of total ionizing dose radiation effects on enclosed gate transistors in a commercial CMOS technology* ” , 2007 Chinese Phys., volume 5; pp25-34, December 2007
- [10] A. Hasting, “*The art of analog layout*”, Book, Tom Robins, 2001
- [11] T. Hachemi et J.L. Michau, « *Tests de l’ASIC AMP_HIZ run 2* », rapport de R&T interne au LPC2E 2004.

Chapitre 4 : Convertisseur analogique numérique

R&D Amélioration de la résolution des convertisseurs analogique/numérique par la méthode Bootstrap

CONTEXTE

Dans le cadre d'une étude de faisabilité, j'ai développé une nouvelle technique d'amélioration de la résolution des convertisseurs analogique numérique. Cette technique se base sur le principe statistique « *bootstrap* ». L'algorithme a été validé par programmation sur ordinateur et l'architecture matérielle décrite en VHDL. Une synthèse FPGA sous environnement MaxplusII a été faite afin d'évaluer les performances hardware de notre algorithme. Cette étude a donné lieu à deux publications [YK-15][YK-17].

1. Introduction

Au cours des dernières décennies, nous avons assisté à une évolution rapide de la technologie des circuits numériques en termes de densité d'intégration, de rapidité de fonctionnement, de capacité de stockage de l'information et enfin en termes de « densité » des calculs pouvant être effectués. Ces avancés ont permis le développement et l'intégration matériel d'algorithmes complexes dédiés à la reconnaissance vocale, l'imagerie médicale, le radar, l'électronique grand public et les télécommunications (terrestre et satellite). Ces circuits numériques font partie d'une chaîne instrumentale de traitement de données que l'on peut décomposée en trois grandes parties : une partie analogique dédiée à la collecte des données, un convertisseur analogique-numérique CAN pour la numérisation des données et enfin le ou les circuits numériques pour le traitement. Toutefois, la fiabilité de cette chaîne instrumentale est affectée par la capacité de ses parties constitutives à générer et à tolérer les erreurs (bruit, échantillonnage, format de numérisation, etc.). Ainsi pour le CAN, il est nécessaire d'augmenter la résolution pour réduire l'erreur de numérisation. Pour ce faire, nous présentons dans cette étude une nouvelle approche d'amélioration de la résolution des CAN en augmentant le nombre de bits effectifs en utilisant la méthode Bootstrap. Cette méthode est largement utilisée dans les sciences sociales, le traitement du signal mais, à notre connaissance, il n'y a aucune mention de son utilisation en électronique

2. CARACTERISTIQUES DES CAN

Malgré la variété des CAN, leurs caractéristiques peuvent être résumées par un nombre restreint de paramètres comme par exemple : la résolution (nombre de bits par échantillon), le rapport signal sur bruit de quantification noté $SNRQ$ (*signal-to-quantization noise ratio*).et la puissance dissipée P_{diss} [1][2][3]. Cependant, il y a différentes façons de comparer leurs performances. Pour certaines applications, le paramètre à considérer en priorité est la puissance consommée. Pour d'autres, ce sera la résolution. Ce qui est le cas pour les applications spatiales.

La mesure du $SNRQ$ inclue la contribution de tous les mécanismes d'erreurs tels que le bruit de quantification, le bruit des circuits électronique, le bruit d'échantillonnage et l'ambiguïté du comparateur. Dans le cas d'un CAN idéal, seule l'erreur de quantification est considérée. Cette erreur est le fait de la différence entre le signal analogique d'entrée, qui peut

prendre n'importe quelle valeur dans le temps, et le signal numérique de sortie du CAN, qui est le résultat d'un nombre fini d'échantillon [4]. La figure 1 montre, (a) la représentation numérisée d'une forme d'onde sinusoïdale ainsi que (b) l'erreur de quantification.

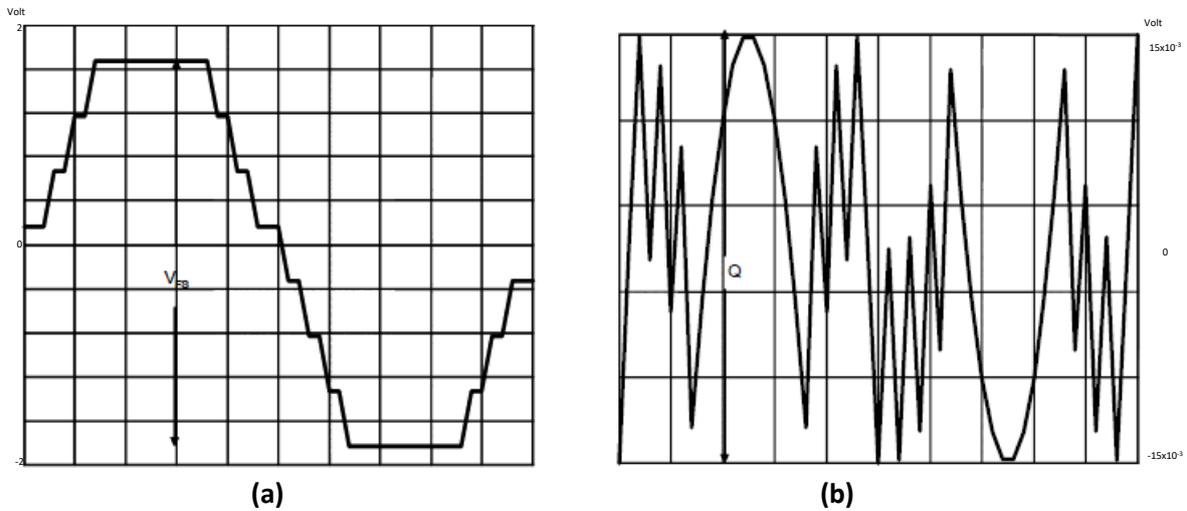


Figure 1. (a) Numérisation d'une onde sinusoïdale de période $T=1$ s, (b) erreur de quantification

L'erreur de quantification, notée Q , est égal à la valeur du bit le moins significative de la représentation binaire. Dans ce cas, les formes d'onde de l'erreur de quantification et du signal analogique en entrée sont corrélées. Ainsi, l'erreur de quantification est approximativement aléatoire ce qui induit une représentation sous la forme d'un bruit blanc. Cette représentation suppose que les probabilités des erreurs de quantification sont égales et se distribuent de manière égale entre $\pm Q/2$. Dans le cas d'un CAN idéal, les équations (1) et (2) représentent respectivement le $SNRQ$ et la figure de mérite du convertisseur notée F [5].

$$SNR(dB) = 6,02 * N + 1,76 \quad (1)$$

$$F = \frac{2^{SNR} * f_{s\text{amp}}}{P_{diss}} \quad (2)$$

P_{diss} étant la puissance dissipée, $f_{s\text{amp}}$ la fréquence d'échantillonnage et N le nombre de bits du convertisseur.

A partir des équations (1) et (2) on peut facilement déduire que les paramètres, $SNRQ$ et F , peuvent être améliorés en augmentant le nombre de bits N du convertisseur.

Dans le paragraphe suivant, nous allons voir comment augmenter la résolution des convertisseurs en utilisant la méthode Boosttrap. Nous allons commencer par présenter la méthode puis nous allons l'appliquer pour augmenter le nombre de bits d'un convertisseur de 12 bits à 14 bits.

3. LA METHODE BOOTSTRAP

Lorsque la distribution d'une variable aléatoire est connue, le calcul théorique ou la simulation peuvent être invoqués pour calculer diverse statistiques. Cependant, dans la plus part des applications pratiques, ceci n'est pas possible. Il est alors nécessaire d'utiliser des algorithmes mathématiques, comme par exemple le Bootstrap, pour extraire le maximum de renseignement à partir des informations disponibles. La méthode Bootstrap est dédiée à une exécution sur ordinateur. Sous sa forme la plus simple et non paramétrique, elle permet d'augmenter l'exactitude des évaluations statistiques à partir de données ou d'échantillons indépendants et cela sans aucune supposition sur leurs distribution [6]. Quand la population des données ou échantillons est importante, le théorème de la limite centrale peut être invoqué pour affirmer une distribution gaussienne [7]. Cela reste aussi valable pour une application de la méthode Bootstrap. Cependant quand la population des échantillons est limitée ou difficile à obtenir, par exemple 10 ou 15 échantillons, la méthode Bootstrap trouve tout son intérêt et permet ainsi d'être utilisée même lorsque la distribution est non-Gaussienne [8][9].

Le principe de base de cette méthode est la reproduction aléatoire des échantillons originaux. Par exemple, si nous avons un jeu d'échantillons (1,3,9,2) alors avec la méthode Bootstrap, nous pouvons construire une série de jeu (1,3,3,2), (1,2,3,9), (2,3,9,1), etc. En conséquence de cette série, il aisé de calculer un ensemble d'estimation statistique.

A partir de la méthode Bootstrap, nous avons ainsi « construit » des bits supplémentaires nommé LSBB (Low Significant Bootstrap Bit) en combinant les bits de poids faibles de différents échantillons en sortie du CAN. On obtient alors une série de LSBB. L'utilisation d'opérateurs logiques pour la construction des combinaisons permet de réduire les ressources matériels lors d'une intégration sur circuit ASIC ou FPGA. La figure 2 présente un exemple de construction des LSBB.

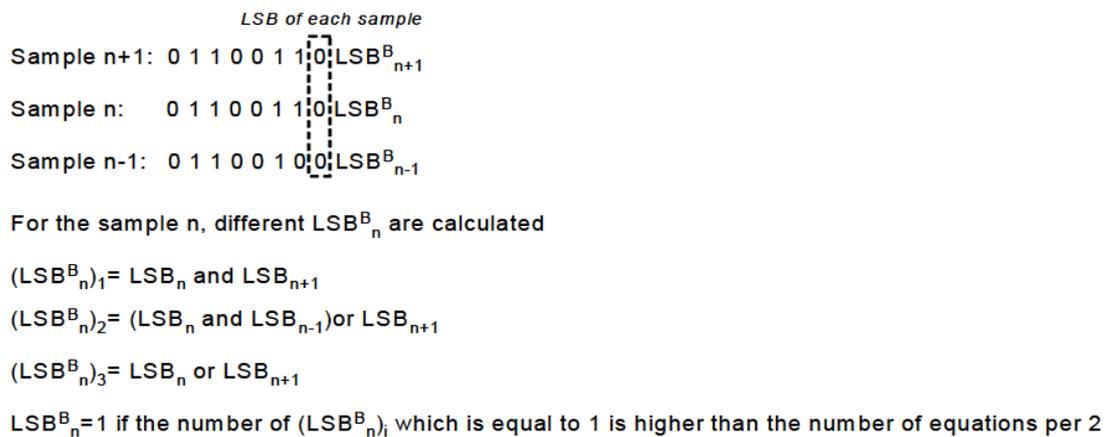


Figure 2. Construction des bits additionnels

4. L'INTEGRATION FPGA

L'algorithme Bootstrap a été intégré sur cible FPGA. Pour ce faire, une architecture matérielle a été développée et décrite en VHDL. L'architecture, présentée dans la figure 3, est composée :

- d'un ensemble de dix registres permettant la sauvegarde des échantillons 12 bits issus du CAN
- d'un ensemble d'opérateurs logiques pour le calcul des différents LSBB
- d'un comparateur
- d'un registre en sortie pour l'échantillon en 14 bits

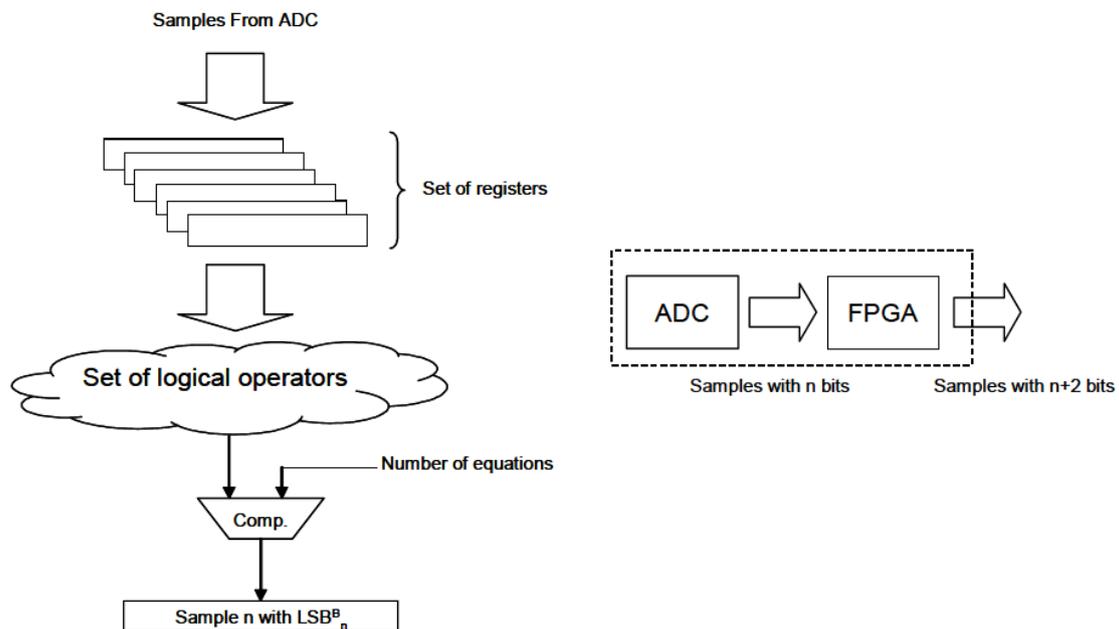


Figure 3. Architecture FPGA

La fréquence maximale du CAN 12 bits AD9226 de chez *Analog Devices* étant de 60 MHz, le FPGA est cadencé avec une horloge de 120 MHz. Le temps de calcul des échantillons 14 bits étant de 2 cycles d'horloge, il n'y a pas de latence entre le CAN et le FPGA. Toutefois, il faut noter un décalage de 10 cycles d'horloge au démarrage nécessaire à la mémorisation des 10 échantillons issus du CAN, voir la figure 4.

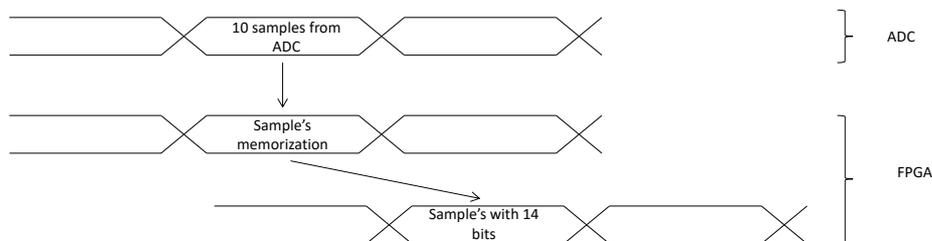


Figure 4. Chronogramme de fonctionnement

5. RESULTATS

La figure 5 présente la propriété asymptotique de l'évaluation. L'axe horizontal dénombre le nombre d'équation tandis que l'axe vertical est dédié à l'erreur moyenne commise sur des échantillons d'un signal sinusoïdal 12 bits, issu du CAN, avec ajout de 2 bits (sortie du FPGA à 14 bits). Les lignes rouge et verte indiquent les seuils d'erreur à 2^{-10} et 2^{-11} . De cette figure, nous pouvons conclure que la méthode Bootstrap présente une bonne propriété asymptotique de l'évaluation. En effet, plus le nombre d'échantillon augmente plus l'erreur moyenne est réduite.

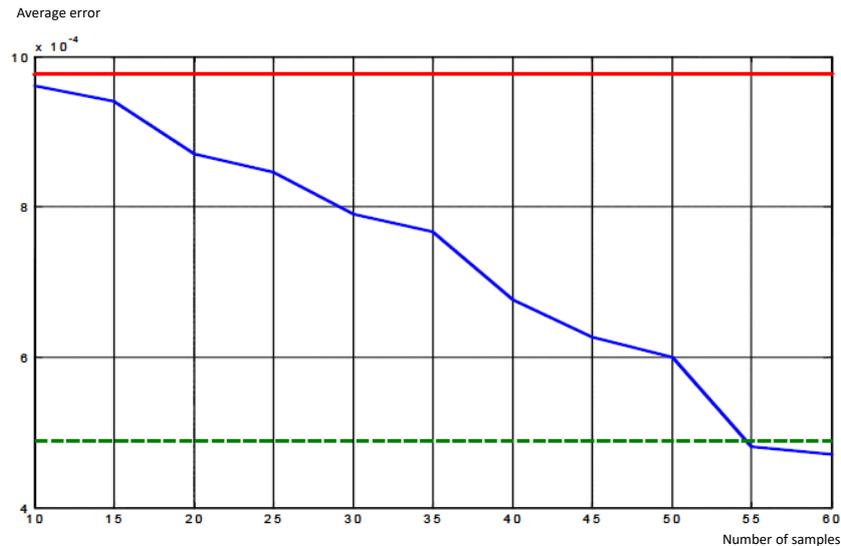


Figure 5. Propriété asymptotique de l'évaluation

Un autre exemple de l'application de la méthode Bootstrap est donné dans la figure 6. Il s'agit ici de l'évolution temporelle de deux signaux respectivement sinusoïdale et aléatoire, 2 volts et 50Hz, 6 bits avec une extension à 8 bits. Les signaux 6 bits en sortie du CAN sont en vert, les signaux en bleu sont en sortie 8 bits du FPGA et enfin, les signaux de références sont en rouge.

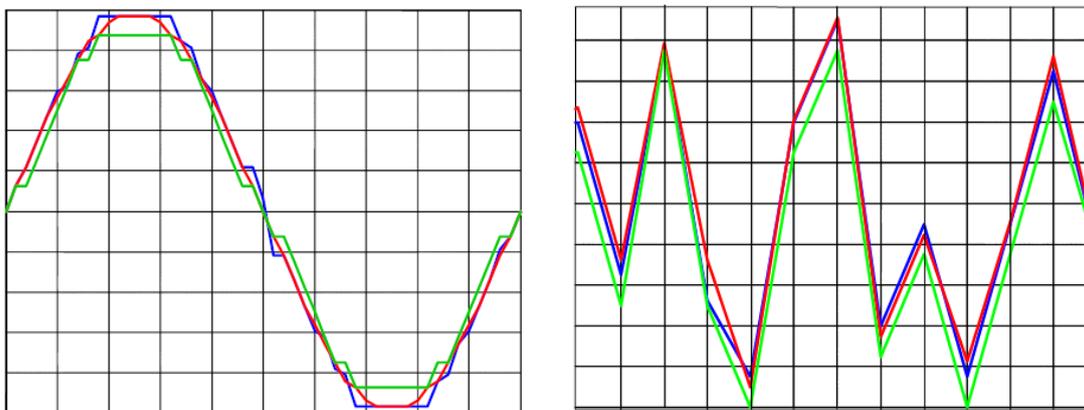


Figure 6. Application de la méthode Bootstrap à un signal sinusoïdal et aléatoire

6. CONCLUSION

Dans ces travaux, nous avons démontré l'efficacité de l'utilisation Bootstrap pour améliorer la résolution des convertisseurs analogiques numériques. Il en reste néanmoins la nécessité d'ajouter un traitement numérique sur FPGA. Cette contrainte limite l'utilisation de la méthode aux CANs de faibles bits en sortie et de fréquence ne dépassant pas celle du FPGA. On estime que la méthode Bootstrap a toute sa place dans le domaine de l'électronique et peut profiter à des applications comme par exemple la détection de faute et le traitement numérisé des signaux.

REFERENCES

- [1] J. Mitola, "*The software radio architecture*", IEEE Commun. Mag., vol. 33, pp. 26-38, May 1995.
- [2] R. Baines, "*The DSP bottleneck*", IEEE Commun. Mag., vol. 33, pp. 46-54, May 1995.
- [3] R. H. Walden, "*Analog-to-digital converter technology comparison*", IEEE GaAs IC Symp. Tech. Dig., Oct. 1994, pp.217-219.
- [4] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, "*Discrete-time signal processing*", Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, ch. 3, p.114.
- [5] R. H. Walden, "*Analog-to-digital converter survey and analysis*", IEEE Journal on Selected Areas in Communication, vol. 17, NO. 4, April 1999.
- [6] B. Efron, R. J. Tibshirani, "*An introduction to bootstrap*", New York: Chapman & Hall, 1993.
- [7] T. Kijewski, A. Kareem, "*Reliability of random decrement technique for estimates of structural damping*" Proc. Of ASCE Specialty Conference on Probabilistic Mechanics and Structural Reliability, Notre-Dame, IN, 24-26 July 2000.
- [8] T. Kijewski, A. Kareem, "*On the reliability of system identification: applications of bootstrap theory*", *Proceedings of International Conference on Structural Safety and Reliability*, Newport Beach, CA, June 2001.
- [9] A. M. Zoubir, B. Boashash, "*The bootstrap and its application in signal processing*", IEEE Signal Process. Mag., pp. 56-76, 1998.

R&D Amélioration de la résolution des convertisseurs analogique/numérique par la méthode d'interpolation

CONTEXTE

Tous signal analogique doit être numérisé afin d'être traité numériquement. Les mesures spatiales n'échappent pas à ce constat. De ce fait, il est nécessaire de réduire l'erreur de numérisation au maximum afin de ne pas perdre de l'information. Dans ce cas, l'idéal est d'utiliser des convertisseurs analogiques numériques CAN avec une large résolution c'est-à-dire avec un nombre important de bit. Toutefois dans le spatiale, cette solution est de moins en moins viable pour des raisons de consommation, de bande passante et de coût.

Afin d'améliorer la résolution des CAN, dans cette R&D, nous allons aborder une autre stratégie qui consiste à augmenter la résolution des convertisseurs de manière « artificielle » c'est-à-dire à partir de calcul mathématique. Nous nous baserons ainsi sur des algorithmes mathématiques d'interpolation de points, puis pour tester notre méthode, nous développerons une architecture hardware qui sera implantée sur FPGA. Ce travail a donné lieu à l'encadrement de deux stages de master et à deux publications [YK-2][YK-3].

1. INTRODUCTION

Dans des systèmes électroniques, un convertisseur analogique-numérique (CAN) convertit des signaux analogiques en signaux numériques. L'une des caractéristiques clé d'un CAN est la résolution qu'il offre. Plus la résolution souhaitée est élevée, et de ce fait le nombre de bit utilisé pour quantifier le signal analogique est important, plus le coût du CAN est élevé. Toutefois dans la pratique, les CAN ont des longueurs de mots finies. Pour obtenir un équilibre entre le coût et la précision du système (dans sa globalité), nous avons développé une nouvelle approche qui consiste à calculer mathématiquement de nouveaux échantillons (sur-échantillonnage numérique) qui auront alors une résolution « machine ». L'implantation matérielle de cette méthode se base sur l'utilisation d'un FPGA permettant le calcul mathématique des échantillons en 16 bits à partir d'un CAN 12 bits. Il en résulte alors un ajout de 4 bits aux échantillons ce qui permet une amélioration de la résolution du CAN 12 bits.

2. THEORIE

Comme mentionné précédemment, les CAN transforment les signaux analogiques en échantillons de valeurs numériques. L'amplitude du signal analogique est alors quantifiée en mots numériques avec une longueur finie. Ce processus de quantification introduit du bruit dans le signal appelé "bruit de quantification". Plus la longueur du mot est petite, plus le bruit est élevé. Le bruit de quantification peut être réduit en utilisant des CAN avec plus de bits. Ce bruit peut également être réduit par deux méthodes: le sur-échantillonnage du CAN ou le traitement du signal numérique (sur-échantillonnage numérique). Le sur-échantillonnage du CAN est une méthode bien connues et bien décrites dans la littérature [1 - 6] tandis que le sur-échantillonnage numérique est l'objet de cette R&D.

Pour présenter les deux méthodes, nous allons d'abord introduire quelques notions sur les convertisseurs analogique-numérique.

La résolution de tension d'un CAN est définie comme étant le rapport de la de tension pleine échelle au nombre d'état numérique en sortie. C'est une mesure de l'exactitude de l'ADC. Plus la résolution est élevée, plus le nombre d'état numérique est élevé dans la plage de tension et, par conséquent, plus le bruit de quantification sera faible, comme le montre l'équation 1.

$$\text{Voltage resolution} = 1 \text{ Least Significant bit (LSb) value} = \frac{\text{full scal voltage range} \left[\frac{\text{volt}}{\text{level}} \right]}{2^N - 1} \quad \text{Equation 1}$$

Where N is the number of bits or the word length

Un CAN est caractérisé également par la plage de variation acceptable de la tension analogique d'entrée, appelée Pleine Echelle. La pleine échelle est divisée en autant de plages d'égale dimension (cas de la quantification uniforme) qu'il y a d'états possibles de la sortie numérique. Chaque plage est associée à un code numérique représentant la tension analogique d'entrée. On définit le quantum, ou *LSB* (pour *Least Significant Bit*, le bit de poids faible) comme étant la dimension de ces plages. Par exemple, si la plage de tension de mesure à pleine échelle est de 0 à 3 Volts et que la résolution est de 12 bits, la résolution de tension du CAN peut être calculée à 0,7326 mV/bit.

La mesure d'un signal corrompu avec un bruit de quantification après conversion analogique-numérique est donnée par le rapport signal sur bruit de quantification noté *SNRQ* (*signal-to-quantization noise ratio*). Le *SNRQ* est défini comme le rapport de la valeur moyenne quadratique du signal analogique d'entrée à la valeur moyenne quadratique du bruit de quantification. Le *SNRQ* d'un CAN *N*-bits idéal est donné par l'équation 2.

$$\text{SNRQ} = 6.02 * N + 4.77 + 20 \log(LF) \text{ [dB]} \quad \text{Equation 2}$$

Où *N* est le nombre de bits ou la longueur du mot, et *LF* est le facteur de charge, qui est défini comme le rapport de la valeur quadratique moyenne de la tension analogique d'entrée à la tension d'entrée crête du CAN. Lorsque le signal analogique d'entrée est sinusoïdal: *LF* = 0.707, alors le *SNRQ* est donné par l'équation 3.

$$\text{SNRQ-Max} = 6.02 * N + 4.77 - 3 = 6.02 * N + 1.77 \text{ [dB]} \quad \text{Equation 3}$$

D'après l'équation 3, il est clair que l'amélioration du *SNRQ* est de 6,02 dB par bit. Plus le nombre de bits associé est élevé, plus le *SNRQ* est élevé. Par exemple, le *SNRQ-MAX* d'un CAN 12 bits est de 74,01 dB et celui d'un 16 bits est de 98,09 dB. Un procédé rentable d'amélioration de la résolution d'un CAN est le développement logiciel d'une méthode de traitement du signal permettant de traiter de manière appropriée le signal analogique-numérique converti pour obtenir le même effet qu'un CAN de résolution plus élevée.

Le sur-échantillonnage est la première méthode pour atteindre cet objectif. Le signal analogique doit être sur-échantillonné à une vitesse de 256 fois supérieure à la vitesse de *Nyquist* pour obtenir le *SNRQ* d'un CAN 16 bits avec un 12 bits. Le schéma bloc de la méthode est représenté sur la figure 1. Cette méthode se caractérise par l'ajout d'un bruit blanc au signal d'entrée, d'un filtre passe bas et d'un décimateur [1][2].

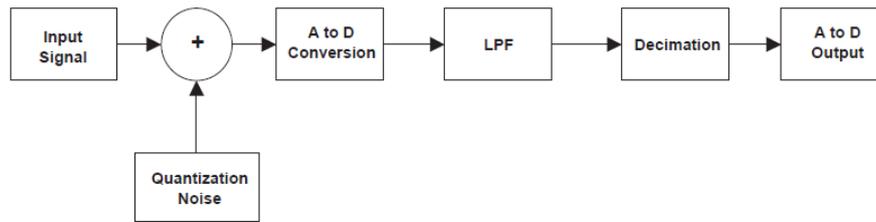


Figure 1. Diagramme bloc de la méthode de sur-échantillonnage

La deuxième méthode développée dans cette R&D, sur-échantillonnage numérique, repose sur le principe de l'interpolation. Il s'agit de calculer mathématiquement des points intermédiaires entre les échantillons. Le diagramme bloc de la méthode est présenté dans la figure 2. Les améliorations apportées par cette méthode sont :

- Le filtre passe-bas sera simple. Il permet aussi de maintenir la phase initiale du signal.
- Une amélioration des distorsions harmoniques globales du signal de sortie

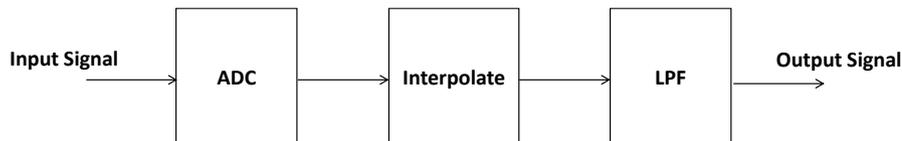


Figure 2. Diagramme bloc de la méthode de sur-échantillonnage numérique

Il existe une multitude d'algorithmes permettant d'effectuer l'interpolation d'un signal. Nous citerons par exemple : *Lagrange*, *Newton*, *Spline cubic*, *Neville*, *Shannon* etc.

L'algorithme de Shannon permet d'obtenir le signal initial $x(t)$ à partir de ses n échantillons [7] [8]. Si un signal a une énergie finie, la fréquence d'échantillonnage minimale est égale à deux fois la fréquence la plus élevée du signal. Plus précisément, si la composante la plus haute fréquence du signal est B hertz, alors le signal, $x(t)$, peut être récupéré à partir des échantillons comme indiqué dans l'équation 4.

$$x(t) = \frac{1}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2B}\right) \frac{\sin[\pi(2Bt - n)]}{2Bt - n} \quad \text{Equation 4}$$

La fréquence B fait aussi référence à la bande passante du signal et, si B est finie, alors $x(t)$ sera un signal à bande limite [9-12].

3. POURQUOI CHOISIR L'INTERPOLATION DE SHANNON ?

Pour répondre à cette question, nous avons implémenté, sur ordinateur, différents algorithmes d'interpolation comme *Lagrange*, *Newton*, *Spline cubic*, *Neville*, *Hermite* et *Shannon*. Les algorithmes ont donné une réponse satisfaisante, pour une large gamme de signaux (sinus, dents de scie...), mis à part l'algorithme de *Neville* qui a présenté des erreurs importantes d'interpolation comme le montre la figure 3.

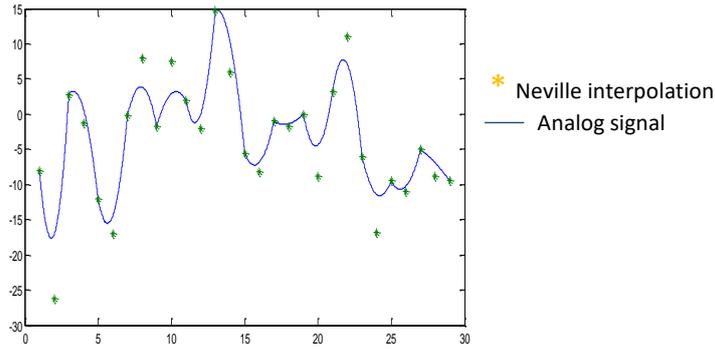


Figure 3. Résultat de l'interpolation par Neville

Pour choisir l'algorithme le plus adapté à notre application, nous avons alors ajouté un autre critère de sélection à savoir le temps de calcul. En effet, ce critère est important lorsqu'il s'agit d'une intégration matérielle sur cible FPGA. Le tableau 1, ci-dessous, montre les temps de calcul obtenus pour chaque algorithme. Les résultats ont été obtenus par programmation logiciel sur ordinateur.

Algorithmes	Temps de calcul pour 12000 échantillons	Nombre et type d'opérateur arithmétique
Lagrange	11min and 35,54 seconds	Add: 3, Mult : 6, Div : 3, Subst : 6
Newton	3 min and 50,64 seconds	Add : 2, Mult : 4, Divi : 3, Subst : 8
Spline cubic	12 min and 2,47 seconds	Add : 6, Mult : 10, Div : 4, Subst : 4
Shannon	2 min and 48,54 seconds	Add : 3, Mult : 6, Div : 3, Subst : 3
Neville	5min and 23,12seconds	Add : 3, Mult : 3, Div : 3, Subst : 9
Hermite	5min et 53,45seconds	Add : 4, Mult : 9, Div : 6, Subst : 9

Table 1: Temps de calcul

Selon le tableau, nous pouvons remarquer que le temps de calcul dépend du nombre de multiplication et de division. Ainsi, l'interpolation de Shannon est la plus rapide mais il est important de prendre soin de la mise en œuvre du *sinus cardinal* en FPGA. En fait, le *sinus cardinal* peut être implémenté avec l'algorithme *Cordic*. Toutefois, l'intégration du *Cordic* sur FPGA est coûteuse en temps de conception et surface occupée sur le circuit.

4. IMPLANTATION FPGA ET RESULTATS

Pour l'implantation FPGA, une architecture matérielle de l'algorithme de Shannon a été développée et intégrée sur circuit Altera Cyclone V. Cette architecture est basée sur unité arithmétique et logique ALU (*Arithmetic and Logical Unit*), avec un opérateur de multiplication-accumulation, un registre de décalage, des registres de mémorisation et deux tables de scrutation LUT (*Look-Up-Tables*), figure 4. La première LUT est utilisée pour implémenter la fonction sinus cardinal dans le but d'éviter l'utilisation de l'opérateur Cordic. La deuxième LUT est utilisée pour implémenter

le temps continu. En effet, nous avons défini le temps continu comme une fonction aléatoire fonctionnant comme un bruit blanc. Pour cette conception, le FPGA ajoute 40 points entre deux échantillons du CAN.

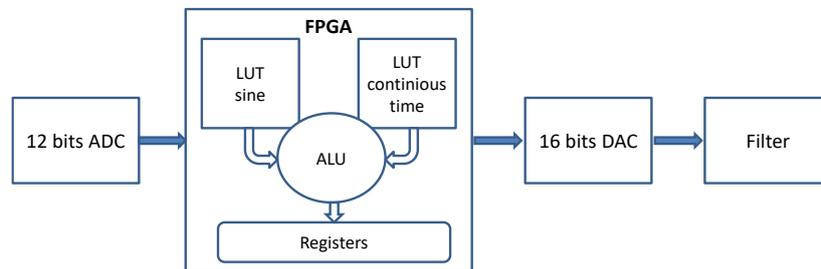


Figure 4: Intégration FPGA

Les figures 5(a) et 5(b) montrent le signal analogique et le signal interpolé par le FPGA.

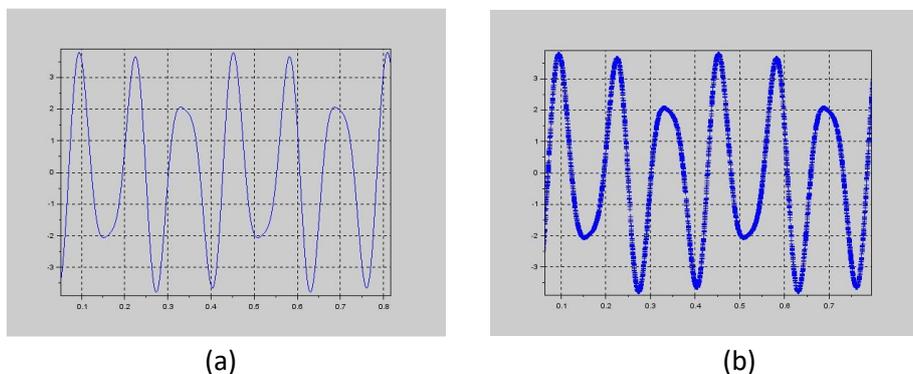


Figure 5. Signal analogique (a) et signal interpolé (b)

L'erreur entre le signal analogique et le CAN est présentée sur la figure 6 (a) alors que la figure 6 (b) montre l'erreur avec le signal interpolé de 16 bits. Comme nous pouvons le voir, ces résultats montrent une réduction de l'erreur de 0.08 à $5 \cdot 10^{-4}$ avec l'interpolation de Shannon et l'intégration FPGA. Ainsi, la résolution de l'ADC a été améliorée de 12 à 16 bits.

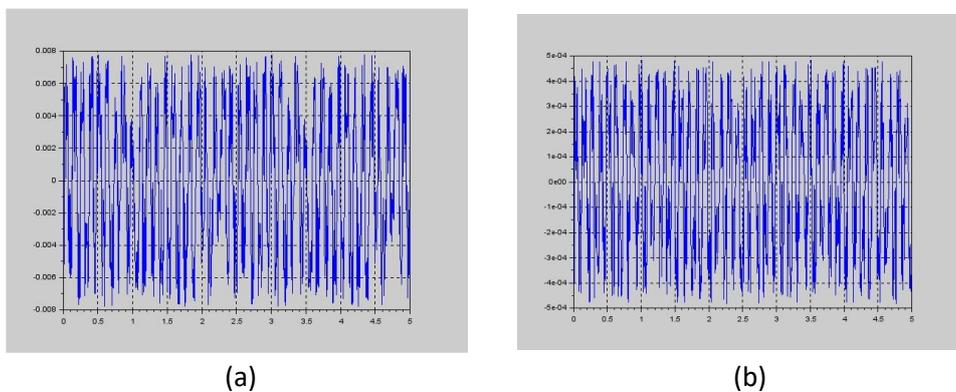


Figure 6. Comparaisons des erreurs 12 et 16 bits

Cependant, cette méthode a certaines limites. En effet, le temps d'exécution FPGA limite la fréquence du signal analogique. En effet dans notre cas, il a fallu calculer 40 points entre chaque échantillon. Ce qui implique d'avoir un temps de calcul 40 fois inférieur à la période d'échantillonnage qui, enfin, limite la bande passante du signal. L'autre limite concerne l'utilisation des LUT pour la fonction sinus et temps continu.

5. CONCLUSION

Dans cette R&D, nous avons présenté une intégration matérielle FPGA de l'algorithme d'interpolation de Shannon afin d'améliorer la résolution d'un CAN 12 bits en 16 bits. Une comparaison de différents algorithmes d'interpolation montre une adéquation entre l'algorithme de Shannon et les exigences d'intégration FPGA. Lors de l'expérimentation, nous avons observé une amélioration de la précision lorsque le signal d'entrée a été interpolé par un facteur de 40 puis filtré en utilisant un filtre analogique. Cependant, cette méthode a certaines limites en termes de temps d'exécution FPGA qui limite la bande passante du signal en entrée.

REFERENCES

- [1] Microchip technology, “*Achieving Higher ADC Resolution Using Oversampling*”, Microchip datasheet, 2008.
- [2] M. W. Hauser, “*Principles of Oversampling A/D Conversion*”, J. Audio Engin. Soc., vol **39**, no 1(2), 1991, pp. 3-26.
- [3] L. Schuchman, “*Dither Signals and Their Effect on Quantization Noise*”, *IEEE Trans. Comm. Techn.*, vol 12, no 4, 1964, pp. 162-165.
- [4] D. Jarman, “*A Brief Introduction to Sigma Delta Conversion*”, Intersil Application Note AN9504, May 1995. Available at :<http://www.intersil.com/data/an/an9504.pdf>
- [5] W. Kester, “*ADC Architectures III: Sigma-Delta ADC Basics*”. Analog Devices, Application note MT22, Available at: <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-022.pdf>
- [6] L. E. Bengtsson, “*Interpolation of microcontroller ADC by self-induced Dithering*”, International Journal On Smart Sensing and Intelligent Systems, Vol.6, N°4, 09/2013
- [7] J.W. Goodman, “*Introduction to Fourier Optics*”, Mc Graw-Hill, New York, 1968
- [8] A.J. Jerri, “*The Shannon sampling theorem – its various extension and applications: a tutorial review*”, Proceeding IEEE, vol.65, pp.1565-1596, 1977.
- [9] D. Slepian “*On bandwidth*”, Proceeding IEEE, vol.64, pp.292-300, 1976
- [10] R. Marks, “*Introduction to Shannon sampling and interpolation theory*”, Book, Springer edition.

[11] O. BERNAL, « *Conception de Convertisseurs Analogique-Numérique en technologie CMOS basse tension pour chaînes Vidéo CCD Spatiales* », Thèse de doctorat en génie électrique, électronique et télécommunication, L'institut national polytechnique de Toulouse.

[12] E. Tisserand, J-F. Pautex , P. Schweitzer, « *Analyse et traitement des signaux méthodes et applications au son et à l'image* », édition DUNOD

Chapitre 5 : Traitement numérique par intégration ASIC/FPGA

Développement d'une méthodologie de conception matériel à base de modules génériques VHDL/VHDL-AMS en vue d'une intégration de systèmes de commande électriques

CONTEXTE

Cette recherche s'inscrit dans le cadre de mon travail de thèse de doctorat effectuée dans le laboratoire d'électronique et physique des systèmes instrumentaux LEPSI à Strasbourg. La thématique de recherche développée dans cette thèse concerne l'implantation de commandes de systèmes électriques. Cette recherche s'appuie d'une part, sur le concept d'adéquation algorithme architecture et de l'intégration de systèmes complets sur une même puce et d'autre part, sur la conception mixte analogique-numérique.

Bien que cet axe de recherche semble lointain au premier abord des problématiques du LPC2E, il en est autre en réalité. En effet, au LPC2E nous sommes aussi confrontés à la modélisation mixte et aussi à l'intégration d'algorithme de traitement des formes d'ondes, par FFT par exemple, sur des cibles matériels de type FPGA. Il s'agit alors de définir l'architecture matérielle permettant un traitement le plus efficace des données, en termes de temps de calcul ou de ressources matériels. Ce travail a fait l'Object de plusieurs publications [YK-7] [YK-8] [YK-12] [YK-13] [YK-14] [YK-16] [YK-19] [YK-20] [YK-22].

1. INTRODUCTION

Dès les premières réalisations numériques d'implantation de commande de systèmes électriques, les microprocesseurs et les microcontrôleurs se sont naturellement imposés. Cependant, malgré leur flexibilité et leur intérêt économique, ces solutions ont été conçues à partir d'architectures figées ou prédéfinies. Le concepteur ne peut donc pas agir sur la partie matérielle de la conception, n'ayant accès qu'à la partie logiciel. De plus l'environnement électronique des cartes de support des processeurs ne prédispose pas à une intégration entre les parties numérique et analogique d'un système de commande incluant les électroniques de puissance et de traitement numérique et analogique. L'avenir de ces solutions est donc en partie remis en cause face à la demande de plus en plus spécifique en termes d'intégration et de performance des commandes de systèmes associés.

Les récents progrès de la microélectronique et des technologies VLSI ont permis l'avènement de nouvelles solutions de conception matériel (ASIC, FPGA). Cependant, malgré les récents progrès des de CAO et des langages de description matériel associés (VHDL, VHDL-AMS), le développement de ces conceptions intégrées restent encore trop souvent coûteux et complexe à mettre en œuvre. Ceci reste vrai pour l'utilisation de bloc réutilisable de type IP numérique ou analogique.

L'objectif de ce travail est de proposer au concepteur une méthodologie de conception incluant des blocs réutilisables que ce soit pour la partie définition architecturale ou bien pour la modélisation complète analogique-numérique de système de commande. Cette méthodologie aura aussi pour but d'accélérer le temps de conception et aussi d'offrir au concepteur une solution efficace, amélioration des performances de la commande, et rapide d'intégration de commande de systèmes électriques.

3. LA METHODOLOGIE MODULAIRE

3.1 APPROCHE ARCHITECTURALE

L'établissement d'une architecture ne peut se faire qu'en tenant compte à la fois de la structure de l'algorithme (homogène ou hétérogène) à implanter et des spécificités fonctionnelles et économiques du circuit qui en découle. Il s'agit donc toujours de chercher le meilleur compromis entre les performances requises, pour reproduire la fonctionnalité de l'algorithme implanté, sachant qu'il n'existe pas de solutions architecturales idéales ou parfaitement optimisées.

Aujourd'hui encore, il est possible de trouver, sur le marché, des synthétiseurs permettant, de générer automatiquement une architecture parfaitement adaptée à n'importe quel type d'algorithme et dans n'importe quel cas de conception. Pourtant, face à la demande, sans cesse croissante dans de nombreux domaines technologiques, des outils fiables de génération automatique d'architecture, aussi appelés outils de *synthèse comportementale*, ont commencé à voir le jour [2]. Cependant, cette approche dite *automatisée* ne s'adapte encore qu'à des algorithmes bien particuliers (de manière générale de type homogène) n'ayant pas ou très peu de contraintes d'intégration [3].

Dans un autre cas de génération architecturale, l'approche dite *dédiée* demande au concepteur d'élaborer sa propre architecture de manière personnalisée sans l'aide d'aucun outil automatique. Cependant, pour des raisons économiques et technologiques, l'approche architecturale *dédiée* demeure encore la voie la plus employée par les concepteurs de circuits VLSI. En effet, les outils de *synthèse comportementale* restent encore trop coûteux ou trop peu conviviaux à utiliser pour la plupart des concepteurs, ces outils nécessitant un environnement logiciel et matériel spécifiques. Toutefois, la conception dédiée est une voie très coûteuse en termes de temps de conception et nécessite un savoir-faire accrue dans le domaine de la conception architecturale.

De plus, dans bien des cas, l'algorithme à implanter s'avère trop peu « homogène » voir « hétérogène » pour répondre aux critères de synthèse propres aux outils de *synthèse comportementale*. Ce qui est le cas pour les commandes de systèmes électriques où le concepteur doit en plus prendre en compte l'environnement analogique.

Pour toutes ces raisons, nous proposons dans ce travail de combiner l'approche de conception *automatisée et dédiée* en appliquant *les principes de la méthodologie de conception modulaire*.

3.2 PRINCIPES DE LA METHODOLOGIE MODULAIRE

Le but principal de la conception modulaire est de permettre au concepteur de prendre en main des développements complexes à réaliser, tout en minimisant au maximum le temps de conception (*time to market*) de ces derniers. La méthodologie qui en découle doit respecter des concepts assez stricts de partitionnement qui sont : *la hiérarchie et la régularité* [4].

- *Le concept de hiérarchie* qui est utilisé pour diviser une conception large ou complexe en sous-systèmes plus modulables.

- *Le concept de régularité* qui a pour but de maximiser la réutilisation des composants et des sous-systèmes déjà conçus.

A partir de ces premiers concepts, caractérisant la méthodologie de conception modulaire, on remarque l'importance de la réutilisabilité dans toutes les phases de conception. Cependant, la principale caractéristique de l'approche modulaire reste la règle du partitionnement, laquelle se base sur les principes du vieil adage « *diviser pour mieux régner* ». Ainsi, on peut regrouper les principes de conception modulaire en trois principales étapes de réalisation [5] :

- *Le partitionnement* : il peut être appliqué à partir des spécifications systèmes de manière à diviser le système en simples sous-systèmes ou modules. Cette étape a aussi pour but de structurer la conception en vue d'établir une hiérarchie dans la décomposition modulaire de la spécification initiale.
- *La conception de module* : chaque module ainsi généré peut être conçu indépendamment en utilisant une bibliothèque spécifique de composants. Ces derniers pouvant inclure des éléments standards déjà existants comme des modules spécifiques qui auraient pu être réalisés lors de précédents cycles de conception.
- *L'extraction de module réutilisable* : l'extraction de sous-système doit être pensée en vue de rendre possible sa réutilisation comme un élément de bibliothèque spécifique de composants.

En pilotant l'action de l'ensemble des modules sélectionnés, à travers une unité de contrôle, appelée *top contrôleur*, et un *réseau de communication*, on forme l'architecture modulaire de la figure 2.

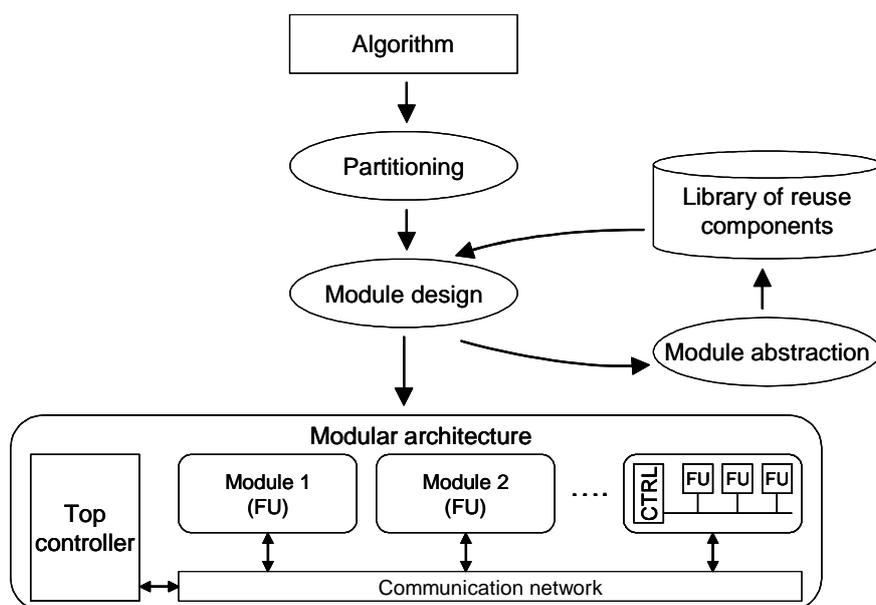


Figure 2. Flot de conception modulaire

La figure 2 montre également que l'architecture modulaire peut être mise sous forme hiérarchique, chaque module fonctionnel pouvant être constitué d'une autre unité de contrôle et d'un autre ensemble d'unités fonctionnelles (FU), et ainsi de suite. Dans cette approche architecturale, le dernier niveau de la hiérarchie modulaire est alors un module composé d'un opérateur de base sans unité de contrôle.

4. LA METHODOLOGIE MODULAIRE APPLIQUEE AUX COMMANDES ELECTRIQUE

Comme présenté, l'idée principale de la méthodologie modulaire est de décomposer l'algorithme en modules qui seront conçus et tester séparément puis inclus dans l'architecture. L'objectif étant de réduire le temps de conception comme est cela le cas pour des algorithmes complexes comme ceux des commandes électriques.

Cependant, il est nécessaire d'adapter cette méthodologie aux contraintes particulières de cette application. Il est ainsi nécessaire de montrer comment structurer l'algorithme lors de la phase de partitionnement puis appliquer les principes de la méthodologie modulaire pour enfin aboutir à une architecture optimisée.

4.1 PRINCIPES DE LA METHODOLOGIE MODULAIRE POUR LES COMMANDES ELECTRIQUE

4.1.1 PARTITIONNEMENT

Pour les commandes électriques, le partitionnement est décomposé en deux étapes nommées : *algorithmique* et *architecturale*.

4.1.1.1 PARTITIONNEMENT ALGORITHMIQUE

L'approche la plus courante, utilisée par les concepteurs de circuits VLSI, pour décrire un algorithme, avant la définition de l'architecture matérielle, est d'appliquer les principes du graphe flot de données DGF [6]. Nous allons de ce qui suit présenter la représentation DFG puis élaborer des règles d'usage dans le cas des commandes de systèmes électriques. Pour illustrer notre approche, nous présenterons un exemple d'application.

GRAPHE FLOT DE DONNEES DFG

Dans sa version basique, dans un DFG chaque nœud représente une opération qui consomme des données avant sans exécution puis produit des données après. Cette approche introduit un ordre entre la lecture des données et leurs écritures comme résultat. La définition d'un DFG pour un algorithme de commandes électriques peut être effectuée de plusieurs manières différentes. En effet, le choix de la granularité n'est pas sans conséquences sur les performances. Une granularité épaisse permet une plus grande facilité lors de l'implantation algorithmique et permet une réduction du temps de conception. Cependant, cette approche augmente le temps d'exécution ainsi que les ressources matérielles utilisées. D'un autre côté, une granularité fine permet une meilleure implémentation en termes de temps de calculs, de ressources et performances de la commande mais augmente la complexité de manière conséquente la conception.

REGLES DU DFG

A partir des considérations précédentes, nous avons établis cinq règles pour l'élaboration du DFG :

- *Règle 1* : Etablir un GFD de chaque sous-algorithme présent dans la structure générale d'un système électrique (figure 1) en concordance avec les règles 2, 3 et 4.
- *Règle 2* : Les nœuds dans le DFG final correspondent exclusivement à :
 - Opérateurs arithmétiques basiques (granularité fine)
 - Opérateurs complexes (granularité épaisse) existant dans la librairie de composants réutilisables
 - Opérateurs complexes non existant dans la librairie de composants réutilisables. Si c'est opérateurs représentent un algorithme homogène, comme par exemple l'intégration par accumulation, ils seront alors implémentés puis incluse dans la librairie.
- *Règle 3* : Entre un élément en granularité épaisse et sa représentation en granularité fine, une préférence sera accordée à l'élément déjà présent en librairie. Toutefois, lorsque les contraintes de temps d'exécution et de ressources matérielles sont élevées, le développement en granularité fine est préférable. En effet, ce dernier permettra une optimisation des chemins de données (réduction des ressources matérielles) et une augmentation du parallélisme de l'algorithme (réduction du temps de calcul).
- *Règle 4* : Analyser le parallélisme existant dans le DFG. Si nous avons une répétition du même motif alors, une optimisation est possible (FU).

CAS DE L'ALGORITHME DE TRANSFORMATION 3-PHASES/2-PHASES

Pour illustrer les règles du DFG, nous allons présenter l'implémentation d'un algorithme, largement utilisé dans les systèmes électriques, de transformation de 3-phases (X_1, X_2, X_3) en 2-phases (X_α, X_β) :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Cet algorithme peut être décrit avec différents niveaux de granularité selon d'une part la disponibilité des éléments dans la bibliothèque de composants réutilisables et d'autre part les contraintes de conception. En utilisant les règles 2 & 3, l'équation (1) peut être représentée par un élément unique correspondant au produit matriciel PM_{ij} (i : ligne, j : colonne) avec $i=2$ et $j=3$, relation (2):

$$PM_{23} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Toutefois, pour répondre aux contraintes de temps de calcul et de ressources, il est peut être nécessaire de décomposer l'opérateur PM_{ij} en éléments de granularité moindre comme le multiplieur et l'additionneur. A ce nouveau niveau de granularité, il est possible de paralléliser l'algorithme en respectant les règles 2&4. Nous obtenons alors un DFG avec 6 branches de multiplieurs et d'additionneurs comme le montre le graphe (a) de la figure 3. D'un autre côté, nous pouvons factoriser les motifs répétitifs (dans notre cas, le multiplieur et l'additionneur) pour obtenir le graphe (b) de la figure 3. Cette factorisation permet d'optimiser les ressources mais augmente le temps de calcul. Nous pouvons noter, qu'il est possible de continuer de réduire la granularité jusqu'au niveau le plus bas à savoir les portes logiques.

Le graphe flot de donnée final sera un compromis entre le temps de calcul et les ressources matérielles utilisées, entre la *factorisation* et la *défactorisation*.

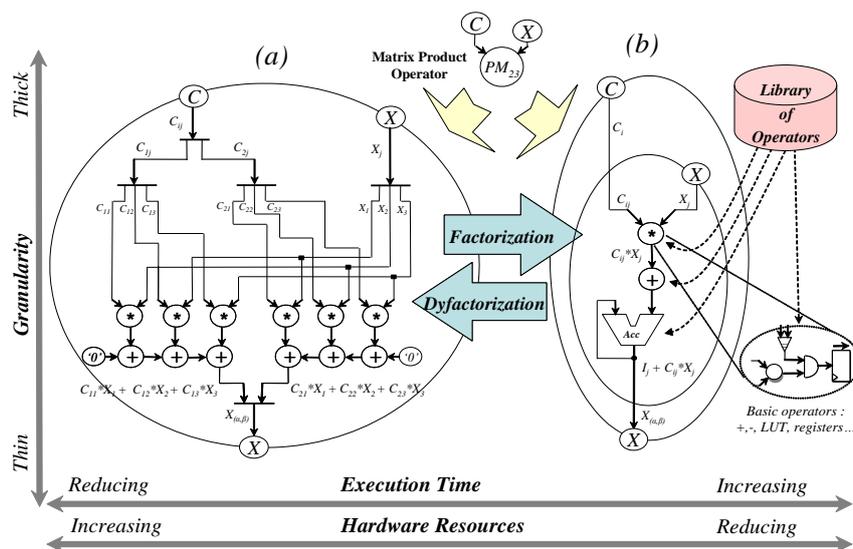


Figure 3. Représentation du GFD de l'algorithme de transformation 3-phases/2-phases

4.1.1.2 PARTITIONNEMENT ARCHITECTURALE

A l'étape de partitionnement architecturale, les ressources matérielles des modules sont attribuées. Ainsi, des modules indépendants, qui composent l'architecture modulaire finale, sont extraits par regroupement des différents sous-algorithmes précédemment identifiés lors du partitionnement algorithmique. Nous proposons alors cinq règles de partitionnement architectural. Ces règles permettent de prendre en considération les principales contraintes du circuit intégré final : temps de calcul, taille de la puce, les performances de contrôle, la flexibilité de l'intégration et la réutilisabilité.

- Regrouper dans le même module les sous-algorithmes obtenus à partir du même bloc fonctionnel. Ces modules peuvent alors être proposés comme modules réutilisables et inclus dans la bibliothèque.
- Regrouper dans le même module, les sous-algorithmes ayant les plus fortes contraintes en termes de temps de calcul et ressources matérielles.
- Regrouper dans le même module, les sous-algorithmes liés aux traitements des signaux analogique/numérique ou numérique/analogique dans la perspective d'un circuit intégré mixte analogique/numérique.
- Regrouper dans le même module, les sous-algorithmes permettant une amélioration des performances de contrôle.
- Regrouper dans le même module, les sous-algorithmes avec DFG homogène. L'objectif est d'utiliser les logiciels de synthèse comportementale pour une génération automatique de l'architecture ce qui permettra à terme de réduire le temps de conception.

Il est évident que ces règles ne peuvent être utilisées au même moment car contradictoires. Il appartient au concepteur de choisir et d'appliquer les règles selon ses contraintes de design.

4.1.2 CONCEPTION DES MODULES

Nous avons montré, dans le paragraphe précédent, que les algorithmes de commande de systèmes électriques peuvent être décomposés en quatre principaux blocs algorithmiques (traitement, estimation, régulation et modulation) chacun d'entre eux correspondant à un ensemble de sous-algorithme. Par ailleurs, nous avons défini lors du partitionnement algorithmique trois niveaux de sous-blocs algorithmiques en nous basant sur la complexité de chacun d'entre eux. Ainsi, nous avons classé notre partitionnement algorithmique par tranche de niveau selon la complexité des sous-blocs de commande : le niveau supérieur pour les sous-blocs algorithmiques les plus complexes et le niveau inférieur pour les plus rudimentaires (opérateurs arithmétiques).

En se basant sur cette classification, nous avons élaboré une bibliothèque de composants réutilisables pour la conception de commande de systèmes électriques. Ces composants ont été décomposés en deux classes suivant le degré de dissociation du graphe flot de données de l'algorithme de commande, comme le montre la figure 4. Les deux classes de composants sont définies comme suit :

- La classe grain épais : correspond aux composants réutilisables basés sur des sous-blocs algorithmiques classés de niveau supérieur de complexité. Ces composants représentent les parties algorithmiques les plus caractéristiques des algorithmes de commandes de systèmes électriques :
 - Le composant Concordia/Park, correspondant au bloc algorithmique « traitement »

- Le composant filtre numérique, correspondant au bloc algorithmique « estimation »
 - Le composant MLI intersective, correspondant au bloc algorithmique « modulation »
- La classe grain fin : correspond aux composants réutilisables basés sur des sous-blocs algorithmiques classés de niveau inférieur de complexité, soit les opérateurs arithmétiques [7]:
 - Le composant multiplieur parallèle basé sur l’algorithme Booth2. Ce composant permet de réduire le temps de multiplication mais nécessite des ressources matérielles importantes.
 - Le composant multiplieur série basé sur l’algorithme Baught-Wooley. Ce composant permet de réduire les ressources matérielles mais nécessite un temps de calcul important.
 - Le composant CORDIC (COordinate Rotational Integrated Circuit) permet d’effectuer des opérations comme la division, trigonométriques, logarithmique, etc.

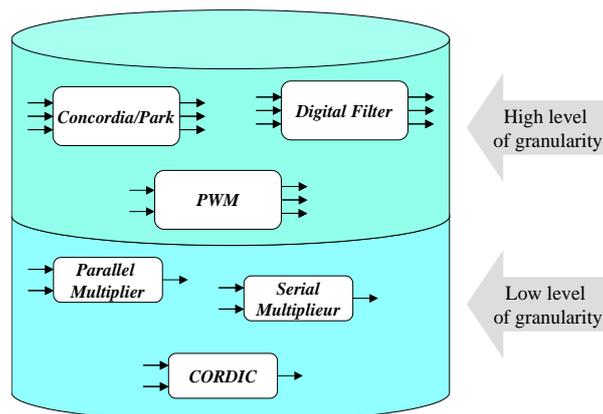


Figure 4. Librairie de composants réutilisables

Les composants de la librairie ont été intégrés sur cible ASIC ou FPGA. Le tableau 1 résume les résultats obtenus.

<i>Component</i>	<i>Technology</i>	<i>Data Format</i> (bits)	<i>Hardware amount</i> (mm ²)
Concordia/Park	ASIC AMS 0.6 μm	16	2.2
PWM	ASIC AMS 0.6 μm	12	2.5
Digital Filter	FPGA EPF10k250AGC599-1	16	6799 LCs
Parallel Multiplier	ASIC AMS 0.6 μm	16	1.5
Serial Multiplier	ASIC AMS 0.6 μm	16	0.43
CORDIC	ASIC AMS 0.6 μm	16	1.25

LC : Logic Cell

Table 1. Résultats de l’intégration des composants réutilisables de la bibliothèque

Aussi dans le but de réduire le temps de conception, la librairie inclut aussi des composants comme les unités de mémorisations (mémoires, registres...) et de communications (multiplexeurs, switches...). Ces composants ont été décrits en VHDL au niveau RTL.

4.1.3 L'ABSTRACTION DES MODULES

Les composants réutilisables de la bibliothèque ont été décrits en VHDL au niveau RTL pour faciliter leurs utilisations comme boîte-noire ou macro-blocs de type IP comme l'illustre la figure 5. A partir de l'algorithme principal et lors de l'étape de partitionnement, le concepteur définit les modules pour aboutir à l'architecture modulaire. A partir de ce schéma de conception, le concepteur utilisera les composants réutilisables de classe grain épais comme coprocesseurs. En effet dans une architecture modulaire, la synchronisation est moins rigide que dans le cas d'une architecture bas niveau. Chaque module pourra alors s'exécuter indépendamment et en parallèle aux autres modules ce qui optimise le temps de calcul de l'algorithme global. La communication entre modules et le top contrôleur est effectuée selon un protocole préalablement défini. Bien évidemment, tous les modules partagent la même horloge principale. Ce qui n'empêche pas l'utilisation d'horloge locale obtenue à partir de l'horloge principale. Pour les composants réutilisables de classe grain fin, ces opérateurs sont utilisés comme macro-blocs c'est-à-dire comme unité fonctionnelle FU ne nécessitant pas de contrôleur.

A partir de ce flot de conception, les principales informations nécessaires à l'abstraction des modules pour leurs réutilisations sont :

- Le type d'opération ou d'algorithme exécuté
- Le protocole de communication
- L'horloge
- Le chronogramme de fonctionnement
- Les contraintes de synthèse

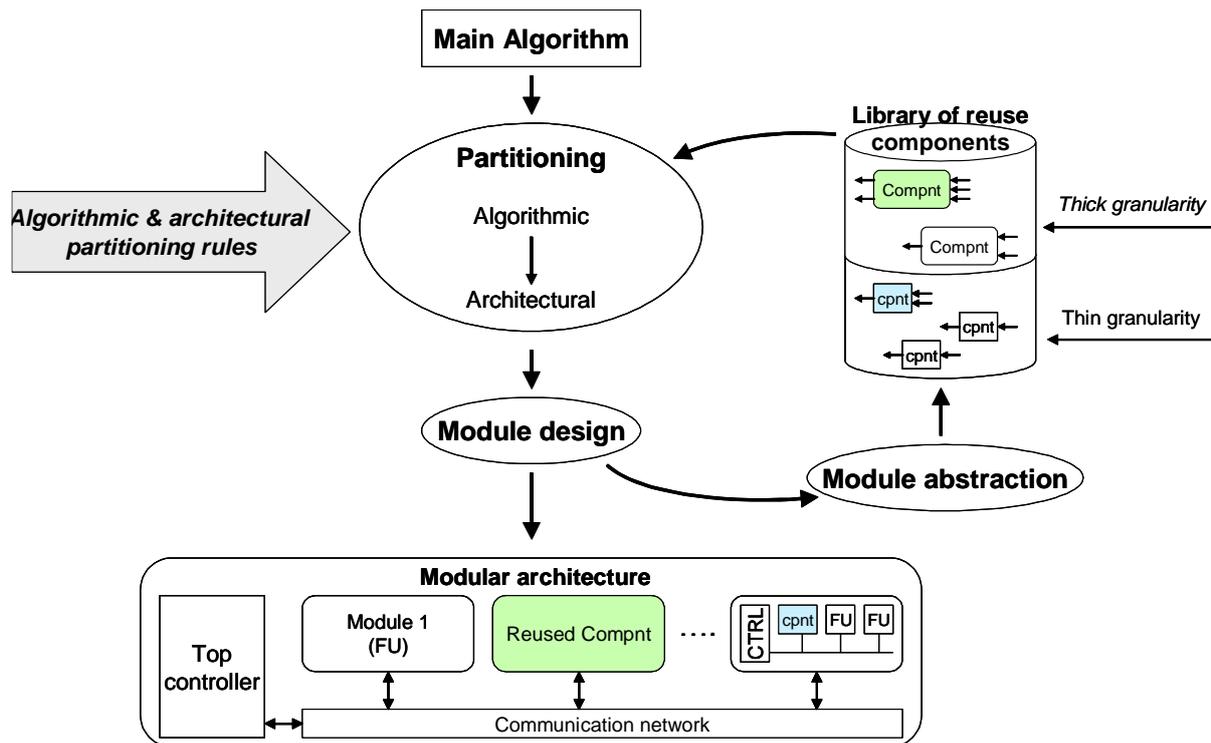


Figure 5. Flot de conception modulaire pour commandes électriques

5. VALIDATION DE LA METHODOLOGIE MODULAIRE APPLIQUEE AUX COMMANDES ELECTRIQUE

5.1 DECOMPOSITION MODULAIRE DE LA COMMANDE DTC

Pour valider le flot de conception modulaire pour les commandes électriques, nous avons intégré sur cible ASIC l'architecture modulaire de l'algorithme de commande de moteur asynchrone DTC (Direct Torque Control). Cette commande permet un excellent contrôle de la vitesse ou du couple sans informations mécaniques supplémentaires ce qui n'est pas le cas pour d'autres structure de commandes vectorielles [8].

Pour cette intégration, nous avons considéré les contraintes suivantes :

- Intégrer la commande DTC sur cible ASIC dans la perspective d'un développement d'un circuit mixte analogique/numérique
- Améliorer les performances de la commande DTC en utilisant les spécificités offertes par l'architecture modulaire
- Optimiser le temps de conception

A partir de l'algorithme DTC et des règles du graphe flot de données DFG précédemment présentés, nous identifions à l'étape de partitionnement algorithmique quatre blocs de sous-algorithme comme l'illustre la figure 6 du DFG de la commande DTC.

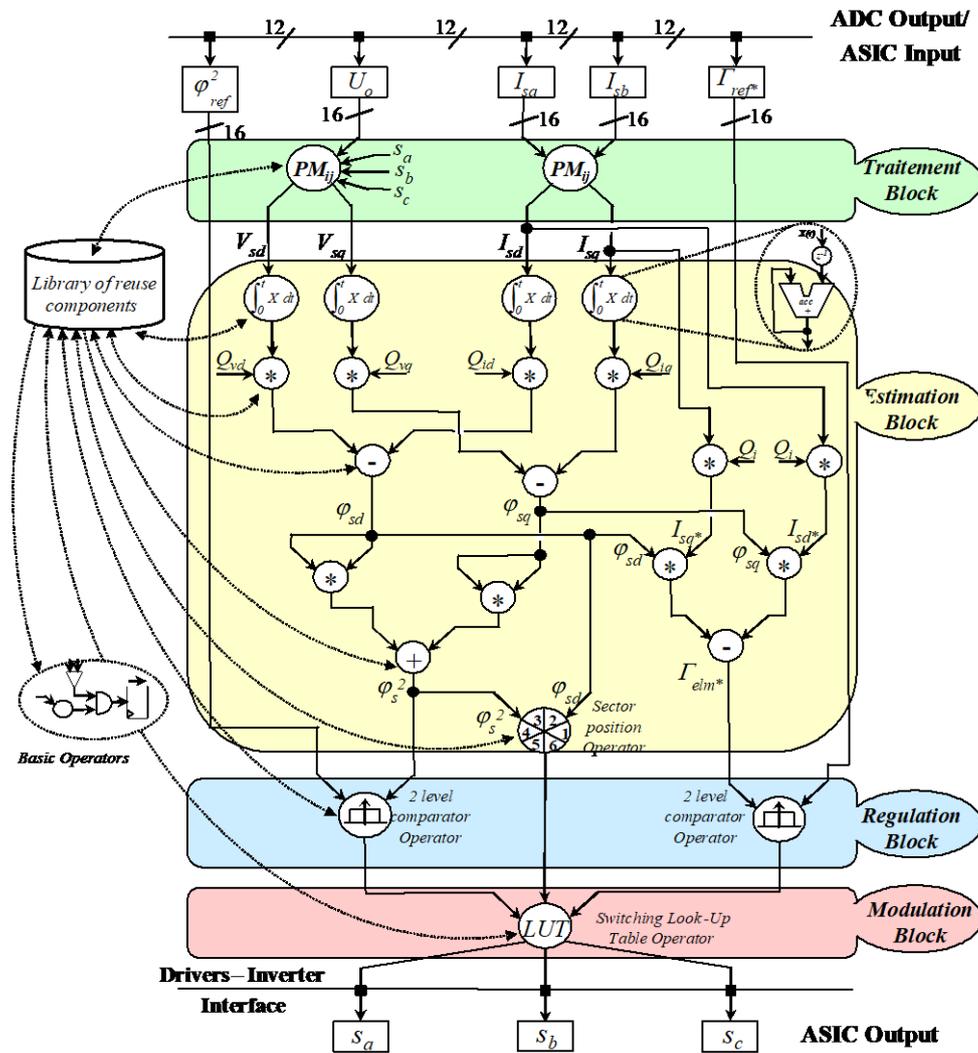


Figure 6. Graphe flot de données de l'algorithme DTC

- Le bloc traitement qui inclut deux algorithmes de transformation Concordia représentés par des blocs grains épais représentant le produit matricielle PM_{ij} .
- Le bloc estimateur qui inclut les algorithmes permettant le calcul des flux ($\varphi_s, \varphi_{sd,q}$), du couple (Γ_{elm}) et de la position (δ). Le DFG de ce bloc est défini avec des opérateurs grain fin : additionneurs, multipliers...
- Le bloc régulation qui inclut deux algorithmes similaires, comparateur d'hystérésis flux et couple, caractérisé avec des opérateurs grain épais appelé opérateur de comparaison deux niveaux (*switching look-up table operator*).
- Le bloc modulation qui inclut un algorithme de table de commutation, caractérisé avec un opérateur grain épais appelé opérateur table de commutation (*switching look-up table operator*).

L'algorithme de la DTC a été implémenté avec un format 16 bits en virgule fixe. Le choix de ce format a été établi lors de précédentes études présentées dans [9][10].

Maintenant que les contraintes du DFG de commande DTC ont été établies, nous avons regroupé, dans l'étape de partitionnement architectural, les quatre blocs en trois modules selon les règles du paragraphe 4.1.1.2.

- **Module Interface :** En vue de respecter les critères du *bloc traitement* lors de sa composition, nous avons choisi de composer une architecture réduite en termes de ressources matérielles, tout en gardant une certaine flexibilité d'utilisation et de réutilisation. En effet, ce module est à l'interface avec les capteurs et CAN ce qui ouvre la perspective d'une intégration mixte. Dans cette optique, une architecture du style contrôleur et unité fonctionnelle nous a semblé la plus adaptée. De plus pour un futur enrichissement de notre bibliothèque de composants réutilisables, ce module pourra inclure d'autres algorithmes de transformation comme Park ou Clarke. Le chemin de donnée de cette architecture se base sur des opérateurs arithmétiques rudimentaires, tels que l'additionneur, le soustracteur et le décalage par registre. L'utilisation du registre de décalage, associé à une table de scrutation (Look-up-Table LUT), permet d'éviter l'utilisation d'un multiplieur. Cette proposition permet un gain net en termes de ressources. Le contrôle du chemin de donnée nécessite l'application d'un simple contrôleur sous la forme d'une machine d'états.
- **Module Calcul :** En vue de respecter les critères du *bloc estimateur* lors de sa composition, nous avons choisi de composer une architecture de type unité fonctionnel sans contrôleur. Cette structure permet l'optimisation du chemin de données et ainsi de réduire le coût des ressources matérielles mais, elle nécessite un contrôleur complexe, qui sera géré au niveau du top contrôleur de l'architecture modulaire globale. Ce module se résume alors à une simple unité arithmétique et logique composée de : un additionneur/soustracteur 32 bits, un multiplieur parallèle 32*16 bits, des opérateurs de transmissions, une unité de mémorisation à base de registres 16 et 32 bits et une mémoire ROM de constantes. Tous ces éléments sont issus de la bibliothèque de composants réutilisables grain fin.
- **Module Contrôle :** Ce module regroupe les *blocs régulation et modulation*. L'objectif est double, une optimisation des ressources matérielles et une amélioration des performances de la commande comme nous le verront par la suite. L'architecture de ce module est du style chemin de donnée. Elle se structure autour de trois UF formant le comparateur à hystérésis, l'estimateur de position et la table de commutation LUT.

Le top contrôleur, de l'architecture modulaire globale, est utilisé pour gérer les opérations exécutées par l'unité fonctionnelle du module Calcul mais aussi pour assurer la communication est la transmission des données avec les autres modules interface et contrôle. Pour optimiser l'architecture du top, nous avons choisi une approche machine d'états à microcodes [11]. Dans sa version pipeline, le top contrôleur permet l'exécution d'une instruction/40 ns de cycle d'horloge. La figure 7 présente l'architecture modulaire de la commande DTC.

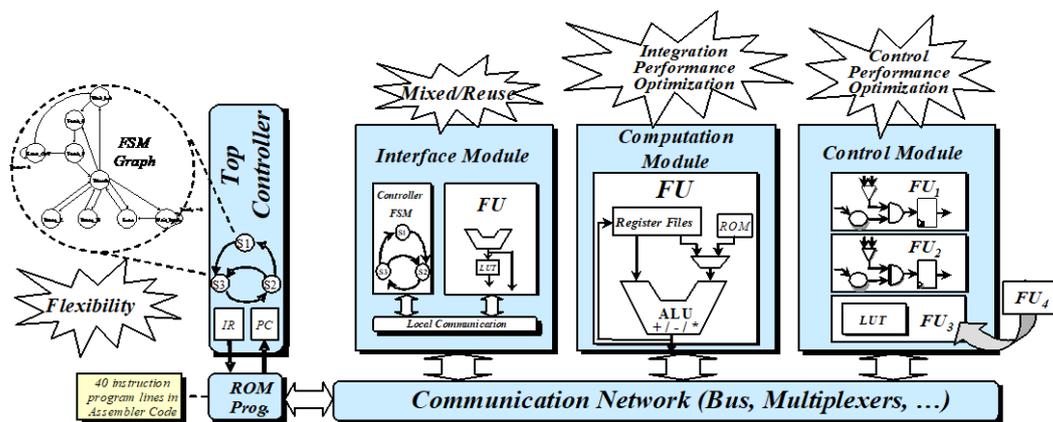


Figure 7. Architecture modulaire de la commande DTC

5.2 VALIDATION DE L'INTEGRATION DE LA COMMANDE DTC

Pour valider l'intégration modulaire de la commande DTC, nous avons développé une simulation mixte analogique/numérique basée sur le langage HDL. Ainsi, l'architecture décrite en VHDL a été simulé dans son environnement analogique, incluant les capteurs, les CAN, la puissance électrique, la charge,..., décrit en Spectre HDL.

5.2.1 AMELIORATION DU CONTROL DU COUPLE

Pour respecter les contraintes des convertisseurs de puissance, les fabricants limitent la période d'échantillonnage de contrôle. Cependant avec cette limitation, la précision et la stabilité du contrôle ne sont pas satisfaites. Ceci est aussi vrai dans le cas de la commande DTC qui utilise un contrôleur d'hystérésis pour un contrôle correct du couple. Ainsi, des dépassements de la valeur maximum du couple sont observés [12]. Dans la littérature, plusieurs stratégies de contrôle sont proposées pour limiter cet effet [13][14][15]. Toutefois, ces solutions présentent l'inconvénient d'augmenter la complexité de l'algorithme de commande ce qui est en contradiction avec une intégration sur cible ASIC.

Dans cette étude, nous avons apporté une solution à cette problématique en modifiant l'architecture du module contrôle. Cette modification étant locale, elle n'a aucune influence sur le reste de l'architecture modulaire du fait de la préservation du protocole de communication du module contrôle. Ainsi, nous avons ajouté dans le module contrôle des UF d'autorisation et d'interdiction de l'augmentation de la période d'échantillonnage, comme le montre la figure 8.

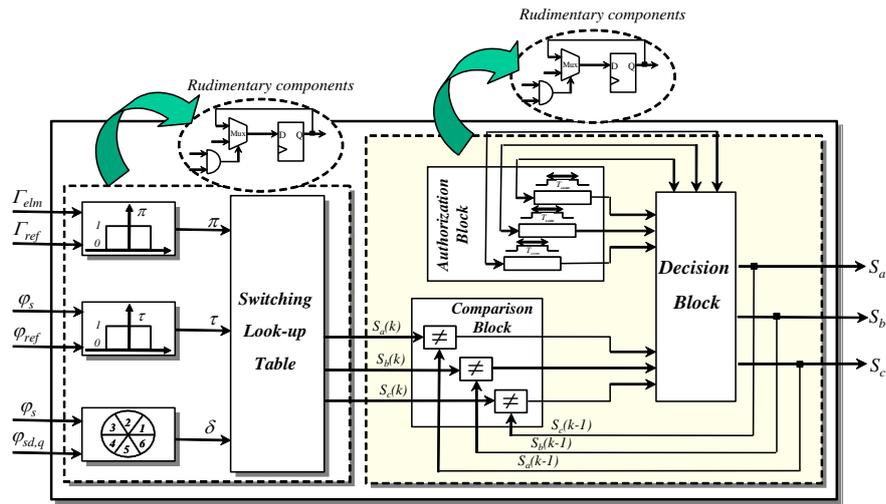
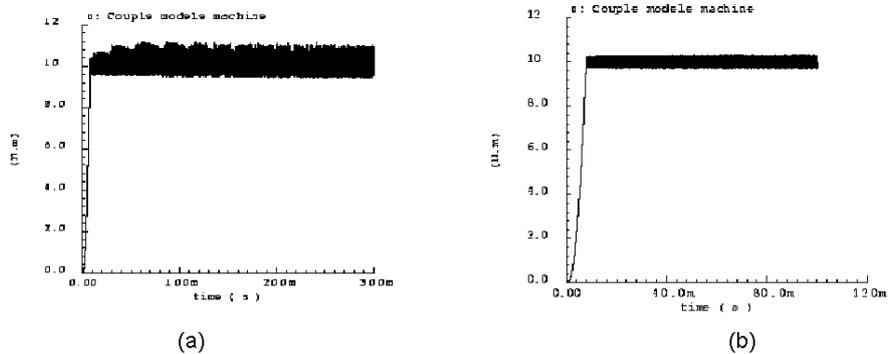


Figure 8. Nouvelle architecture du module contrôle

Les figures 9 (a) et 9 (b) montrent la régulation du couple respectivement sans modification du module contrôle et avec modification. Le couple est contrôlé autour de sa valeur de référence 10 N.m avec une correction d'hystérésis de +/- 0,25 N.m pour une référence de flux de 0,8 Wb. Dans la figure 9 (b), nous pouvons voir une réduction importante des dépassements du couple. En effet, les dépassements ne sont plus que de 0,25% avec la nouvelle architecture du module contrôle comparés au 6,75% sans modification.



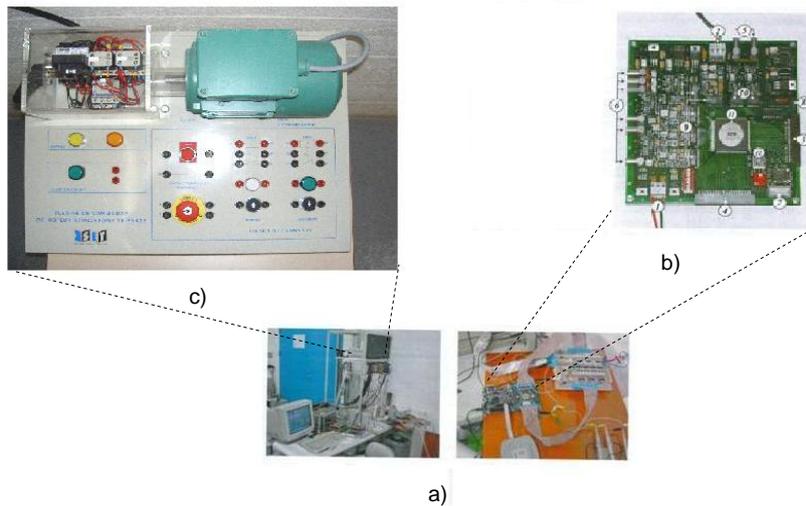
(a) DTC sans modification du module contrôle

(b) DTC avec modification

Figure 9. Réponse instantanée du couple obtenue par simulation HDL

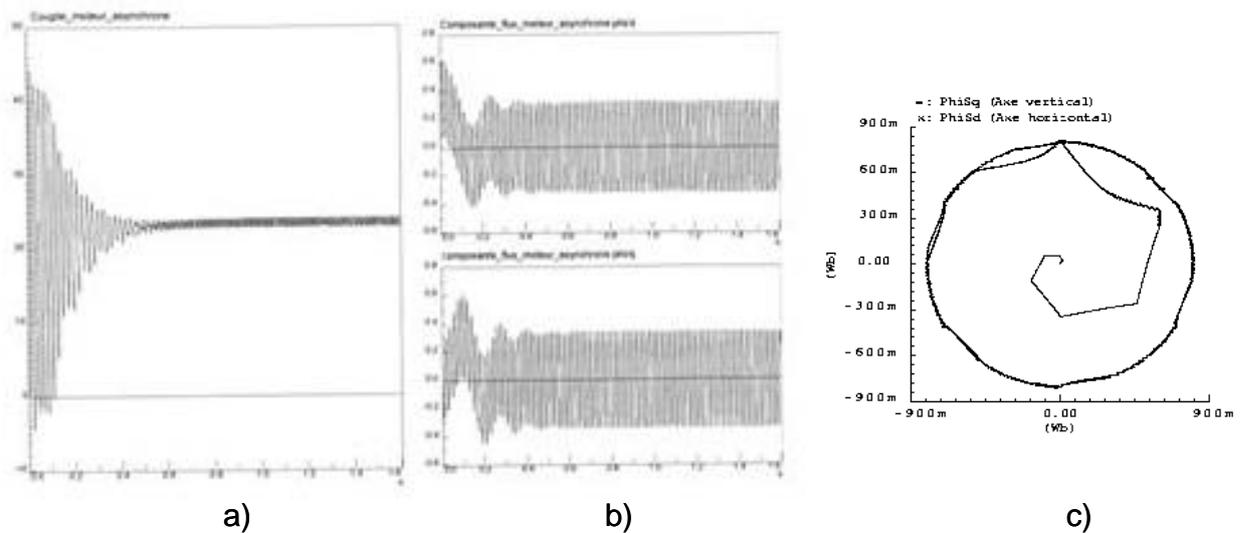
5.2.2 VALIDATION EXPERIMENTALE

L'architecture modulaire de la commande DTC a été validée expérimentalement en utilisant le banc de test de la figure 10 (a). Le banc de test est composé d'un banc moteur, figure 10 (c), et d'une carte électronique FPGA ATERA Flex 10K100A RC240-1 que nous avons spécialement développé pour l'implantation de l'architecture modulaire, figure 10 (b).



(a) banc de test expérimental; (b) carte FPGA cible; (c) moteur
Figure 10. Banc de validation

Les figures 11 présentent les résultats expérimentaux. Les figures 11 (a) et 11 (b) montrent respectivement, l'évolution du couple et des flux moteurs φ_q φ_d lors de la phase de démarrage avant le régime permanent. La figure 11 (c) représente la fonction $\varphi_q = fct(\varphi_d)$



(a) le couple moteur; (b) les flux rotoriques φ_q et φ_d ; (c) $\varphi_q = fct(\varphi_d)$
Figure 11. Résultats expérimentaux

5.2.3 RESULTATS DE L'INTEGRATION MATERIELLE

Dans le table 2, nous comparons les résultats de l'intégration de l'architecture modulaire de la commande DTC sur cible FPGA Altera Flex 10K100 FPGA (3V, 25 MHz) et ASIC en technologie AMS BiCMOS 0.6 μm (3,3V, 25 MHz). Pour l'intégration FPGA, nous comparons aussi les performances obtenues dans le cas de l'utilisation du composant multiplieur LPM de la bibliothèque paramétrable Altera et le multiplieur réutilisable parallèle (basé sur l'algorithme Booth 2) que nous avons développé.

Dans le cas l'intégration FPGA, les ressources utilisées atteignent 56% soit 2496 cellules logiques /4992 disponibles. Le temps de calcul est de 2.3 μ s avec le contrôleur pipeline et 4.48 μ s pour le contrôleur en simple machine d'état. Comme prévu, l'intégration ASIC permet d'obtenir un temps de calcul moindre : 1.8 μ s avec le contrôleur pipeline et 3.44 μ s pour le contrôleur en simple machine d'état. La surface de la puce ASIC est de 4.5 mm².

Comme nous l'avions aussi prévu, le module calcul occupe une plus grande surface que les modules contrôle et interface. Dans le détail, l'additionneur/soustracteur, basé sur l'algorithme Carry Look-Ahead, et le multiplieur, basé sur l'algorithme Booth 2, occupent respectivement 10% et 75% de la surface du module. Le temps de calcul, montré dans le tableau 2, représente le temps d'exécution d'une multiplication avec mémorisation du résultat dans un registre.

Architecture			Execution Time (μ s)		Integration Density	
Modules	Types		FPGA	ASIC	FPGA -amount resources- (%)	ASIC -useful surface- (mm ²)
			Interface Module	Multiplexer data-path type with FSM controller	1,2	0,8
Control Module	Multiplexer data-path type		0,3	0,24	4,5	0,4
Computation Module	Multiplexer data-path type	Mult. LPM	0,84	-	38,6	-
		Mult. Booth2	0,87	0,08	33,31	3
DTC Modular Architecture	Multiplexer data-path type with FSM controller	Mult. Booth2	4,48	3,44	56	4,5
	Multiplexer data-path type with pipeline controller		2,3	1,8	56	4,5

Table 2. Performances de l'intégration FPGA et ASIC

Les différents résultats montrent la bonne adéquation de la méthodologie modulaire appliquée à la commande de systèmes électriques. La figure 12 montre le *Layout* final de l'ASIC de la commande DTC. La décomposition modulaire est clairement visible.

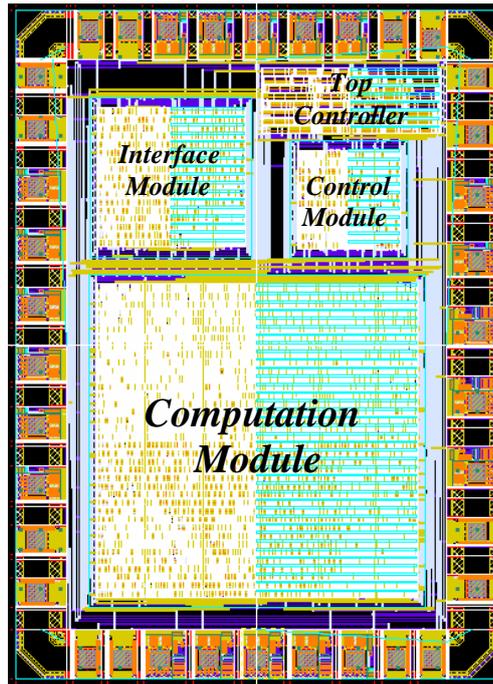


Figure 12. Layout Final de l'ASIC de l'architecture modulaire de la commande DTC

5.2.4 RESULTATS DE LA REUTILISABILITE

Dans le but de montrer l'intérêt de la réutilisabilité, nous comparons dans la table 3 une architecture DTC utilisant le composant réutilisable grain épais Concordia/Park de notre bibliothèque et une architecture sans composant réutilisable.

DTC	Technology	Data (bits)	Clk (ns)	Execution Time (μ s)	Hardware Amount (mm^2)
Without thick grain	AMS 0.6 μm	16	20	1.8	8.7
With thick grain	AMS 0.6 μm	16	20	1.8	11

Table 3: Résultats de l'intégration de la commande DTC avec/sans composant réutilisable Concordia/Park.

Les résultats obtenus sont en concordance avec ce que nous avons évoqué dans le paragraphe 4.1.1.1. En effet, l'utilisation d'un composant réutilisable augmente la surface du circuit. Toutefois pour mesurer le bénéfice d'utiliser un composant réutilisable, nous allons utiliser la formule simple ci-dessous pour mesurer *le profit* en terme de temps de conception.

$$\text{Profit} = \frac{(\text{Number of modules} * 100)}{\text{Number of reused modules}}$$

Dans le cas de la commande DTC, *le profit* atteint 33% en considérant uniquement la réutilisation du composant grain épais Concordia/Park. En réalité, ce résultat est encore plus élevé puisque nous avons aussi utilisé des composants grain fin : additionneur, multiplieur, registres, mémoires, ...etc.

6. CONCLUSION

Ce travail s'est inscrit dans une approche globale de conception matériel de commande de systèmes électriques. Il s'est voulu pragmatique mais également méthodologique de manière à réduire la complexité d'application des technologies de conception. Il a également permis d'identifier les différentes problématiques d'intégration et de proposer des solutions efficaces pour y remédier. La méthodologie de conception modulaire à base d'une bibliothèque de modules IP réutilisables, que nous avons élaboré, s'est avérée être une solution efficace en vue de répondre aux nouvelles contraintes d'intégration.

REFERENCES

Une liste non exhaustive des publications. Nous résumons ici les plus significatives

- [1] R. De Donker, D. W. Novotny « *The universal field oriented controller* », Recueil IEEE Industrial Application Society, pp. 450-456, 1988.
- [2] W.O. Cesario « *synthèse architecturale flexible* », thèse de doctorat, INPG, 1999.
- [3] B. Laurent « *Conception des blocs réutilisables, réflexion sur la méthodologie* », thèse de doctorat, INPG, 1999.
- [4] TRIMBERGER T., ROWSON J.A., LANG C.R. and GRAY J.P., 1981, « *A structured design methodology and associated software tools* », *The IECS conference (IECS'1981)*, 28(7).
- [5] JERRAYA A.A., DING H., KISSION P. and RAHMOUNI M., 1997, « *Behavioral synthesis and component reuse with VHDL* », Kluwer Academic Publishers.
- [6] Lavarenne C., et Sorel Y., « *Modèle Unifié pour la Conception Conjointe Logiciel-Matériel* », *Revue Traitement du Signal*, Vol. 14, n°6, 1997, pp. 569-578.
- [7] SOUFFI H., 2002, « *Conception d'opérateurs numériques réutilisables: application à une méthodologie d'implantation rapide et optimale d'algorithmes de commandes* ». Phd Thesis, Strasbourg, France.
- [8] Takahashi I., and Noguchi T., 1985, « *A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor* ». *The Industry Applications Society conference (IEEE IAS'1985)*, pp. 495-502.
- [9] Chapuis Y.A., Girerd C., Aubepart F., Blonde J.P., et Braun F., « *Quantization Problem Analyze on ASIC-Based Direct Torque Control of an Induction Machine* », Actes de IEEE Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON), september 1998, Aachen, Germany, pp. 1527-1532.
- [10] Kebbati Y., Girerd C., Chapuis Y.A., et Braun F., « *Advances in FPGA/ASIC Digital Integration Solutions for Vectors Control of Motor Drive* », Actes de IEEE International Power Electronics and Converter Conference (IPEC), juin 2000, pp. 1177-1182.

- [11] KEBBATI Y., GIRERD C., CHAPUIS Y.A. AND BRAUN F., 2000, “*Advances in FPGA/ASIC digital integration solutions for vector control of motor drive*”. The International Power Electronics and Converter conference (IEEE IPEC'2000), Tokyo, Japan, pp.1177-1182.
- [12] Casadei D., Grandi G., Serra G., et Tani A., « *Effects of Flux and Torque of Induction Machines Based on Stator Flux Vector Control* », Actes de IEEE Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON), septembre 1994, Bologna, Italia, pp. 299-304.
- [13] KANG J.K. AND SUL S.K., 1999, “*New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency*”, IEEE Transactions on Industrial Applications, 35, pp. 1076-1082.
- [14] MARTIN C.A., ROBOAM X., MEYNARD T.A., AND CARVALHO A.S., 2000, “*Multi-level Direct Torque Control with imposed switching frequency and reduced ripples*”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (IEEE PESC'2000), Galway, Ireland.
- [15] S. Vaez-Zadeh and G.H. Mazarei “*On Line Determination of Optimal Hysteresis Band Amplitudes in Direct Torque Control of Induction Motor Drives*” International Journal of Engineering Volume 15 - 4 - Transactions A: Basics, November 2002, pp. 329-338

R&D Logique RSFQ (supraconducteurs) pour applications spatiales

CONTEXTE

L'état de l'art de la logique RSFQ montre que cette technologie est viable pour différents domaines d'application. En effet, nous assistons, depuis la dernière décennie, à une augmentation importante du nombre de circuits développés, des performances atteintes: vitesse, puissance consommée, densité d'intégration et aussi en terme de technologie : nouvelles JJ, technologie submicronique...Toutefois dans le domaine spatial, cette technologie n'a pas encore trouvé sa place et cela malgré les besoins de plus en plus importants en terme de puissance de calcul. La génération du froid restant le principal verrou à cette technologie. Cette R&D a abouti à un contrat avec la société ALCATEL Space pour laquelle nous avons fourni un rapport de prospection sur l'utilisation de la logique RSFQ pour les missions spatiales [YK-18]. Ainsi, nous listerons les missions qui embarquent du froid et susceptible d'intégrer la logique RSFQ.

1. INTRODUCTION

La logique RSFQ (*Rapid Single Flux Quantum*) est une technologie supraconductrice pour les circuits intégrés. Cette technologie a permis d'atteindre des performances encore inégalées en technologie microélectronique CMOS classique seulement avec un modeste nombre de chercheurs dans le monde. Cet accomplissement est dû en partie à un ensemble de caractéristiques inhérentes, qui se manifestent au niveau circuit, à savoir la rapidité de calcul avec une faible puissance consommée, la simplicité de fabrication, l'exactitude du quantum.

2. AVANTAGES DE LA LOGIQUE RSFQ

Depuis la découverte de la supraconductivité et de la jonction Josephson (JJ) dans les années 1960, une nouvelle aire de la microélectronique est apparue. En effet, les circuits intégrés supraconducteurs actuels utilisent les caractéristiques inhérentes à la JJ pour atteindre des performances (rapidité de traitement des données à haute fréquence, une faible dissipation de puissance...) jusqu'alors inégalée par les circuits CMOS. Ces caractéristiques peuvent être résumées [1]:

- Disponibilité de lignes de transmission supraconductrice *microstrip* capables de transférer des ondes picosecondes avec une vitesse approchant celle de la lumière.
- Les JJ peuvent être utilisées comme interrupteur/mémoire ultrarapide (~ picoseconde).
- Les JJ peuvent être facilement adaptés en impédance avec les lignes *microstrip* ce qui permet un transfert balistique des ondes générés. Ainsi, les JJ ont une dissipation de puissance très faible de par les faibles tensions utilisées.

L'élément élémentaire RSFQ consiste en un interféromètre composé d'une diode Josephson couplée avec un élément inductif supraconducteur et des lignes de transmission à base de diodes Josephson. Cette architecture permet de transférer ou de mémoriser une impulsion logique (quanta de flux magnétique) sans atténuation ou distorsion à des fréquences de plusieurs centaines de gigahertz (~ 750 GHz) et avec une puissance consommée extrêmement faible (< 100 nW/porte). Par ailleurs à la différence de la JJ, les circuits RSFQ nécessitent uniquement une alimentation continue DC. De plus, en comparaison avec la technologie CMOS actuelle, ils utilisent une technologie de fabrication relativement simple ne nécessitant pas de dessin submicronique profond. La figure 1 présente le schéma et le layout d'une cellule D flip-flop [1].

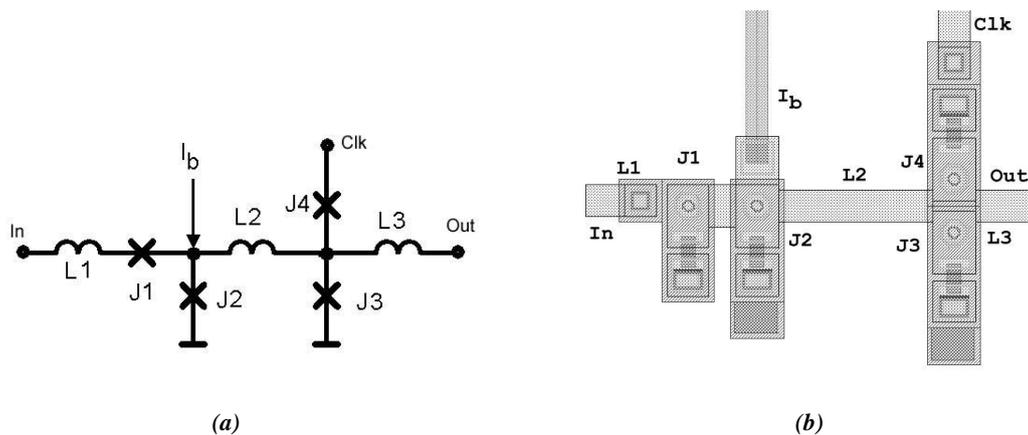


Figure 2. Cellule D flip-flop, (a) schéma, (b) layout

Notons que la complexité de conception et les performances des circuits logiques RSFQ dépendent principalement de la technologie supraconductrice utilisée et du nombre de JJ intégrés.

Les supraconducteurs à haute température critique (SHT) sont apparus en 1986 lorsque *Bednorz* et *Miller* découvrent un nouveau oxyde céramique supraconducteur $(La, Ba)_2CuO_4$ avec une température critique de 35 K. En 2001, le record de température critique (T_c) avoisinait 133.5 K (160 K à haute pression) pour l'oxyde $HgBa_2Ca_2Cu_3O_{8+x}$. Les recherches actuelles se focalisent principalement sur deux familles de matériaux, YBCO ($YBa_2Cu_3O_{7-x}$, $T_c \sim 92$ K) et BSCCO ($Bi_2Sr_2Ca_2Cu_2O_{8+x}$ (Bi-2212), $T_c \sim 85$ K, et $Bi_2Sr_2Ca_2Cu_2O_{10+x}$ (Bi-2223), $T_c \sim 110$ K). La structure cristalline de ces matériaux se présente sous la forme de *pervoskites* déficient en oxygène avec la surface d'oxyde de cuivre CuO_2 . Le comportement des SHT est décrit dans la théorie de *London* et *GL*. Cependant, cette théorie n'est pas totalement acceptée par la communauté scientifique comme théorie microscopique [2].

La plupart des matériaux SHT restent supraconducteurs à la température d'ébullition de l'azote liquide 77.4 K. Au départ, cette caractéristique a suscité beaucoup d'intérêt. Les mécanismes des SHT n'étant pas totalement maîtrisés, les scientifiques pensaient avoir à porter de main un fonctionnement à température ambiante. Même à la température de l'azote liquide, les SHT présentent un intérêt certain. En effet, la suppression d'un watt de chaleur générée à 77 K nécessite 10 W ou moins à température ambiante en opposition aux 1000 W nécessaires à 4 K. De plus, les coûts de fonctionnement de la réfrigération (cryocoolers), à

base de liquide cryogénique, sont extrêmement faibles puisque le prix d'un litre d'azote liquide avoisine les 60 ¢ comparés aux 25 \$ pour hélium liquide.

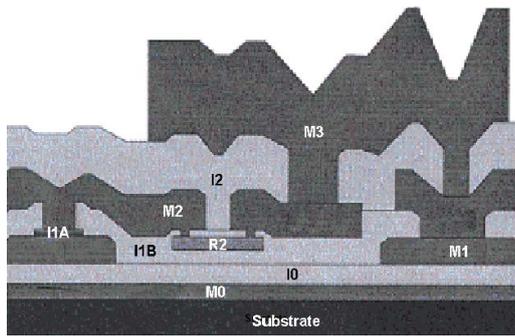
Cependant, l'intérêt suscité c'est vite transformé en déception. Le fonctionnement à température ambiante n'a pas encore été atteint, les densités de courant critique restent faible pour des applications technologiques et la tenue mécanique des matériaux SHT est médiocre. Comme les céramiques, les SHT nécessitent, pour leur formation, des hautes températures en présence d'oxygène. Ils sont ainsi cassants, difficiles à façonner et à manipuler mais surtout, incompatibles avec les procédés conventionnels de fabrication microélectronique. Bien que très rapide, les circuits RSFQ SHT actuels se limitent d'une part à une très faible densité d'intégration (quelques dizaines de JJ) et d'autre part à un petit nombre de circuits intégrés. La fabrication en grande série n'est pas pour le moment maîtrisée.

De nouveaux matériaux SHT, qui ne sont pas des oxyde de cuivre comme par exemple le MgB_2 , $T_c \sim 39$ K découvert par l'équipe de *Jun Akimitsu* à l'université *Aoyama-Gakuin* de *Tokyo*, ont été révéler récemment. Ils constitueront, peut être car les recherches continues, la solution pour atteindre une densité d'intégration élevée et une fabrication en grande série.

De nos jours, la majorité des circuits RSFQ fonctionnels (CAN, microprocesseurs, filtres ...) sont fabriqués en supraconducteurs à basse température critique (SBT). Ces circuits utilisent des fréquences d'horloge pouvant atteindre 100 GHz (750 GHz de fréquence de fonctionnement pour les nouvelles portes RSFQ) avec une puissance consommée extrêmement faible de l'ordre de 10^{-8} Joule/bit (5 ordres de grandeur moins que les circuits CMOS modernes). La faible dissipation de puissance permet une grande densité d'intégration ainsi qu'un transfert de donnée (quanta de flux magnétique) sans atténuation ou distorsion. Ces caractéristiques permettent de maintenir des vitesses de calcul très importantes même dans le cas de circuits numériques complexes. Ainsi, les circuits RSFQ récents comportent jusqu'à 70.000 jonctions Josephson comme par exemple le microprocesseur FLUX-1 (20GHz, 65.759 JJ) [3].

Les circuits RSFQ SBT sont fabriqués principalement dans les filières technologiques en niobium (Nb, $T_c \sim < 6$ K) et en nitrure de niobium (NbN, $T_c \sim < 12$ K). L'avantage principal de cette technologie est sa compatibilité avec les procédés conventionnels de fabrication microélectronique. En effet, elle ne nécessite pas de croissance d'épitaxie, pas de profil de dopage à calculé, pas de déposition en phase vapeur ni de procédé haute température comme cela était le cas des SHT. Les infrastructures microélectronique, utilisées il y'a une dizaine d'année pour fabriquer des circuits CMOS en technologie 1.5, ..., 0.6 μm , sont parfaitement adaptées pour fabriquer des circuits RSFQ SBT sans coût supplémentaire.

Notons que le principal fondeur est américain : Hypres. Celui-ci propose déjà des fonderies commerciales en 3 et 1.5 μm (cf. annexe 1). Citons aussi Northrop Grumman (TRW précédemment), SUNY, MIT ... toujours aux Etats-Unis et NEC, Hitachi, ... au Japon. La figure 2 présente une coupe technologique 4 niveaux de Nb d'Hypres. Nous remarquerons enfin, que la littérature fait état d'applications en 0.8 μm (calculateur PetaFlops [3]) et d'une nouvelle technologie en 0.4 μm [4].



Nom	Layer
R3	Ti/Pd/Au
M3	Nb
I2	SiO ₂
M2	Nb
I1B	SiO ₂
R2	Mo
I1A	Nb/Al ₂ O ₃ /Nb
M1	Nb
I0	SiO ₂
M0	Nb

Figure 2. Coupe technologique de chez Hypres

3. Domaines d'application et exemples de réalisation

L'état de l'art de la logique RSFQ montre que cette technologie est viable pour différents domaines d'application. En effet, nous assistons, depuis la dernière décennie, à une augmentation importante du nombre de circuits développés, des performances atteintes: vitesse, puissance consommée, densité d'intégration et aussi terme de technologie : nouvelles JJ, technologie submicronique... La figure 3 montre les différentes plateformes pouvant accueillir une technologie supraconductrice.

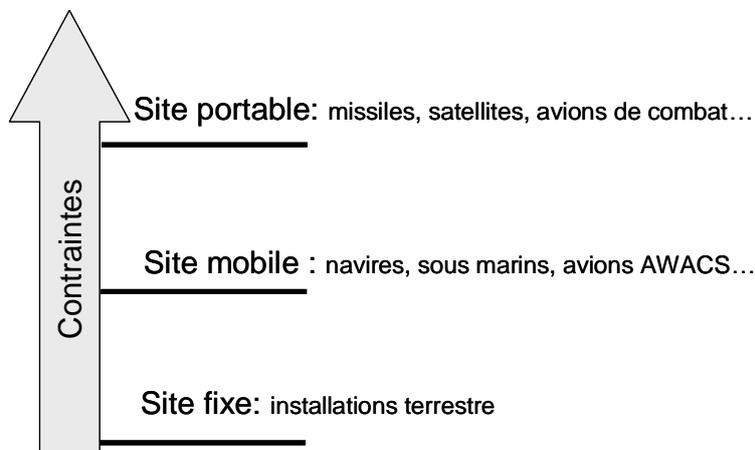


Figure 3. Plateformes pouvant accueillir une technologie supraconductrice

Le Tableau 1, d'après D. K. Brock (Hypres), donne une représentation des différents circuits (numériques) RSFQ fonctionnels développés en technologie Nb 2-3 μm .

<i>Type de circuit</i>	<i>Performances du circuit</i>
Toggle flip-flop	144 GHz
4-bits shift register	66 GHz
6-bits Flash ADC	3 ENOB à 20 GHz
14-bits ADC haute résolution	14 ENOB et -100 dBc SFDR à 2 MHz
1: 8 Demultiplexeur (synchrone)	20 Gb/s
1- bit Half-Adder	23 GHz
8xN bit Multiplieur série	16 GHz
128-bit autocorrelateur	16 GHz
2-bit compteur	120 GHz
1-kbit registre à décalage	19 GHz
6-bit Transient digitizer with 6x32 bit on-chip memory buffer	16 GS/s
19-bit CAN	Fonctionnement à basse vitesse
1: 2 Demultiplexeur (asynchrone)	95 Gb/s
2- bit full-Adder	13 GHz
14-bit digital comb filter	20 GHz
Time-to-digital converter	31 GHz

ENOB= effective number of bits

SFDR= spurious-free dynamic range

Tableau 1 : Représentation des circuits RSFQ fonctionnels en technologie Nb 2-3 μm [5]

4. AVANCES ET VERROUS DE LA LOGIQUE RSFQ

Les dernières années ont mis en évidence de nouveaux progrès dans la fabrication de jonctions Josephson en technologie 3 niveaux de Nb. Des jonctions en technologie submicronique profonde avec une densité de courant supérieur à 200 kA/cm² ont été réalisées. En concordance avec la théorie, ces jonctions sont intrinsèquement auto-amortie (*self-shunted*). Ainsi, elles ne nécessitent pas de résistance de shunt ce qui réduit les parasites par effet inductif. De plus ces jonctions ont une valeur élevée du produit I_{CR_N} (de l'ordre de 2.0 mV, i.e très proche de la valeur maximum théorique du Nb) ce qui augmente encore la vitesse des circuits RSFQ. Par exemple, des tests sur un circuit T flip-flops (diviseur de fréquence numérique) ont montré une vitesse de fonctionnement supérieur à 770 GHz. Par ailleurs, ces jonctions s'avèrent tout à fait reproductibles, permettant une propagation sur circuit totale de I_c inférieur à 10%.

Le second progrès concerne le développement de jonctions Josephson empilées verticalement (*vertically stacked*) avec un contact externe sur l'électrode (commune) du milieu. En combinant ces progrès, des estimations montrent que cette nouvelle approche permettra aux circuits logiques RSFQ d'atteindre une densité d'intégration équivalente aux circuits CMOS avec 15 millions de transistors et 16 Mbits de mémoire cryogénique CRAM [3]. Notons aussi les avancés très intéressantes réalisées à l'université de Nagoya, sur des jonctions en NbN fonctionnant à 10 K avec une densité de courant $\sim 50 \text{ A/cm}^2 - 3.3 \text{ kA/cm}^2$, et ceux du Communication Research Laboratory (CRL) au Japon concernant la fabrication de jonctions tunnel en NbN/AlN/NbN sur substrat de MgO et résistance de shunt en Cu (figure 4) avec une densité de courant à 4.2 K de 2.2 kA/cm² [5]. En effet, les jonctions en NbN présente un avantage certain sur la filière Nb d'une part par un fonctionnement à haute

température 10 K au lieu de 4 K, ce qui permet un allégement de la réfrigération, et d'autre part pour leur vitesses de fonctionnement pouvant atteindre le THz [6]. Enfin, nous renvoyons vers l'article de *Gaj* [6] qui discute sur les possibilités d'avoir des circuits RSFQ avec des jonctions submicronique.

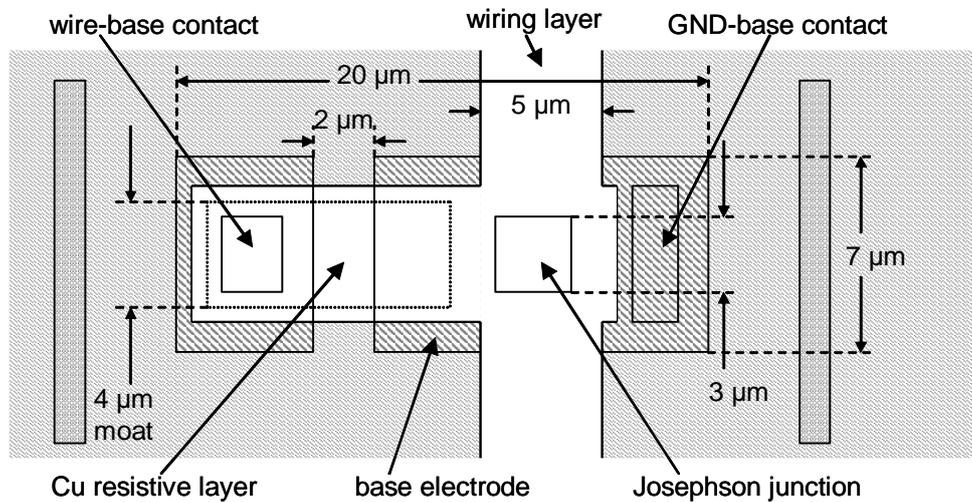


Figure 4. Schématique d'une jonction tunnel NbN/AlN/NbN utilisant une résistance de shunt Cu

Bien que nous assistions depuis la dernière décennie à une augmentation importante du nombre de circuits RSFQ développés, le flot de conception n'a pas connu le même essor. En effet pour ce premier verrou, les flots RSFQ reposent principalement sur les flots semi-conducteurs déjà existants comme indiqué sur la figure 5 ci-dessous. Cependant, les caractéristiques inhérentes à la logique RSFQ ne sont pas prises en compte : distribution des lignes DC, distribution des horloges (portes logiques principalement synchrone)... . Le fait qu'il n'y a pas de synthétiseur RSFQ dédié illustre cette situation. De nos jours, la synthèse repose sur des méthodes manuelles fortement dépendantes de l'expérience du concepteur [7].

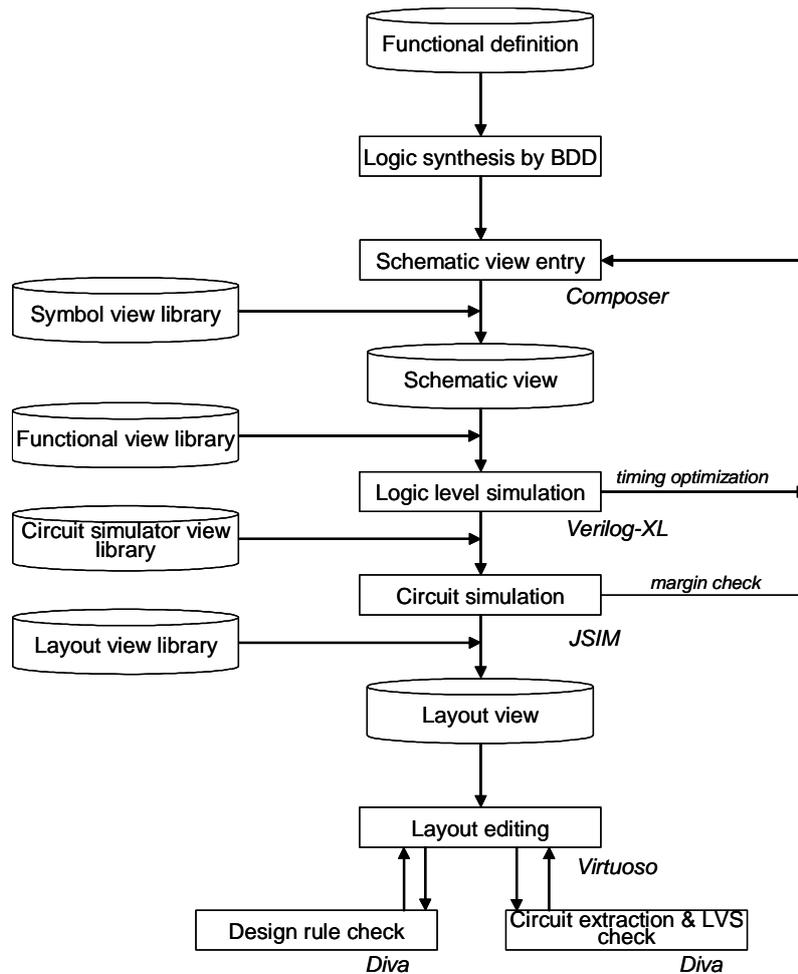


Figure 5. Flot de conception VLSI de la logique RSFQ

Cependant, il existe une multitude de logiciels spécifiques : JSIM, MALT, WinS, ... conçus par des universités (U. de Savoie, U. de Rochester, U. de Berkeley...) et/ou par des industriels (Whiteley research inc, TRW... [6] destinés à la simulation d'un circuit RSFQ. Le tableau 2 ci-dessous donne un aperçu des différents logiciels utilisés.

Il est à noter que des simulations analogiques réalisés sous environnement CADENCE, pour connaître les limites en température permises, montrent une limite autour de $-135,4$ °C. Il apparaît donc, que pour utiliser ce logiciel, la température réelle doit être "transparente".

Groups	Layout tool	Circuit simulator	Optimizer	Inductance estimator	Logic simulator
Chalmers University (Sweden)	Cadence Virtuoso & Diva	PSCAN	COWBOY	Lmeter & 3D-MLSI	Leapfrog VHDL
University of Twente (Netherlands)	CleWin	Jsim (with GUI)	-	Fast Henry & Lmeter	-
University of Ilmenau (Germany)	Magic, Lasi, Autocad	Eldo	XOPT	MFB, SCIM	Eldo/ Powerview
University of Savoie (France)	Wavemaker	WINS/JSIM	-	Sonnet em, sline, MTRM	-
University of Karlsruhe (Germany)	Cadence Virtuoso & Diva	Spice 3f4	ABAK	Sonnet EM	Verilog-XL
DERA (UK)	L-Edit	Jsim_n	rtry	Lmeter	Lard

Tableau 2. Les différents logiciels utilisés pour la conception de circuits à base de logique RSFQ

Le deuxième verrou est celui des sources de froid. Deux sources principales de froid ont pu être dégagées au cours de cette étude :

- la première est constituée d'une réserve de froid (souvent de l'Hélium superfluide) contenue dans un cryostat. Dans le cas du spatial, la durée de la mission dépend de l'orbite retenue, de la puissance nécessaire au fonctionnement des instruments et de la réserve placée dans le cryostat. Des exemples de ces types de missions sont : Herschel (future mission), SIRFT, ISO, IRAS.
- la seconde est constituée par le développement de cryo-générateurs. Plusieurs types de cryostats sont actuellement développés ou en cours de développement pour les futures missions spatiales :
 - aux USA : TRW, Martin Looked, Creare, Ball Aerospace (NASA advanced cryocooler technology development program, SPIE conf 2002)
 - en Europe : Thalès Cryogenie SA, Air Liquide.

La figure 6 ci-contre montre un exemple de cryostat développé par la NASA.



Figure 6. Exemple de cryostat développé par la NASA

Comme nous l'indiquerons dans la seconde partie (plus en détail dans l'annexe), les missions d'observation infrarouge nécessitent une cryogénie importante, aussi bien pour les détecteurs que pour les miroirs. De même, les détecteurs pour rayons X (ou pour les particules) nécessitent aussi la présence de cryogénie. Dans certains cas, la température à atteindre est de quelques mK, ce qui est obtenu au moyen de plusieurs étages :

- Des cryogénérateurs basés sur différents principes : Stirling, turbo Brayton ou pulse-tube qui permettent d'atteindre 6K
- Ces étages sont suivis de réfrigérateurs adiabatiques qui peuvent fournir le froid nécessaire au fonctionnement de capteurs.

5. LES PROJETS SPATIAUX

1) *ARISE (VSOP-2)*

Ce projet correspond à la réalisation d'un très grand interféromètre de radioastronomie, placé en orbite. ARISE est l'acronyme de : « Advanced Radio Interferometry between Space and Earth », il correspond à un radiotélescope orbital destiné à fonctionner entre 5 et 43 GHz. Avec une moins bonne précision, il est également envisagé d'utiliser les fréquences de 60 et 86 GHz.

Objectifs scientifiques

Il s'agit d'obtenir des images de radio source avec une résolution de 10 à 20 microsecondes d'arc, ce qui correspond à une amélioration de deux ordres de grandeur par rapport aux résolutions actuelles. Ce radiotélescope est destiné à fonctionner en conjonction avec les radiotélescopes au sol et son objectif principal est d'observer les objets de l'univers les plus énergétiques, à savoir les trous noirs supermassifs. Il devrait pouvoir également évaluer les échelles de distance extra galactiques (50 à 200 Mpc) en utilisant le mouvement propre des masers à vapeur d'eau extérieur à la galaxie et enfin estimer la température et l'abondance des molécules d'oxygène dans une douzaine de nuages interstellaires de notre galaxie. Ces objectifs correspondent à une amélioration de la sensibilité de l'interféromètre de 50 à 200 aux fréquences de 5 à 22 GHz, par rapport au premier programme VSOP.

2) Constellation X

Les missions Constellation X sont formées d'un ensemble de télescopes à rayons X qui compléteront les observations effectuées par certains télescopes à rayons X déjà existant comme le télescope Chandra (NASA) et XMM-Newton (ESA). Ce télescope aura la plus grande résolution spectrale et constituera, sûrement, le plus grand télescope rayon X jamais construit. Actuellement, ce projet occupe la deuxième place, après le télescope James Webb, dans les priorités de télescopes spatiaux

Objectifs scientifiques

Comme tous les télescopes à rayons X, Constellation X doit être positionné dans l'espace car les rayons X ne traversent pas l'atmosphère. Les 4 (ou 6) satellites constituant la mission doivent être suffisamment légers pour être lancés individuellement ou par paires. Ils devront avoir une sensibilité cent fois plus grande que les télescopes existant à rayons X, ce qui signifie que les observateurs doivent être capables de recevoir en une heure plus d'informations qu'ils n'en collectent actuellement en quelques jours ou quelques semaines. L'objectif principal de ce télescope géant est d'observer les trous noirs, les galaxies en formation, de tester la théorie de la relativité générale, l'évolution de l'univers et la nature de la matière noire.

3) Formation flying

Dans le cas présent, il ne s'agit pas à proprement parler d'une mission ou d'un ensemble de missions précises mais plutôt d'un nouveau concept spatial. Ce concept offre une manière révolutionnaire de planifier, concevoir, implémenter et exploiter les missions. Cette technologie permet à un ensemble de vaisseaux autonomes, formant un réseau distribué d'agir à la manière d'une unité collective. L'intérêt principal est de réduire d'une manière considérable la limitation, les coûts et les rendez-vous associés d'une manière traditionnelle aux missions scientifiques. On peut probablement considérer qu'un précurseur de ce concept a été démontré par le vol de Techsat 21 réalisé par l'Air Force Research Laboratory. Afin de mieux comprendre le fonctionnement de ce type de missions, il est nécessaire d'examiner rapidement la mission Techsat 21.

La mission Techsat 21 : il s'agit d'un ensemble de trois vaisseaux de 150 kg en formation circulaire à 550 km altitude. Les points clés du programme étaient au nombre de 3 :

- démonstration de la possibilité d'avoir une formation, en vol non aligné, et maintenue à distance contrôlée d'une manière autonome (c'est-à-dire sans intervention depuis le sol).
- Possibilité de faire des observations au moyen de cet ensemble de satellites, en utilisant des traitements de signal avec des formes d'ondes innovantes.
- Validation des modèles et des simulations.

La distance a été maintenue automatiquement par les satellites en utilisant le GPS. Pendant un an, les distances ont varié expérimentalement de 100 m à 5 km en utilisant des communications intersatellites. Les capteurs embarqués sur ces satellites fonctionnent comme

un capteur à grande ouverture répartie, ce qui présente un avantage décisif pour certaines observations comme par exemple les observations SAR.

Les intérêts de cette technique:

- Il est possible de faire à bord une détection avec un traitement des données de manière à ne transmettre au sol que les informations majeures. Cela nécessite de pouvoir disposer à bord d'une unité de calcul importante, capable de trier et de mémoriser les données (par exemple identifier les événements météorologiques importants, ou bien les émissions volcaniques ou les tremblements de terre). Naturellement, la puissance de calcul est fonction de la mission.
- Ce type de missions s'adapte aussi bien aux missions de surveillance qu'aux missions d'observations scientifiques, astronomiques ou radioastronomiques.
- Une telle plate-forme présente aussi l'intérêt d'améliorer considérablement la précision des observations car les différents capteurs embarqués peuvent travailler de concert, comparer leurs observations et éliminer les artefacts.
- L'ensemble de la plate-forme avec ses différents capteurs représente en fait un capteur unique de dimensions considérables.
- Le fait d'avoir plusieurs capteurs permet aussi de fiabiliser les observations, en effet en cas de défaillance d'un capteur, les observations ne sont pas compromises.
- Il est annoncé que cette méthode permettrait de pouvoir exploiter les données avec simplement un ordinateur portable, car l'ensemble du travail scientifique serait fait à bord (Science from a Laptop).
- Un dernier point important à signaler est la réduction considérable des transmissions de télémétrie à cause de l'autonomie des groupements de satellites.

Le développement de telles plateformes nécessite un travail important au niveau de l'automatisme et des logiciels de contrôle de vol, de manière à assurer l'autonomie d'une manière efficace.

Il est également nécessaire de développer des techniques de calcul permettant des transferts rapides d'informations, et plusieurs pistes sont actuellement à l'étude :

- transmission descendante optique
- compression importante de données
- codage de canaux à fort débit (probablement par le développement de turbo codes)
- développement important de microcontrôleurs

Parmi les équipements en développement, il faut citer des cryo-générateurs capables de descendre en dessous de 4 K sans vibrations, à faible consommation électrique et faible poids.

Il convient aussi de mentionner l'appel aux technologies micro-électroniques et micro systèmes, tels que par exemple :

- un magnétomètre MEMS basé sur un « xylophone » (mise en résonance d'une fine lame de silicium qui se déforme sous l'influence d'un champ magnétique local et qui, par exemple, fait varier la fréquence de résonance) .
- un micro gyroscope MEMS
- un micro accéléromètre MEMS etc.

Il est estimé que l'utilisation de la micro-électronique permet d'avoir les mêmes fonctionnalités avec un satellite de 100 kilos aujourd'hui qu'avec un satellite d'une tonne il y a dix ans. Ce projet a été abandonné en 2003 due au coût.

4) GAIA

Après le succès de la mission Hypparcos, qui représentait la première étape du projet de mesures astrales, le concept de la mission GAIA a été dégagé (*Global Astrometric Interferometer for Astrophysics*).

Objectifs scientifiques

L'objectif à atteindre consiste à améliorer de plusieurs ordres de grandeur, par rapport à Hypparcos, la précision, le nombre d'objets observés et leur magnitude. Il s'agit de construire une carte précise en trois dimensions de la Voie lactée. Un paramètre supplémentaire est à rajouter par rapport à la mission Hypparcos, la mesure des vitesses radiales, ce qui permettrait d'améliorer grandement les études cinématiques, l'identification et la compréhension des systèmes multiples. Ceci permettrait l'étude de l'origine et de l'histoire de notre galaxie. Le but est d'atteindre des mesures sur environ un milliard d'étoiles avec les caractéristiques suivantes :

- une précision requise de 10 à 20 μ sec d'arc
- observer les objets ayant une magnitude $V < 20$
- mesurer la vitesse radiale pour des magnitudes $V < 16-17$
- effectuer des mesures photométriques dans plusieurs bandes d'observation

La mission a une durée prévue de cinq ans, avec la possibilité de continuer à exploiter les résultats trois ans après la fin de la mission.

5) GLAST (Fermi Gamma-ray Space Telescope)

L'origine du projet correspond à une collaboration entre la physique des hautes énergies et l'astrophysique. Cette collaboration est internationale, les États-Unis, la France, l'Italie, le Japon et la Suède sont impliqués. La mission GLAST (Gamma-Ray Large Area Space Telescope) a été lancée en juin 2008.

Objectifs scientifiques

Il s'agit d'un télescope à grande ouverture pour la détection de rayons gamma dont les énergies sont comprises entre 20 MeV et 300 GeV. Ce projet fait suite à la mission EGRET (*Energetic Gamma Ray Experiment Telescope*) qui a été mise en orbite en 1991. Cette dernière a effectué une observation du ciel pour des énergies supérieures à 30 MeV et a permis de construire un catalogue de sources qui forme une référence. La mission GLAST maintient les mêmes objectifs avec une technologie plus élaborée, elle permettra un accroissement de la surface effective d'un facteur 10 et l'angle de vue d'un facteur 5. Le lancement est prévu par une fusée DELTA 2, ce qui limite le poids du satellite à 4 tonnes et ses dimensions à 4 m³. Son orbite aura une altitude de 550 km. Le débit d'informations vers le sol est prévu à 0.3 Mb/s.

6) Herschel

La mission Herschel initialement désignée sous le nom de FIRST est un télescope submillimétrique et infrarouge dédié à l'observation du cosmos aux longueurs d'ondes comprises entre 85 et 700 μm . Il s'agit d'un télescope de 3.50 m de longueur à la température de 80 K. Il comporte des instruments dans les plans focaux qui peuvent être refroidis à des températures inférieures à 11 K en utilisant un cryostat à l'hélium liquide.

Objectifs scientifiques

Les objectifs primordiaux de la mission sont les suivants :

- effectuer une surveillance photométrique extra galactique à large bande en sélectionnant des régions avec une faible résolution spatiale et une haute sensibilité ;
- faire un suivi spectroscopique des objets découverts durant les observations ;
- étudier la physique et la chimie du milieu interstellaire, y compris la formation des étoiles ;
- étudier l'astro-chimie des gaz et des poussières ;
- effectuer des études spectroscopique à haute résolution des comètes et des planètes.

7) IRSI/DARWIN

Il s'agit d'un interféromètre infrarouge spatial centré autour de 1,55 μm . L'objectif de cette mission est très proche de celui de la mission TPF (*Terrestrial Planet Finder*) présentée ci-dessous. Ce projet est développé par un consortium européen avec une contribution industrielle à laquelle participe Alcatel.

Objectifs scientifiques

On peut distinguer deux objectifs principaux :

- le premier consiste à réaliser un interféromètre spatial ayant une grande résolution angulaire associée à un spectroscopie. Les observations concernent les amas globulaires, les disques protostellaires etc..
- Le second est la recherche et la caractérisation d'exoplanètes similaires à la terre, ainsi que des signatures spectrales évoquant les possibilités de vie. La détection et l'étude de telles planètes, orbitant autour d'un soleil, sont des projets d'observation ambitieux, mais rendus possible par une observation des spectres en infrarouge et dans le visible.

Quelques centaines d'étoiles naines sont situées à 15 parsec de notre système solaire. Les instruments doivent résoudre au moins une séparation angulaire de 0.05 à 0.1 seconde d'arc, ce qui correspond à 1 unité astronomique autour d'une étoile située entre 10 à 20 parsec.

8) IRSRI (LOBSTER)

Il ne s'agit pas ici d'un projet de mission spatiale précis (quoique le projet LOBSTER puisse être inclus dans cette approche), mais plutôt de l'étude de détecteurs capables de recevoir les particules très énergétiques en provenance des différents objets stellaires. Il s'agit

d'une phase préliminaire destinée à développer au sol des détecteurs qui pourront ensuite être placés sur des satellites mais aussi pourront équiper des accélérateurs de particules. Il s'agit principalement de calorimètres dont les principes seront présentés en annexe. IRSRI est un projet présenté en mars 2005 à la commission européenne (*Spaceraid 6th European Framework Programme*). C'est un consortium constitué de laboratoires ou organismes de quinze pays, de trois industriels et d'une agence spatiale (ESA). Les domaines scientifiques abordés concernent les détecteurs cryogéniques de photons allant des rayons X durs à l'infrarouge (qui se divise en cinq groupes), ainsi que des groupes de travail au nombre de huit.

9) Jasmine

Il s'agit d'un plan japonais de développement d'une instrumentation future pour une observation spatiale astrométrique dans l'infrarouge. Ce satellite sera probablement lancé entre 2013 et 2017.

Objectifs scientifiques

Le principal objectif de JASMINE est d'étudier la structure fondamentale et l'évolution du disque formé par la voie lactée de notre galaxie. Les observations sont délicates à faire en optique à cause de l'extinction apportée par la présence des poussières. Les observations seront donc faites dans l'infrarouge proche ($2.2\mu\text{m}$) avec une précision de $10\mu\text{as}$. La construction de l'observatoire sera faite en deux étapes : JASMINE-I, prévu pour un lancement en novembre 2013 à partir du centre d'Alcantara au Brésil sur une fusée Tsiklon-4, et JASMINE-II en 2015 ou 2017. Le projet est conçu pour une observation de plusieurs centaines de millions d'étoiles. La durée des missions est prévue pour cinq ans.

10) MAXIM

MAXIM (*Micro-Arcsecond X-ray Imaging Mission*) est une mission à très long terme car il reste un certain nombre de problèmes au niveau de la technologie à résoudre.

Objectifs scientifiques

Les objectifs de cette mission s'inscrivent dans la continuité d'une part de Hubble et d'autre part de l'observatoire à rayons X Chandra. C'est une mission du même type que « Constellation X ». L'objectif attendu concerne l'observation du halo (désigné par : « event horizon ») qui se trouve autour d'un trou noir. Par définition, le trou noir lui-même ne peut pas être observé, mais on peut observer un halo de rayonnements qui parviennent à s'échapper de la très forte gravité.

L'observatoire est constitué par un ensemble de 32 miroirs collecteurs répartis sur un cercle de 200m de diamètre au centre duquel se trouve un satellite collecteur. Celui-ci renvoie les rayons sur un satellite de convergence situé à 10km, et enfin l'ensemble est renvoyé sur un satellite muni de détecteurs CCD pour faire l'imagerie. Le satellite collecteur central a aussi pour mission de maintenir correctement l'espace entre les étages. Par certains côtés, il y a une certaine similitude avec la disposition : « Formation Flying » décrite ci-dessus.

11) SAFIR et SPECS

SAFIR (Single Aperture Far-IR) et SPECS (the Submillimeter Probe of the Evolution of Cosmic Structure) sont deux projets spatiaux dans les domaines submillimétrique et lointain infrarouge, le premier est la réalisation d'un télescope et le second celle d'un spectromètre.

Objectifs scientifiques

SAFIR est un télescope destiné aux observations dans les longueurs d'ondes comprises entre 15 et 600 μm , ce qui permettra un léger recouvrement avec la mission JWST et les possibilités des observatoires au sol. Dans le livre blanc de SAFIR, il est mentionné que le spectre continu F-IR et les raies observées sont d'excellents indicateurs pour connaître la vitesse de formation des étoiles et les conditions physiques nécessaires à la formation des nuages moléculaires. SAFIR peut être utilisé pour étudier des sites individuels d'étoiles en formation par une méthode spectroscopique. Il y a également un intérêt dans l'étude des trous noirs.

12) SPICA (anciennement HII/L2)

SPICA (*Space Infrared Telescope for Cosmology and Astrophysics*) est une mission de la prochaine génération dans l'infrarouge qui devrait être lancée par une fusée japonaise HIIA au point L2 du système terre-soleil. Elle doit faire suite à la mission IRTS lancée en 1995 et elle s'inscrit dans le projet de surveillance en imagerie infrarouge japonaise (ASTRO-F/IRIS).

Objectifs scientifiques

La figure 7 ci-dessous compare les sensibilités entre les résultats attendus de Herschel (anciennement FIRST), et de JWST (anciennement NGST). Il est annoncé que cette mission a pour objectif une très haute sensibilité dans l'infrarouge moyen et en lointain infrarouge. Cette mission est considérée comme le complément des observatoires infrarouges et submillimétriques ci-dessus.

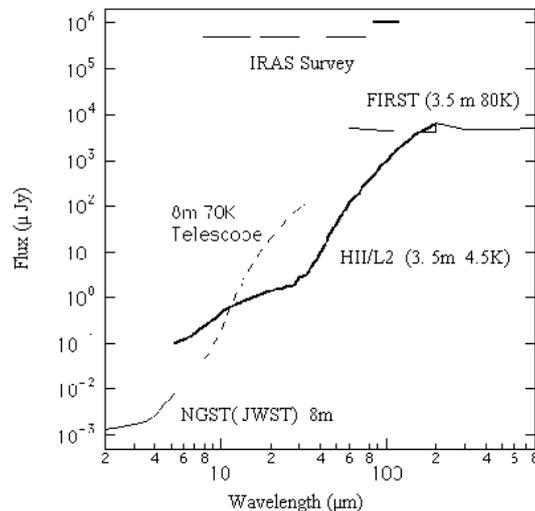


Figure 7. Comparaison des sensibilités Herschel, JWST

13) Submillimétron

Il s'agit d'un télescope cryogénique submillimétrique dont le déploiement, la maintenance et éventuellement les réparations seront effectuées en utilisant la partie russe de la station spatiale internationale.

Objectifs scientifiques

Il s'agit d'obtenir une cartographie complète du ciel en ondes submillimétriques (1 THz) avec une résolution angulaire, à cette fréquence, d'une seconde d'arc. Plus précisément, les objectifs de cette mission seront les suivants :

- étudier en submillimétrique et en infrarouge lointain les composants froids de la matière de l'Univers ;
- étudier l'anisotropie du rayonnement cosmique micro-ondes ;
- étudier le spectre des sources astronomiques et leurs variations.

14) VLBI (à basse fréquences)

Comme dans le cas précédent, ce projet ne correspond pas à une mission parfaitement identifiée, mais il s'agit de montrer la possibilité de réaliser un observatoire spatial destiné à l'observation du ciel dans des gammes de fréquences très basses, actuellement inexplorées pour la plupart. Dans aucune des études que nous avons explorées il n'est question de mettre un équipement cryogénique embarqué. Les deux intérêts majeurs de ce projet, par rapport aux radios observatoires déjà existants dans cette bande (au sol), sont d'avoir une très bonne propagation des ondes et d'éviter les interférences avec les émetteurs. En effet les observations au sol sont fortement gênées par la présence de l'ionosphère. Par ailleurs, en étant suffisant loin de la terre on élimine la réception des émetteurs terrestres. Les observations faites sur le satellite WIND, situé à $\sim 2 \times 10^5$ km de la terre montre encore un niveau supérieur de 5dB pour les RFI (*Radio Frequencies Interferences*) par rapport au bruit du ciel, et dans la bande 1 à 15 MHz. La condition d'éloignement est donc primordiale pour le succès d'une telle entreprise.

Les objectifs scientifiques

- la compréhension des processus physiques responsables d'une émission et d'une absorption de rayonnement qui sont observés à basse fréquence.
- La possibilité d'observer les émissions radio produites par les électrons de basse énergie, ce qui forme une excellente source d'information sur les évolutions des galaxies.
- l'étude de l'échange de matière entre le milieu intergalactique et les étoiles.
- Il y a également un intérêt en ce qui concerne l'imagerie du soleil, la cartographie du champ magnétique interplanétaire à grande échelle et la compréhension des mécanismes d'émission et d'accélération des particules.

15) VSOP_2

La mission japonaise VSOP_2 fera suite à la mission VSOP. Elle est actuellement étudiée par un Working Group pour définir un interféromètre spatial, à très longue base, de la prochaine génération. La conception du satellite est fortement contrainte par les dimensions de la fusée porteuse, et le poids total du satellite devrait être de 910 kg et nécessiter une consommation électrique de 1800 W.

Objectifs scientifiques

- une étude des mécanismes d'émission en conjonction avec les satellites de prochaines générations comportant des télescopes à rayons X et rayons gamma ;
- une étude de l'orientation de la polarisation du champ magnétique et l'évolution des jets ;
- des mesures de rotation Faraday ;
- une étude à haute résolution de la collimation et de la formation des jets dans l'environnement des trous noirs super massifs ;
- une étude haute résolution spectrale des lignes maser et mégamaser.

16) WISE

WISE a été retenu en phase B par la NASA en août 2004 et le projet préliminaire était examiné en avril 2005. Le lancement a été effectué en décembre 2009.

Objectifs scientifiques

Il s'agit d'un télescope infrarouge qui fonctionnera entre 3.5 et 23 μm . Il sera 1000 fois plus sensible que le télescope de surveillance IRAS.

L'un des objectifs principaux est de compléter les observations et les découvertes effectuées par IRAS. Ce satellite a en effet découvert une classe de galaxies qui sont 100 fois plus lumineuses dans l'infrarouge que dans visible, et qui rivalisent ainsi avec la luminosité totale des quasars. La sensibilité attendue de WISE doit permettre d'observer des galaxies hyper lumineuses jusqu'à 3 μm de longueur d'onde. Un autre objectif concerne la recherche d'étoiles proches du soleil; en effet, les étoiles dont la masse est inférieure à 0.08 fois celle du soleil ne sont pas suffisamment chaudes pour être observées dans le visible (étoiles froides, naines brunes). Parmi les autres objectifs, on peut également citer la détection de la ceinture d'astéroïdes supérieure à 3 km. Enfin cette mission permettra d'aider les observations effectuées ultérieurement par le télescope JWST.

17) XEUS

XEUS est l'acronyme de «X-ray Evolution of Early Universe ». Le projet a été sélectionné par l'ESA, en octobre 2007, comme candidat à la mission Cosmic Vision. Il devrait être entrée en fonction vers 2020.

Objectifs scientifiques

Les objectifs de cette mission couvrent un très vaste domaine, allant de l'astrophysique, la recherche fondamentale sur la physique du soleil et des planètes jusqu'à l'exobiologie. D'une manière générale, les objectifs concernent l'étude et l'évolution de l'univers chaud. On peut distinguer :

- la recherche de l'origine et subséquemment l'étude de la croissance des premiers trous noirs à l'origine de l'univers ;
- l'évaluation de la formation des premiers petits groupes de galaxies et leur évolution ;
- la caractérisation réelle du milieu intergalactique.

Pour atteindre ces objectifs, les caractéristiques de l'observatoire seront :

- 1) Un système spectroscopique particulièrement performant avec une surface sensible supérieure à 20 m² pour des photons d'énergie inférieure à 2 keV et une résolution spectrale meilleure que 2 eV, ceci permettant une détection des raies significatives.
- 2) La résolution angulaire comprise entre 2 et 5 sec d'arc permet de réduire la confusion des sources aussi bien que le bruit galactique des rayons X.

6 CONCLUSION

Ainsi qu'il a été mentionné ci-dessus, l'utilisation de la logique RSFQ n'apparaît pas, et ceci quel que soit le type de mission : en micro-ondes, en submillimétrique dans l'infrarouge, et même jusqu'aux rayons X. Aucun des projets mentionnés signale une limitation des observations à cause des temps de calculs ou de problèmes liés à un trop grand flot de données. Par contre, une bonne partie des projets en question nécessitent une électronique refroidie, et parfois même à très basse température. La raison essentielle est que dans ces gammes de fréquences, le ciel apparaît comme froid, et que la température système en sortie est dominée par celle des récepteurs. Par ailleurs, les observations effectuées sont toujours limitées en termes de bande passante. Par exemple, le projet ARISE montre que quatre fréquences de réception sont utilisées : 5, 22, 44 et 86 GHz avec une bande maximum de 4 GHz. Par ailleurs la dimension des antennes est très grande vis-à-vis de la longueur d'onde, il en résulte que le domaine visible de l'antenne est étroit. Dans ces conditions la quantité de données à traiter reste raisonnable, puisque le débit vers le sol est estimé entre 1 et 8 Gbs. Une remarque similaire peut être faite pour l'ensemble des missions, sauf probablement pour les missions du type Formation Flying. C'est en effet autour de ces projets que l'on peut envisager l'utilisation d'une logique extrêmement rapide à cause d'un grand flot de données à traiter lors du vol.

Trois projets de missions rentrent actuellement dans ce cadre : MAXIM, TFP et VLBI à basse fréquence. Le projet MAXIM est clairement à la limite de la radioastronomie, et les compétences pour l'étudier plus en détail relèvent du domaine de la physique des particules. Il

n'est pas fait mention d'un volume important de données, mais plutôt de la difficulté de détecter le rayonnement. Le projet TFP rentre probablement beaucoup plus dans un domaine des longueurs d'ondes plus grandes, mais il s'agit d'un ensemble de réflexions destiné à définir des architectures de futures missions et non pas d'un projet clairement identifié, avec des fréquences précisées et des bandes passantes attribuées. Il semble aussi que l'étude porte beaucoup plus sur les équipements nécessaires pour atteindre l'objectif cherché que sur la définition précise d'une mission.

Le projet VLBI à basse fréquence a été déjà évoqué depuis très longtemps puisque l'un des premiers papiers identifiés est celui d'Alexander en 1971. Périodiquement, on voit apparaître dans la littérature, des articles qui évoquent ce type de mission, la raison majeure étant que l'ionosphère n'est pas parfaitement transparente dans ces gammes de fréquences et qu'elle affecte très sérieusement la propagation. En outre, dans cette bande de fréquences, l'activité humaine terrestre perturbe considérablement les observations. Il est donc normal que la communauté radioastronomique se soit penchée très tôt vers les possibilités offertes dans le domaine spatial. Par ailleurs, en comparaison des projets précédents, la bande passante à couvrir est considérable puisqu'elle demande plus de 7 décades. Pour ces raisons, si un projet de radioastronomie devait utiliser la logique RSFQ, c'est probablement pour construire un interféromètre à très basse fréquence. Si on se réfère à l'étude effectuée par Oberoi et Pinçon, il apparaît toutefois qu'un ensemble de 16 microsattellites est capable de faire le traitement de signal avec des DSP actuellement existants. Il est cependant noté que le volume du flot des données à traiter est limité principalement par les liaisons intra-satellites. En outre l'implantation de cryogénie n'est actuellement pas concevable sur des microsattellites : problèmes de poids et de consommation électrique. En conséquence, si on devait envisager l'utilisation de la logique RSFQ, il faudrait repenser complètement la structure proposée et les contraintes imposées par ces auteurs. En effet, en dehors de la possibilité de réaliser une « baseline » pour faire une interférométrie à très basse fréquence, le souci d'un faible coût pour la mission reste un guide de base pour cette étude.

Sur le plan pratique, l'introduction de la logique RSFQ dans un tel projet reste conditionnée à la présence de cryogénie, on est alors en droit de se demander si une autre approche n'est pas plus pertinente. En effet, ce qui semble un point dur n'est pas le volume des calculs mais la transmission des données entre les satellites pour un problème de dimensionnement d'antenne. Si ce point peut être résolu, par exemple en utilisant une antenne gonflable comme dans le projet ARISE, alors les perspectives du développement de la microélectronique dans un proche avenir, avec des nano transistors (voir IEEE Nanotechnology Volume: 3 Issue: 1 Date: March 2004 qui fait le point sur les perspectives), offriront un recul substantiel sur les limites actuelles des moyens de calcul. Dans ces conditions, l'introduction de la logique RSFQ semble apparaître comme une seconde étape après avoir épuisé les possibilités des techniques à semi-conducteurs.

REFERENCES

- [1] A. Svizhenko, et al “*nanotechnology*”, IEEE Transaction on Nanotechnology Volume: 3 Issue: 1 Date: March 2004
- [2] M. Lundstrom, “*Is nanoelectronics the future of microelectronics?*” Proceedings of the 2002 International Symposium on: Low Power Electronics and Design, p: 172- 177 (2002)
- [3] Svizhenko, A. et al. “*Role of Scattering in Nanotransistors*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50, p 1459 (2003)
- [4] Yoshikawa, N. Koshiyama, J., “*Top-down RSFQ logic design based on a binary decision diagram*” IEEE Trans. On Appl. Supercond. Vol. 11, p. 1098-1101, (2001).
- [5] Kerkhoff, H. G. Speek, H. “*The testing of high-speed Josephson junction circuits*”, Proceeding of the ProRISK/IEEE workshop, p. 317-321, (2000).
- [6] Gaj, K. et al. “*Tools for the computer-aided design of multigigahertz superconducting digital circuits*”, IEEE Trans. On Appl. Supercond. Vol. 9, p. 18-38, (1999).
- [7] “*SCENET Roadmap for superconducting digital electronics*”, Version 1.4, March 2000.

Les références des missions sont données en annexe.

Perspectives de Recherche

I- Perspective à moyen terme (≤ 5 ans)

Développement d'un instrument search-coil BF à sortie numérique et pouvant fonctionner dans une gamme de température de -150°C à 100°C

L'objectif de l'étude est de développer un instrument magnétomètre search-coil BF 10Hz-20kHz à sortie numérique du type plug&play et pouvant fonctionner dans une gamme de température large entre -150°C et 100°C. Pour ce faire, un développement d'une électronique adaptée sera nécessaire. Pour atteindre notre objectif, nous utiliserons la technologie microélectronique pour intégrer la chaîne instrumentale électronique du search-coil : préamplificateur, filtre et convertisseur analogique-numérique. Les développements se feront en trois principales étapes :

- Intégration ASIC du préamplificateur du search-coil pour un fonctionnement entre -150°C et 100°C (cf : R&D préamplificateur basse température pour search-coil)
- Développement d'un CAN ASIC 16bits et du filtre
- Intégration de l'ensemble de la chaîne électronique.

Collaborations

Cette étude se fera en collaboration avec le laboratoire IRFU du CEA Saclay qui a déjà une expérience dans les développements ASIC basse température.

Cette collaboration se fera au travers d'un encadrement d'une thèse avec l'IRFU.

Les fonderies des circuits ASIC se feront à travers les réseaux CMP ou Europractice. Cette démarche permettra de réduire les coûts de développement en bénéficiant des prix dédiés aux universités et à la recherche.

Technologie et verrous

Le choix de la technologie et l'encapsulation constituent les principaux verrous de cette R&D.

La technologie impactera directement les performances des circuits et permettra ou non d'atteindre notre objectif de fonctionnement en basse température -150°C. En effet, les technologies actuelles sont destinées pour un fonctionnement entre -50°C à 80°C. Ainsi, une phase d'étude technologique approfondie sera nécessaire. Cette étude se matérialisera sous la forme d'une première fonderie dédiée à des circuits de base. Le but est qu'après les tests de retour de fonderie, une modélisation plus fine du fonctionnement des transistors en basse température sera alors possible. Cela permettra ainsi de compléter les modèles fournies par le fondeur.

Toutefois, nous prévoyons que les développements se feront probablement en technologie AMS 0,35 μ m. Cette technologie est actuellement très répandue, robuste car disponible depuis plusieurs années et faible coût. Toutefois, nous resterons attentifs aux dernières avancées en microélectronique pour choisir la technologie appropriée permettant d'atteindre notre objectif.

Bien que l'encapsulation reste un problème récurrent dans le spatial, les basses températures que nous souhaitons atteindre augmentent les contraintes. Il faudra alors prendre en compte cette étape dès les débuts du design des circuits pour d'une part, ne pas altérer les

performances après la fonderie et d'autre part pour les reports de puce sur le PCB. En effet dans le cas de l'instrument magnétomètre du LPC2E, l'électronique se trouve dans le pied du capteur search-coil.

II- Perspective à long terme (~5 ans à 10 ans)

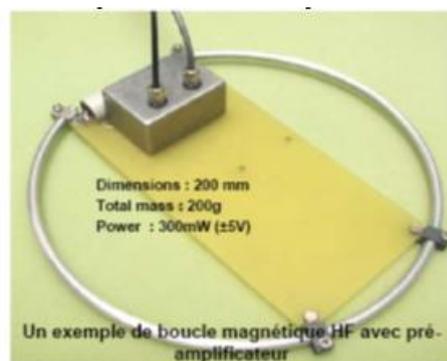
Il s'agit ici de développer un instrument de mesure du champ magnétique en HF. Le capteur sera basé sur une boucle magnétique 3D.

Les boucles magnétiques dans la gamme HF (0.1 – 30 MHz) reposent sur un concept différent de celui du search-coil : il s'agit d'une seule spire sans ferrite, avec une aire de plusieurs dizaines/centaines de cm^2 . Le capteur 1D qui a volé sur les fusées POLAR et CHARM2 a révélé l'intérêt d'un tel instrument, dont la sensibilité à haute fréquence dépasse celle d'un search-coil.

Ce capteur répond aux besoins scientifiques suivants :

- Avec le nombre croissant de missions qui évoluent vers l'héliosphère interne (où les fréquences caractéristiques du plasma sont plus élevées qu'à 1 AU) le besoin va en augmentant pour sonder les ondes jusque vers 30 MHz, voire plus.
- Même si les ondes dans la gamme HF sont essentiellement électromagnétiques, rares sont les mesures magnétiques dans cette gamme, et nous sommes donc en terre inconnue.
- La boucle HF est un instrument simple, qui devient compétitif envers les antennes électriques pour $f > 10$ MHz, et permettrait donc de diagnostiquer le plasma dans cette gamme de fréquences avec un instrument plus simple, plus léger, et triaxial.

Toutefois à l'heure actuelle au LPC2E, nous ne disposons pas d'une boucle magnétique 3D. Le « proof of concept » ainsi que le système mécanique de déploiement de l'instrument restent à définir. L'augmentation du TRL pour espérer que l'instrument soit embarqué sur une mission spatial sera un défi.



Boucle magnétique 1D développée au LPC2E

ANNEXES

1) ARISE (VSOP-2).

Ce projet correspond à la réalisation d'un très grand interféromètre de radioastronomie, placé en orbite. ARISE est l'acronyme de : « Advanced Radio Interferometry between Space and Earth », il correspond à un radiotélescope orbital destiné à fonctionner entre 5 et 43 GHz. Avec une moins bonne précision, il est également envisagé d'utiliser les fréquences de 60 et 86 GHz.

Objectifs scientifiques :

Il s'agit d'obtenir des images de radio source avec une résolution de 10 à 20 microsecondes d'arc, ce qui correspond à une amélioration de deux ordres de grandeur par rapport aux résolutions actuelles. Ce radiotélescope est destiné à fonctionner en conjonction avec les radiotélescopes au sol et son objectif principal est d'observer les objets de l'univers les plus énergétiques, à savoir les trous noirs supermassifs. Il devrait pouvoir également évaluer les échelles de distance extra galactiques (50 à 200 Mpc) en utilisant le mouvement propre des masers à vapeur d'eau extérieur à la galaxie et enfin estimer la température et l'abondance des molécules d'oxygène dans une douzaine de nuages interstellaires de notre galaxie. Ces objectifs correspondent à une amélioration de la sensibilité de l'interféromètre de 50 à 200 aux fréquences de 5 à 22 GHz, par rapport au premier programme VSOP.

Agences spatiales :

La NASA est directement concernée par ce projet. L'étude a commencé en 2005 et devait passer en phase opérationnelle entre 2008 et 2013. Le projet se heurte à des problèmes de financement.

Équipements techniques :

Les antennes utilisées pour la réception s'appuient sur une première démonstration qui a été faite à bord de la station spatiale internationale, en déployant une antenne gonflable de 14 mètres de diamètre. Dans le cadre de la mission envisagée, il y aura au moins un et peut-être 2 radiotélescopes munis chacun d'une antenne gonflable, en orbite, de 25 mètres. Il est prévu que les données seront retransmises au sol à une vitesse de 1 à 8 Gbs.

La qualité des têtes de réception est la partie critique des récepteurs pour obtenir les performances attendues. Le tableau ci-dessous indique les températures de bruit, les bandes passantes et les puissances cryogéniques nécessaires pour chacun des quatre récepteurs :

Paramètres	5 GHz	22 GHz	44 GHz	86 GHz
Température de bruit (K)	8	12	4	4
Bande passante (GHz)	2	2	4	4
Puissances cryogéniques (mW)	64	23	15	8

Les amplificateurs seront constitués d'étages P-HEMT à transistors InP qui présentent le bruit le plus faible. L'étage de cryogénie est constitué d'un ensemble de 3 cryo-générateurs de type

Stirling permettant d'atteindre une température de fonctionnement de 20 K. L'ensemble consommera 350 W de puissance électrique et pèsera environ 90 kg. La durée totale de la mission est prévue pour trois ans.

2) Constellation X .

Les missions Constellation X sont formées d'un ensemble de télescopes à rayons X qui compléteront les observations effectuées par certains télescopes à rayons X déjà existant comme le télescope Chandra (NASA) et XMM-Newton (ESA). Ce télescope aura la plus grande résolution spectrale et constituera, sûrement, le plus grand télescope rayon X jamais construit. Actuellement, ce projet occupe la deuxième place, après le télescope James Webb, dans les priorités de télescopes spatiaux

Objectifs scientifiques :

Comme tous les télescopes à rayons X, Constellation X doit être positionné dans l'espace car les rayons X ne traversent pas l'atmosphère. Les 4 (ou 6) satellites constituant la mission doivent être suffisamment légers pour être lancés individuellement ou par paires. Ils devront avoir une sensibilité cent fois plus grande que les télescopes existant à rayons X, ce qui signifie que les observateurs doivent être capables de recevoir en une heure plus d'informations qu'ils n'en collectent actuellement en quelques jours ou quelques semaines. L'objectif principal de ce télescope géant est d'observer les trous noirs, les galaxies en formation, de tester la théorie de la relativité générale, l'évolution de l'univers et la nature de la matière noire.

Agences spatiales :

L'agence qui pilote ce projet à long terme est la NASA. Il est probable que cette mission sera opérationnelle en 2016.

Équipements scientifiques :

Pour l'observation, actuellement 2 télescopes à rayons X (dont un pour des X durs) sont prévus, un spectromètre à réseau et un spectromètre à CCD ainsi qu'un spectromètre à microcalorimètre. Le froid sera assuré par un Cryo-générateur à démagnétisation adiabatique fonctionnant en continu permettant d'obtenir une température stable de 50 mK. Le détecteur à rayons X durs doit permettre une efficacité quantique supérieure à 90 % avec un seuil énergétique situé à 6 keV. Pour obtenir les performances acquises, il est prévu d'utiliser des scintillateurs inorganiques couplés à des tubes photo-multiplieurs et des détecteurs montés en anti-coïncidences en CdZnTe. Le spectromètre à réseau utilise des CCD illuminés sur la face arrière. Le micro-calorimètre utilise un ensemble de « transition-edge sensor » couplé à des amplificateurs à SQUID (voir informations sur les capteurs ci dessous).

3) Formation flying.

Dans le cas présent, il ne s'agit pas à proprement parler d'une mission ou d'un ensemble de missions précises mais plutôt d'un nouveau concept spatial. Ce concept offre une

manière révolutionnaire de planifier, concevoir, implémenter et exploiter les missions. Cette technologie permet à un ensemble de vaisseaux autonomes, formant un réseau distribué d'agir à la manière d'une unité collective. L'intérêt principal est de réduire d'une manière considérable la limitation, les coûts et les rendez-vous associés d'une manière traditionnelle aux missions scientifiques. On peut probablement considérer qu'un précurseur de ce concept a été démontré par le vol de Techsat 21 réalisé par l'Air Force Research Laboratory. Afin de mieux comprendre le fonctionnement de ce type de missions, il est nécessaire d'examiner rapidement la mission Techsat 21.

La mission Techsat 21 : il s'agit d'un ensemble de trois vaisseaux de 150 kg en formation circulaire à 550 km altitude. Les points clés du programme étaient au nombre de 3 :

- démonstration de la possibilité d'avoir une formation, en vol non aligné, et maintenue à distance contrôlée d'une manière autonome (c'est-à-dire sans intervention depuis le sol).
- Possibilité de faire des observations au moyen de cet ensemble de satellites, en utilisant des traitements de signal avec des formes d'ondes innovantes.
- Validation des modèles et des simulations.

La distance a été maintenue automatiquement par les satellites en utilisant le GPS. Pendant un an, les distances ont varié expérimentalement de 100 m à 5 km en utilisant des communications intersatellites. Les capteurs embarqués sur ces satellites fonctionnent comme un capteur à grande ouverture répartie, ce qui présente un avantage décisif pour certaines observations comme par exemple les observations SAR.

Les intérêts de cette technique:

- Il est possible de faire à bord une détection avec un traitement des données de manière à ne transmettre au sol que les informations majeures. Cela nécessite de pouvoir disposer à bord d'une unité de calcul importante, capable de trier et de mémoriser les données (par exemple identifier les événements météorologiques importants, ou bien les émissions volcaniques ou les tremblements de terre). Naturellement, la puissance de calcul est fonction de la mission.
- Ce type de missions s'adapte aussi bien aux missions de surveillance qu'aux missions d'observations scientifiques, astronomiques ou radioastronomiques.
- Une telle plate-forme présente aussi l'intérêt d'améliorer considérablement la précision des observations car les différents capteurs embarqués peuvent travailler de concert, comparer leurs observations et éliminer les artefacts.
- L'ensemble de la plate-forme avec ses différents capteurs représente en fait un capteur unique de dimensions considérables.
- Le fait d'avoir plusieurs capteurs permet aussi de fiabiliser les observations, en effet en cas de défaillance d'un capteur, les observations ne sont pas compromises.
- Il est annoncé que cette méthode permettrait de pouvoir exploiter les données avec simplement un ordinateur portable, car l'ensemble du travail scientifique serait fait à bord (Science from a Laptop).
- Un dernier point important à signaler est la réduction considérable des transmissions de télémétrie à cause de l'autonomie des groupements de satellites.

Le développement de telles plateformes nécessite un travail important au niveau de l'automatisme et des logiciels de contrôle de vol, de manière à assurer l'autonomie d'une manière efficace.

Il est également nécessaire de développer des techniques de calcul permettant des transferts rapides d'informations, et plusieurs pistes sont actuellement à l'étude :

- transmission descendante optique
- compression importante de données
- codage de canaux à fort débit (probablement par le développement de turbo codes)
- développement important de microcontrôleurs

Parmi les équipements en développement, il faut citer des cryo-générateurs capables de descendre en dessous de 4 K sans vibrations, à faible consommation électrique et faible poids. Il convient aussi de mentionner l'appel aux technologies micro-électroniques et micro systèmes, tels que par exemple :

- un magnétomètre MEMS basé sur un « xylophone » (mise en résonance d'une fine lame de silicium qui se déforme sous l'influence d'un champ magnétique local et qui, par exemple, fait varier la fréquence de résonance) .
- un micro gyroscope MEMS
- un micro accéléromètre MEMS etc.

Il est estimé que l'utilisation de la micro-électronique permet d'avoir les mêmes fonctionnalités avec un satellite de 100 kilos aujourd'hui qu'avec un satellite d'une tonne il y a dix ans. Ce projet a été abandonné en 2003 due au coût.

Agence spatiale : la NASA. Aucune date précise n'est avancée pour la mise en oeuvre systématique de telle plate-forme virtuelle, il est probable que plusieurs approches auront lieu auparavant (comme Techsat 21), mais la nécessité d'effectuer des calculs importants à bord pourrait justifier une approche en logique RSFQ, surtout avec l'implantation du froid pour certains capteurs.

4) GAIA.

Après le succès de la mission Hypparcos, qui représentait la première étape du projet de mesures astrales, le concept de la mission GAIA a été dégagé (*Global Astrometric Interferometer for Astrophysics*).

Objectifs scientifiques:

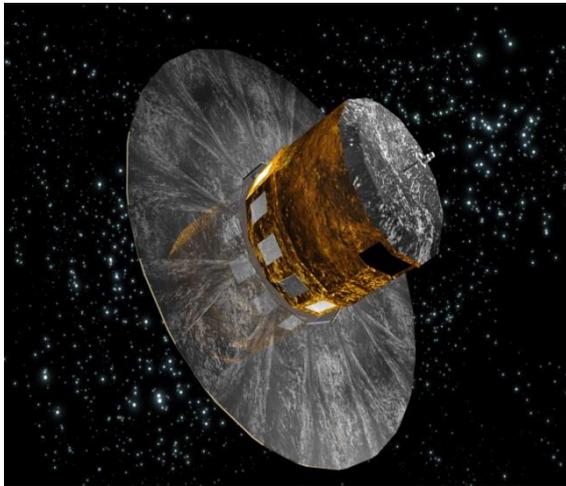
L'objectif à atteindre consiste à améliorer de plusieurs ordres de grandeur, par rapport à Hypparcos, la précision, le nombre d'objets observés et leur magnitude. Il s'agit de construire une carte précise en trois dimensions de la Voie lactée. Un paramètre supplémentaire est à rajouter par rapport à la mission Hypparcos, la mesure des vitesses radiales, ce qui permettrait d'améliorer grandement les études cinématiques, l'identification et la compréhension des systèmes multiples. Ceci permettrait l'étude de l'origine et de l'histoire de notre galaxie. Le but est d'atteindre des mesures sur environ un milliard d'étoiles avec les caractéristiques suivantes :

- une précision requise de 10 à 20 μ sec d'arc
- observer les objets ayant une magnitude $V < 20$
- mesurer la vitesse radiale pour des magnitudes $V < 16-17$
- effectuer des mesures photométriques dans plusieurs bandes d'observation

La mission a une durée prévue de cinq ans, avec la possibilité de continuer à exploiter les résultats trois ans après la fin de la mission.

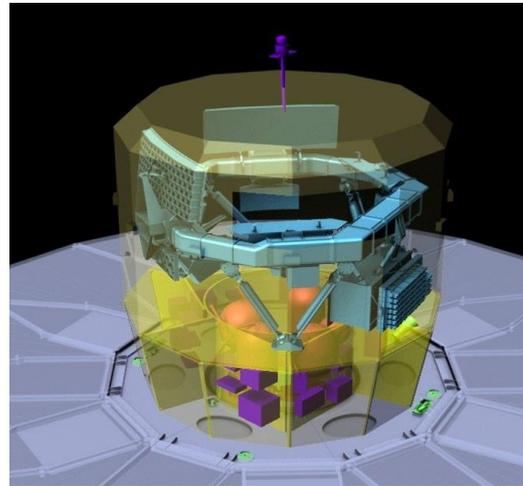
Agences spatiales : Ce projet a été accepté par l'ESA en octobre 2000. Une revue du projet à la fin de l'année 2004 a été faite par l'ESA et publiée en mars 2005 : «GAIA in 2004». Il est ciblé pour un lancement à l'horizon 2013.

Equipements scientifiques : Il s'agit d'interféromètres comportant des CCD refroidis. L'ensemble est associé à 4 filtres à large bande et des filtres à bande moyenne (16). Le groupe Alcatel est impliqué dans le projet.



a)

a) GAIA en situation de vol. b) Module de service de GAIA



b)

5) GLAST (Fermi Gamma-ray Space Telescope).

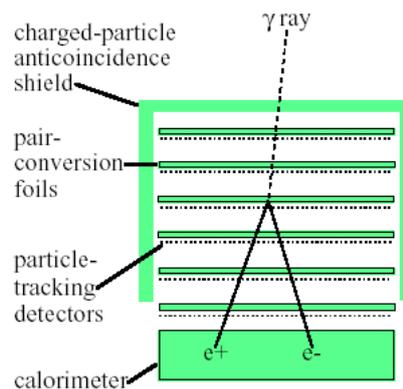
L'origine du projet correspond à une collaboration entre la physique des hautes énergies et l'astrophysique. Cette collaboration est internationale, les États-Unis, la France, l'Italie, le Japon et la Suède sont impliqués. La mission GLAST (Gamma-Ray Large Area Space Telescope) a été lancée en juin 2008.

Objectifs scientifiques et description de la mission : Il s'agit d'un télescope à grande ouverture pour la détection de rayons gamma dont les énergies sont comprises entre 20 MeV et 300 GeV. Ce projet fait suite à la mission EGRET (*Energetic Gamma Ray Experiment Telescope*) qui a été mise en orbite en 1991. Cette dernière a effectué une observation du ciel pour des énergies supérieures à 30 MeV et a permis de construire un catalogue de sources qui forme une référence. La mission GLAST maintient les mêmes objectifs avec une technologie

plus élaborée, elle permettra un accroissement de la surface effective d'un facteur 10 et l'angle de vue d'un facteur 5. Le lancement est prévu par une fusée DELTA 2, ce qui limite le poids du satellite à 4 tonnes et ses dimensions à 4 m³. Son orbite aura une altitude de 550 km. Le débit d'informations vers le sol est prévu à 0.3 Mb/s.

Agences spatiales : La NASA est l'agence spatiale directement concernée par ce projet.

Équipements scientifiques : le détecteur embarqué sur le satellite est constitué d'un ensemble de 4x4 cylindres identiques noyés dans un scintillateur blindé en matière plastique. Ces capteurs fonctionnent en détecteurs d'anticoïncidence. Chacun a une ouverture de 40 par 40 cm, et ils comprennent un traqueur, un calorimètre et un module d'acquisition de données. Le traqueur consiste en fait en un convertisseur de rayonnements gamma en une paire d'électrons-positrons qui est détectée par un calorimètre. La figure ci-dessous montre le principe du calorimètre, le rayonnement incident produit une paire d'électrons-positrons qui est détectée par le calorimètre. En multipliant les étages, on favorise la probabilité de collision avec un photon incident :



6) Herschel.

La mission Herschel initialement désignée sous le nom de FIRST est un télescope submillimétrique et infrarouge dédié à l'observation du cosmos aux longueurs d'ondes comprises entre 85 et 700 μm. Il s'agit d'un télescope de 3.50 m de longueur à la température de 80 K. Il comporte des instruments dans les plans focaux qui peuvent être refroidis à des températures inférieures à 11 K en utilisant un cryostat à l'hélium liquide.

Objectifs scientifiques: Les objectifs primordiaux de la mission sont les suivants :

- effectuer une surveillance photométrique extra galactique à large bande en sélectionnant des régions avec une faible résolution spatiale et une haute sensibilité ;
- faire un suivi spectroscopique des objets découverts durant les observations ;
- étudier la physique et la chimie du milieu interstellaire, y compris la formation des étoiles ;

- étudier l'astro-chimie des gaz et des poussières ;
- effectuer des études spectroscopique à haute résolution des comètes et des planètes.
-

Agences spatiales : Herschel est un projet de l'agence spatiale européenne. Le projet a abouti, à un lancement réussi par ARIANE 5, en mai 2009. Ce projet est considéré comme la quatrième pierre angulaire de l'agence.

Équipements scientifiques : Pour réaliser les missions attendues, l'observatoire spatial inclura trois instruments cryogéniques :

- une caméra et un réseau de photo-détecteurs et spectromètres (PACS)
- un récepteur spectrale et photométrique à formation d'images (SPIRE)
- un instrument lointain infrarouge à réception hétérodyne (HIFI).

Les deux premiers instruments sont des caméras à haute sensibilité et des spectromètres à faible et moyenne résolutions pour les domaines spectraux s'étendant de 60 à 210 μm pour le premier et de 200 à 670 μm pour le second (soit en fréquences de 5000 à 1429 GHz et de 1500 à 448 GHz). Ces deux instruments sont en particulier dédiés à l'étude des poussières interstellaires. Le dernier instrument (HIFI) est un spectromètre unique à haute résolution et à grande sensibilité sur deux étendues spectrales : de 625 à 240 μm et de 213 à 157 μm (soit de 480 à 1250 GHz et de 1410 à 1910 GHz). Cet instrument sera conçu pour l'étude spectroscopique à haute résolution d'une grande variété d'objets. Ils sont construits par un consortium européen.

7) IRSI/DARWIN.

Il s'agit d'un interféromètre infrarouge spatial centré autour de 1,55 μm . L'objectif de cette mission est très proche de celui de la mission TPF (*Terrestrial Planet Finder*) présentée ci-dessous. Ce projet est développé par un consortium européen avec une contribution industrielle à laquelle participe Alcatel.

Objectifs scientifiques : On peut distinguer deux objectifs principaux :

- le premier consiste à réaliser un interféromètre spatial ayant une grande résolution angulaire associée à un spectroscope. Les observations concernent les amas globulaires, les disques protostellaires etc..
- Le second est la recherche et la caractérisation d'exoplanètes similaires à la terre, ainsi que des signatures spectrales évoquant les possibilités de vie. La détection et l'étude de telles planètes, orbitant autour d'un soleil, sont des projets d'observation ambitieux, mais rendus possible par une observation des spectres en infrarouge et dans le visible.

Quelques centaines d'étoiles naines sont situées à 15 parsec de notre système solaire. Les instruments doivent résoudre au moins une séparation angulaire de 0.05 à 0.1 seconde d'arc, ce qui correspond à 1 unité astronomique autour d'une étoile située entre 10 à 20 parsec.

Agences spatiales : Ce projet est supporté par l'ESA et doit correspondre à une mission programmée après 2015.

Équipements scientifiques : Il est prévu de construire un ensemble de 6 télescopes de 1.50 m, refroidis à 30 K et qui, placés en orbite héliocentrique, permettront de s'affranchir du rayonnement infrarouge émis par les poussières. Pour la recherche de planètes, il est aussi nécessaire d'atténuer considérablement l'émission des étoiles du système observé, de manière à pouvoir recevoir le faible rayonnement infrarouge émis par les objets que l'on cherche à voir. Dans ces conditions il est prévu de concevoir un instrument interférométrique qui annule le rayonnement direct pour ne garder que celui émis par les planètes (*nulling interferometry*). Cette instrumentation fait actuellement l'objet d'une étude au sol, c'est le projet GENIE (*Ground based European Nulling Interferometry Experiment*), soutenu par l'ESA et l'ESO.

8) IRSRI. (LOBSTER)

Il ne s'agit pas ici d'un projet de mission spatiale précis (quoique le projet **LOBSTER** peut être inclus dans cette approche), mais plutôt de l'étude de détecteurs capables de recevoir les particules très énergétiques en provenance des différents objets stellaires. Il s'agit d'une phase préliminaire destinée à développer au sol des détecteurs qui pourront ensuite être placés sur des satellites mais aussi pourront équiper des accélérateurs de particules. Il s'agit principalement de calorimètres dont les principes seront présentés en annexe. IRSRI est un projet présenté en mars 2005 à la commission européenne (*Spacerad 6th European Framework Programme*). C'est un consortium constitué de laboratoires ou organismes de quinze pays, de trois industriels et d'une agence spatiale (ESA). Les domaines scientifiques abordés concernent les détecteurs cryogéniques de photons allant des rayons X durs à l'infrarouge (qui se divise en cinq groupes), ainsi que des groupes de travail au nombre de huit.

9) Jasmine.

Il s'agit d'un plan japonais de développement d'une instrumentation future pour une observation spatiale astrométrique dans l'infrarouge. Ce satellite sera probablement lancé entre 2013 et 2017.

Objectifs scientifiques: Le principal objectif de JASMINE est d'étudier la structure fondamentale et l'évolution du disque formé par la voie lactée de notre galaxie. Les observations sont délicates à faire en optique à cause de l'extinction apportée par la présence des poussières. Les observations seront donc faites dans l'infrarouge proche (2.2 μ m) avec une précision de 10 μ as. La construction de l'observatoire sera faite en deux étapes : JASMINE-I, prévu pour un lancement en novembre 2013 à partir du centre d'Alcantara au Brésil sur une fusée Tsiklon-4, et JASMINE-II en 2015 ou 2017. Le projet est conçu pour une observation de plusieurs centaines de millions d'étoiles. La durée des missions est prévue pour cinq ans.



Jasmin I (ou Nano-JASMIN NAO) en situation de vol

Organismes concernés : Ce projet est actuellement développé par l'observatoire astronomique national du Japon, l'institut des sciences astronautique et spatial japonais (ISAS), l'institut de recherche physique et chimique japonais ainsi que les universités de Kyoto et de Tokyo.

Équipements scientifiques :

La mission Jasmine-1 est prévue pour des observations au point L2 du système soleil-terre. La dimension du miroir de la lunette est de 1.8 m avec une longueur focale de 66.6 m. Il est prévu d'utiliser des détecteurs CCD (HgCdTe) de 2048 par 2048 pixels pour recevoir un rayonnement à $18.5\mu\text{m}$. En outre, la lunette comportera un ou deux miroirs plus petit (0.5 m) à côté du miroir principal. Les observations photométriques seront effectuées dans les bandes K, J et H. Les observations concernent essentiellement des mesures de parallaxe et de mouvements d'étoiles.

L'observatoire Jasmine-2 sera mis en orbite ultérieurement (probablement en 2015) avec une fusée H-IIA développée par l'agence NASDA. L'objectif, dans ce cas, est une surveillance de l'ensemble de la galaxie. Le miroir primaire dont l'ouverture sera de 3.6 m par 1.8 m, sera dédié à des observations scientifiques, et il est prévu un équipement de 130 détecteurs.

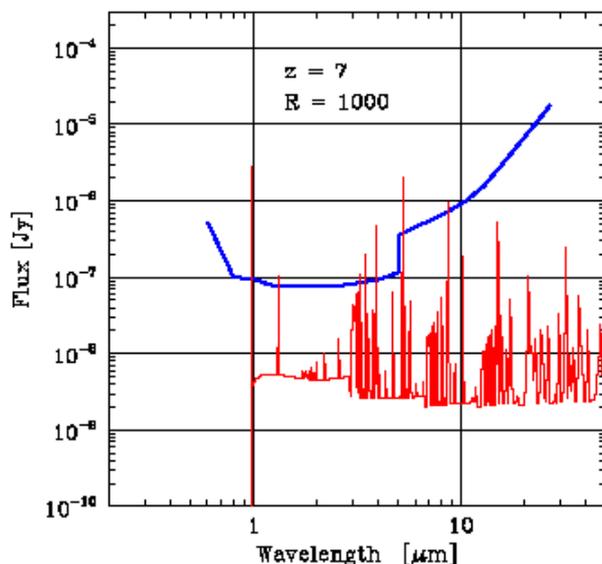
10) JWST.

Le projet JWST (*James Webb Space Telescope*) concerne le successeur du télescope spatial Hubble, et il pourrait devenir opérationnel en 2018. Il est prévu une orbite Lissajous L2 (soit à environ 1.5 millions de km de la terre). Initialement ce projet était désigné par NGST.

Objectifs scientifiques: Ce télescope spatial sera conçu pour étudier les premières galaxies et quelques-unes des premières étoiles formées après le big-bang. Ces objets présentent le point commun d'avoir un déplacement spectral des raies rouges vers l'infrarouge, ce qui signifie que les meilleures observations se feront dans l'infrarouge, avec toutefois quelques observations dans le domaine visible. Les points clés de ce projet concernent :

- la compréhension et la découverte de la formation des premières étoiles et des galaxies
- l'évolution des galaxies
- le processus de formation des étoiles et des planètes.

Avec un temps d'observation suffisant, JWST doit être capable de faire une détection individuelle d'étoiles massives « zero-metallicity ou population III » dont la température prévue est de 100 000 K. A ces températures, l'hélium et l'hydrogène sont ionisés. Du point de vue des observations en général, on n'est pas capable d'effectuer des mesures, mais on peut définir une limite supérieure. La figure ci-dessous montre la sensibilité simulée de JWST par rapport à la distribution énergétique spectrale des objets à observer.



Synthetic spectrum of a $Z=10.3Z_{\odot}$ starburst object at $z=7$ containing 10_{\odot} in massive stars (thin line) compared to the spectroscopic limit of JWST at $R=1000$ (thick line). The JWST sensitivity refers to 4×10^5 s exposures with $S/N=10$.

Source du document:

“ The Quest for Primordial Stellar Populations and the James Webb Space Telescope”
Panagia, N
Chinese Journal of Astronomy and Astrophysics
July 8, 2004;

Agences spatiales : Trois agences spatiales sont concernées par ce projet, la NASA, l'ESA, et le CSA (*Canada Space Agency*).

Équipements scientifiques : JWST comporte trois éléments majeurs :

- ISIM : un module d'instruments scientifiques intégrés
- OTE : les éléments du télescope optique
- SSM : le module de support spatial.

ISIM consiste en un système distribué d'instruments cryogéniques intégrés avec OTE. ISIM est constitué de 3 éléments modulaires d'instruments scientifiques : NIRCam, NIRSpec et MIRI. À cela s'ajoutent les capteurs de positionnement.

Les capteurs infrarouges couvrent la bande de 0.6 à 5 μm en deux sous bandes, l'une de 0.6 à 2.3 μm et l'autre de 2.3 à 5 μm .

- NIRCam est un coronographe

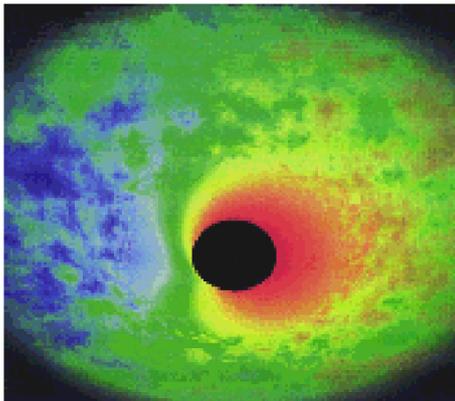
- NIRSpec est un spectromètre
- MIRI est un imageur et un spectromètre couvrant la gamme de 5 à 27 μm .
- Les détecteurs utilisés sont soit en HgCdTe, soit en InSb, les performances des deux systèmes étant actuellement à l'étude.

Le froid est apporté par un cryostat à hydrogène solide qui doit être construit par *Lockeed Advanced Technology*. Il comporte deux parties, l'une destinée à la partie optique et l'autre aux détecteurs.

11) MAXIM.

MAXIM (*Micro-Arcsecond X-ray Imaging Mission*) est une mission à très long terme car il reste un certain nombre de problèmes au niveau de la technologie à résoudre.

Objectifs scientifiques: Les objectifs de cette mission s'inscrivent dans la continuité d'une part de Hubble et d'autre part de l'observatoire à rayons X Chandra. C'est une mission du même type que « Constellation X ». L'objectif attendu concerne l'observation du halo (désigné par : « event horizon ») qui se trouve autour d'un trou noir. Par définition, le trou noir lui-même ne peut pas être observé, mais on peut observer un halo de rayonnements qui parviennent à s'échapper de la très forte gravité. La figure, ci-dessous, montre une simulation des observations attendues.



Simulation of event horizon image.

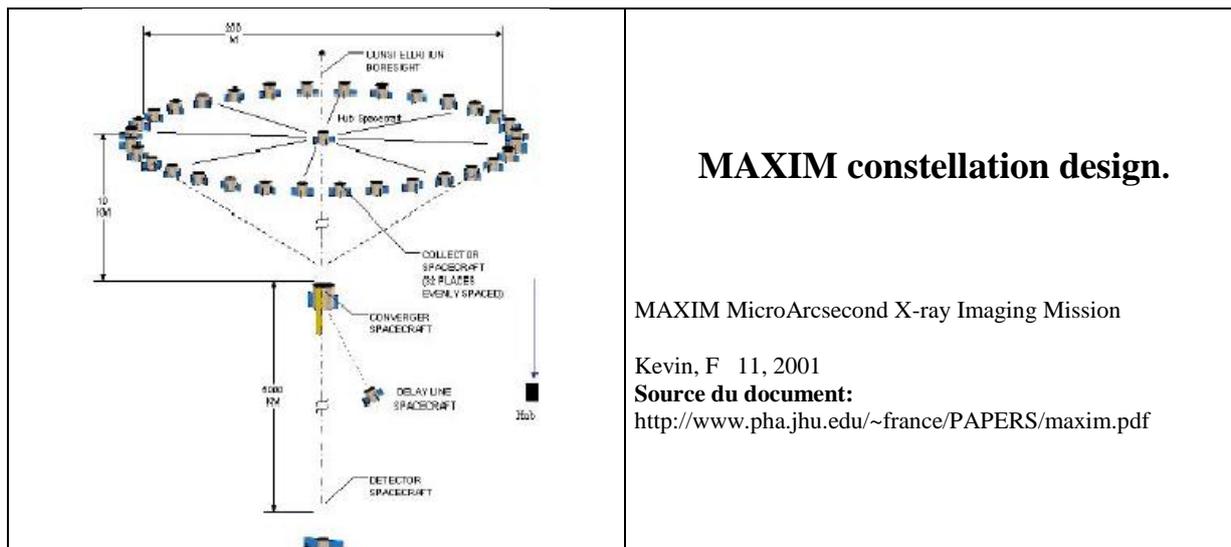
MAXIM MicroArcsecond X-ray Imaging Mission

Kevin, F 11, 2001

Source du document:

<http://www.pha.jhu.edu/~france/PAPERS/maxim.pdf>

L'observatoire est constitué par un ensemble de 32 miroirs collecteurs répartis sur un cercle de 200m de diamètre au centre duquel se trouve un satellite collecteur. Celui-ci renvoie les rayons sur un satellite de convergence situé à 10km, et enfin l'ensemble est renvoyé sur un satellite muni de détecteurs CCD pour faire l'imagerie. Le satellite collecteur central a aussi pour mission de maintenir correctement l'espace entre les étages. La figure, ci-dessous, montre une figure du projet. Par certains côtés, il y a une certaine similitude avec la disposition : «Formation Flying » décrite ci-dessus.



MAXIM constellation design.

MAXIM MicroArcsecond X-ray Imaging Mission

Kevin, F 11, 2001

Source du document:

<http://www.pha.jhu.edu/~france/PAPERS/maxim.pdf>

Agences spatiales : C'est un projet de la NASA à l'horizon 2015-2020

Équipements scientifiques et les étapes de leur construction: Il faut distinguer trois étapes d'approche pour le projet :

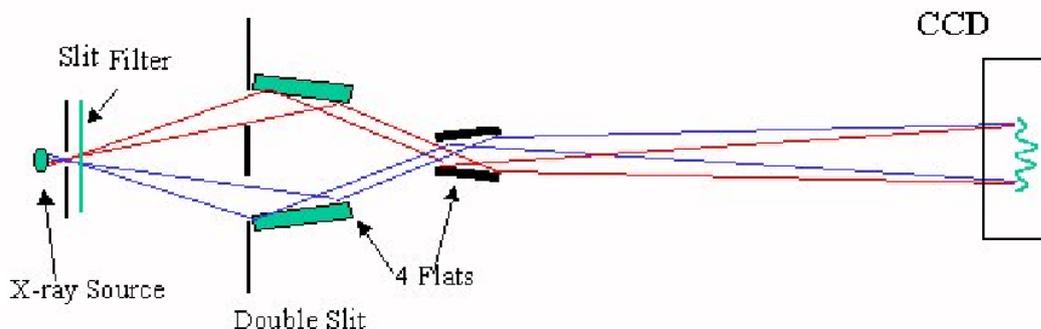
- tout d'abord, le développement d'une phase technologique destiné à apprendre les particularités de l'interférométrie X appliquée à l'astronomie ;

- une mission désignée par : «Pathfinder Mission » qui est un interféromètre de classe métrique et qui présente une résolution angulaire de 100 μseconde d'arc et une surface collectrice modeste. Elle permettra de faire des images de la couronne des étoiles et de tester la possibilité de voir les disques d'accrétion des quasars ;

- la dernière partie concerne la conception complète de la mission MAXIM dont l'objectif est de voir l'environnement des trous noirs, si possible avant 2020.

Afin d'atteindre une résolution de 100 μseconde d'arc à 1keV, il est nécessaire d'avoir un interféromètre embarqué de 1.4m. Si on voulait une comparaison avec un radiotélescope à 6cm de longueur d'onde, il faudrait un interféromètre de 120000km de long.

La figure ci-dessous montre un arrangement de tests en laboratoire et les franges d'interférences observées:



Principe de l'interféromètre à rayon X
Experimental Results from a Grazing Incidence X-ray Interferometer

Source du document :

Marshall, J. et al. Proceeding SPIE 2003

Le tableau ci-dessous résume les performances demandées à la mission « Pathfinder ».

Résolution angulaire	100 μ seconde d'arc
Longueur	1.4 m
Surface collectrice	1 m ²
Angle de vue	10 mas
Bandes passantes	0.5 à 2keV et 6keV
Précision de pointage	30 μ as
Résolution spectrale (E/ δ E)	20
Nombre de satellites	1
Orbite	Très éloignée de la terre (à définir)

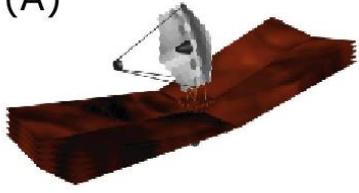
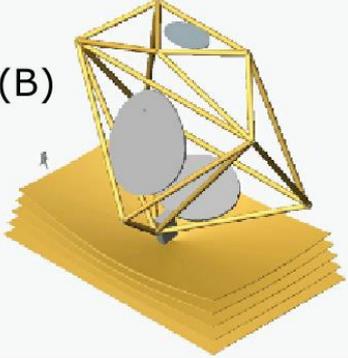
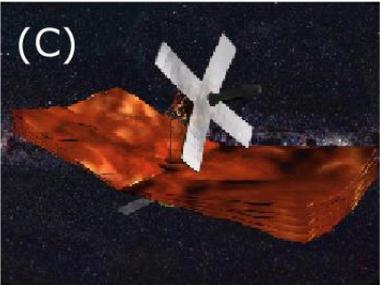
Un des challenges de cette mission concerne la stabilité de l'orbite, c'est l'une des raisons de son éloignement de la terre ; la seconde est due à la recherche d'une zone où l'absorption par les poussières reste faible.

12) SAFIR et SPECS.

SAFIR (Single Aperture Far-IR) et SPECS (the Submillimeter Probe of the Evolution of Cosmic Structure) sont deux projets spatiaux dans les domaines submillimétrique et lointain infrarouge, le premier est la réalisation d'un télescope et le second celle d'un spectromètre.

Objectifs scientifiques: SAFIR est un télescope destiné aux observations dans les longueurs d'ondes comprises entre 15 et 600 μ m, ce qui permettra un léger recouvrement avec la mission JWST et les possibilités des observatoires au sol. Dans le livre blanc de SAFIR, il est mentionné que le spectre continu F-IR et les raies observées sont d'excellents indicateurs pour connaître la vitesse de formation des étoiles et les conditions physiques nécessaires à la formation des nuages moléculaires. SAFIR peut être utilisé pour étudier des sites individuels d'étoiles en formation par une méthode spectroscopique. Il y a également un intérêt dans l'étude des trous noirs.

Les trois figures suivantes montrent les approches possibles pour la réalisation finale de SAFIR, sachant que pour SPECS, des considérations ultérieures seront nécessaires pour définir d'une manière précise l'approche ultime.

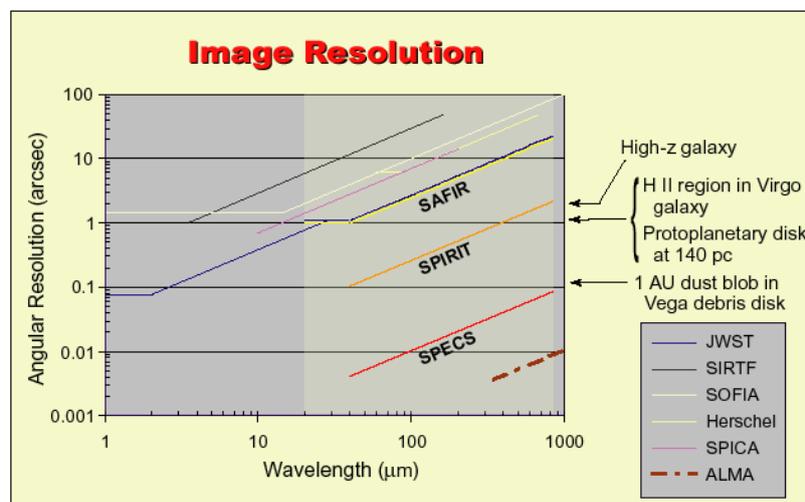
 <p>(A)</p>	 <p>(B)</p>	 <p>(C)</p>
<p>Based on JWST for maximum heritage and fidelity (NASA/GSFC)</p>	<p>Based on stretched membrane mirrors to reduce areal mass</p>	<p>Based on a sparse-aperture telescope to improve angular resolution (NASA/GSFC).</p>
<p style="text-align: center;">Star and Planet Formation as seen Through the Eyes of NASA's</p> <p style="text-align: center;">http://www.phys.unsw.edu.au/iau221</p>		

Signalons également qu'une récente publication: « *Design aspect of a 30m Giant Infrared and Submillimeter Observatory in space (GISMO) : a new flavor for SAFIR* » est paru dans le Proceeding of SPIE d'octobre 2004. Il est actuellement trop tôt pour connaître la réaction à ce projet proposé par le Royal Observatory et l'Institute for Astronomy (UK). Il se pourrait que dans l'avenir, un tel projet soit retenu par les agences européennes.

Dans tous les cas, la résolution attendue nécessite, dans cette gamme de fréquence, le recours à des cryo-générateurs car les détecteurs au moins doivent être refroidis.

Agences spatiales : SAFIR et SPECS sont deux projets à très long terme pour la NASA, ils sont prévus au moins pour 2020.

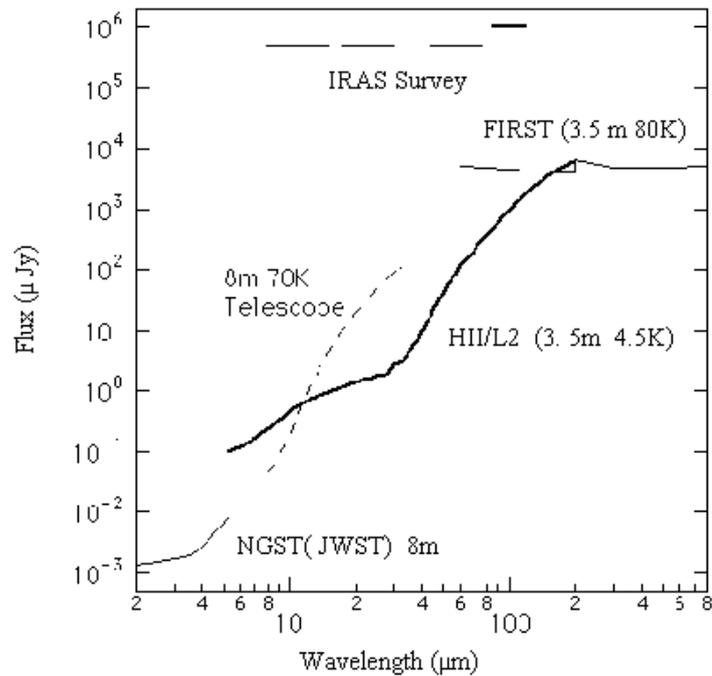
Équipements scientifiques : Ainsi qu'il a été signalé ci-dessus, les spécifications de ces projets ne sont pas encore parfaitement dégagées, mais il est certain qu'ils nécessiteront un développement technologique important avec la nécessité impérieuse d'avoir des composants refroidis (4K ou 10K selon les approches). La figure ci-dessous montre l'intérêt comparatif de ses missions.



13) SPICA (anciennement HII/L2).

SPICA (*Space Infrared Telescope for Cosmology and Astrophysics*) est une mission de la prochaine génération dans l'infrarouge qui devrait être lancée par une fusée japonaise HIIA au point L2 du système terre-soleil. Elle doit faire suite à la mission IRTS lancée en 1995 et elle s'inscrit dans le projet de surveillance en imagerie infrarouge japonaise (ASTRO-F/IRIS).

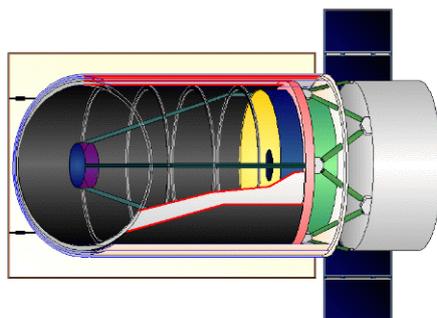
Objectifs scientifiques: La figure ci-dessous compare les sensibilités entre les résultats attendus de Herschel (anciennement FIRST), et de JWST (anciennement NGST).



Il est annoncé que cette mission a pour objectif une très haute sensibilité dans l'infrarouge moyen et en lointain infrarouge. Cette mission est considérée comme le complément des observatoires infrarouges et submillimétriques ci-dessus.

Agences spatiales : L'agence spatiale japonaise JAXA pilote ce projet en collaboration avec la NASA et l'ESA. La mission devrait être lancée en 2017/2018.

Équipements scientifiques : La figure ci-dessous représente la conception du satellite :



Le point intéressant dans ce projet est que, pour augmenter la sensibilité, l'ensemble de réceptions du télescope sera refroidi, c'est-à-dire non seulement le détecteur mais aussi le miroir. La température étant celle de l'hélium liquide, une conception classique avec un cryostat comportant une réserve en hélium n'est pas envisageable ici. Afin d'obtenir des temps d'intégration longs et réduire l'échauffement de l'équipement par absorption infrarouge du soleil ou de la terre, le refroidissement de l'optique de réception est impératif. Pour concevoir à la fois une mission de poids raisonnable et de longue durée, un étage cryogénique est prévu, assisté d'un refroidissement par rayonnement. En effet, en se plaçant au point L2, il est possible de refroidir le télescope jusqu'à 20K, par simple rayonnement, ce qui est suffisant pour une observation dans l'infrarouge moyen. Le froid complémentaire sera apporté par un Cryo générateur Joule-Thomson qui permettra de refroidir jusqu'à 4.8K une charge de 15 mW. La liaison descendante vers la station d'écoute japonaise Usuda est prévue à la vitesse de 3 Gbs par jour.

14) Submillimétron.

Il s'agit d'un télescope cryogénique submillimétrique dont le déploiement, la maintenance et éventuellement les réparations seront effectuées en utilisant la partie russe de la station spatiale internationale.

Objectifs scientifiques: Il s'agit d'obtenir une cartographie complète du ciel en ondes submillimétriques (1 THz) avec une résolution angulaire, à cette fréquence, d'une seconde d'arc. Plus précisément, les objectifs de cette mission seront les suivants :

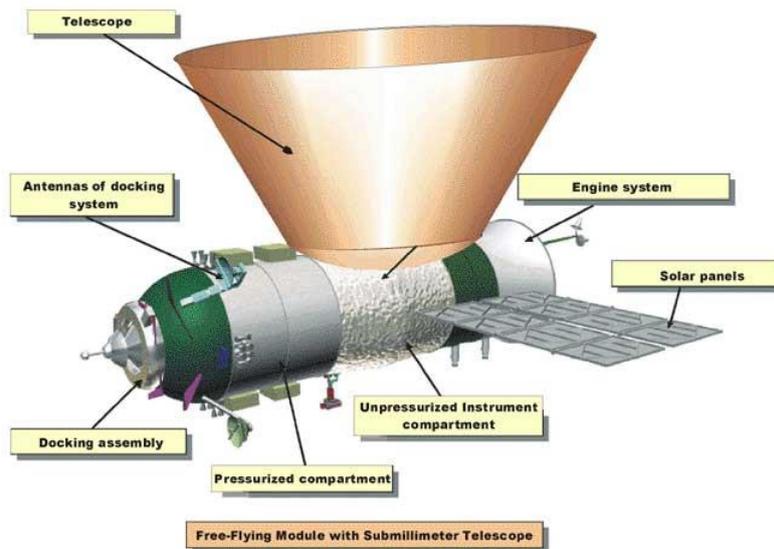
- étudier en submillimétrique et en infrarouge lointain les composants froids de la matière de l'Univers ;
- étudier l'anisotropie du rayonnement cosmique micro-ondes ;
- étudier le spectre des sources astronomiques et leurs variations.

Agences spatiales : Le projet Submillimétron a été initié par le «Astro Space Center » de l'Institut P. N. Lebedev et supporté par l'Académie des Sciences Russe.

Équipements scientifiques : Le télescope est un montage Cassegrain entièrement cryogénique, refroidi à la fois par le rayonnement, par une machine cryogénique et par une

réserve d'hélium liquide. L'instrument focal comporte des photomètres submillimétriques incluant des matrices de bolomètres et des miroirs dichroïques.

Les microbolomètres, spécialement conçus pour cette mission par l'Université Suédoise Chalmers, sont constitué par des jonctions N I S (contact entre métal normal, un isolant et un supraconducteur) ou NS (contact métal normal et supraconducteur). Le NEP de ces bolomètres peut atteindre $10^{-18} \text{ W/Hz}^{1/2}$. Le signal du bolomètre est détecté par un montage à SQUID.



15) TPF.

TPF signifie « Terrestrial Planet Finder ». Il ne s'agit pas à proprement parler d'un projet spatial, mais plutôt d'un ensemble de réflexions destiné à définir l'architecture de futures missions capables de repérer et d'observer des planètes en dehors de notre système solaire, et pouvant éventuellement abriter une forme de vie. En mars 2000, le JPL a sélectionné un ensemble de groupes comprenant des universités et des industries pour examiner et définir les structures nécessaires pour atteindre cet objectif : au total 115 scientifiques, 50 institutions et plus de 20 industriels y ont participé. La détection de planètes appartenant à un système solaire différent du nôtre n'est pas facile car les objets à observer sont presque invisibles et leur observation est très fortement perturbée par la présence proche de l'étoile de ce système. Il faut savoir en effet que, dans l'infrarouge, les étoiles apparaissent environ un million de fois plus brillantes que les planètes, et dans le domaine visible, elles sont environ un milliard de fois plus brillantes.

Aux longueurs d'ondes visibles, deux grands télescopes ont été retenus (le premier avec une ouverture elliptique de 4×10 m et le second avec une ouverture de 8×8 m). Ces télescopes devront être équipés d'une optique particulièrement soignée, capable de masquer la lumière de l'étoile, de manière à faire apparaître celle des planètes éventuelles. Des méthodes de coronagraphie, de miroirs déformables et de masques pupillaires seront nécessaires et doivent être développées. Les méthodes de miroirs déformables feront probablement appel aux techniques MEMs, comme c'est le cas pour l'optique adaptative.

En ce qui concerne l'infrarouge moyen, des méthodes interférométriques à annulation (comme celles déjà évoquées à propos de la mission européenne IRSI/Darwin) apparaissent comme les meilleures candidates. Le système télescopique comprendra de 3 à 5 télescopes, situés chacun sur des satellites différents, ou sur un seul satellite à l'extrémité de bras de longueur 40 mètres. Dans le cas de plusieurs satellites, l'architecture de vol appartiendrait à la classe déjà évoquée des «*Formation Flying*». Il est probable que pour les observations infrarouges, les capteurs doivent être refroidis car elles nécessiteront une très grande sensibilité en infrarouge.

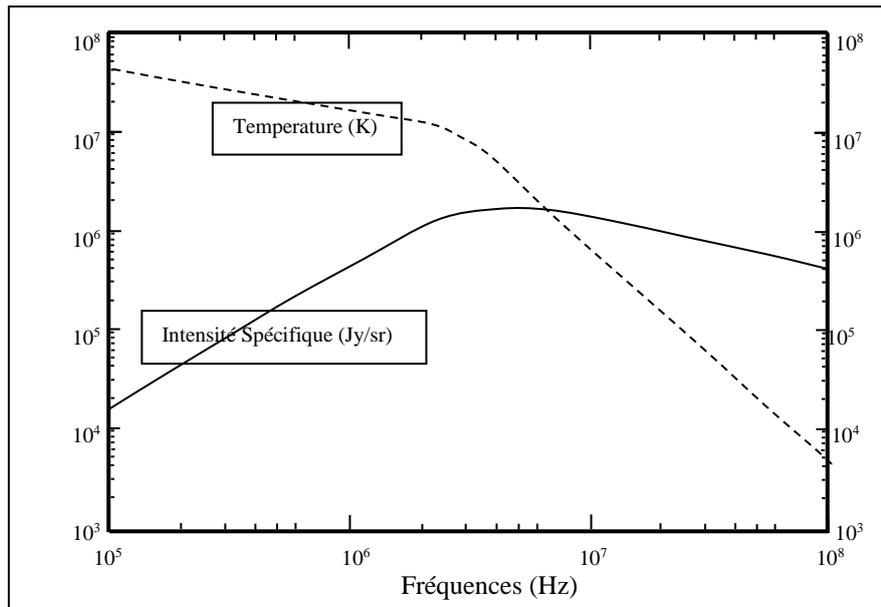
Trois objectifs scientifiques ont déjà été retenus, le premier concerne la détection proprement dite des planètes, l'étude de leurs caractéristiques orbitales et physiques, ainsi que l'étude de leur atmosphère. La compréhension des propriétés des planètes extraterrestres ne se limite pas aux objets du type : «*comme la terre*», mais aussi à l'étude des planètes géantes, des débris, des masses orbitales et des planètes gazeuses, c'est le deuxième objectif fixé. Enfin un observatoire orbital capable de détecter des planètes tournant autour d'une étoile doit pouvoir collecter un certain nombre d'informations nouvelles concernant l'astrophysique, c'est le troisième objectif de ce programme.

La détection d'une forme possible de vie nécessite la recherche de bio-marqueurs qui peuvent être obtenus par photométrie et par spectroscopie, soit dans le visible, soit dans l'infrarouge moyen, en examinant la composition des atmosphères. La présence d'oxygène ou d'ozone est un indicateur robuste d'une possible photosynthèse sur la planète. De même, la présence d'eau, d'oxyde de carbone, de dioxyde de carbone ou de méthane sont des indications utiles pour suggérer la présence de forme de vie. Ces informations pourront être obtenues à partir des observations prévues.

16) VLBI (à basse fréquences).

Comme dans le cas précédent, ce projet ne correspond pas à une mission parfaitement identifiée, mais il s'agit de montrer la possibilité de réaliser un observatoire spatial destiné à l'observation du ciel dans des gammes de fréquences très basses, actuellement inexplorées pour la plupart. Dans aucune des études que nous avons explorées il n'est question de mettre un équipement cryogénique embarqué.

La figure ci-contre montre le bruit de fond du ciel en fonction de la fréquence. L'intensité spécifique (par unité d'angle solide) est reportée, avec la température correspondante en Kelvin



Les deux intérêts majeurs de ce projet, par rapport aux radios observatoires déjà existants dans cette bande (au sol), sont d'avoir une très bonne propagation des ondes et d'éviter les interférences avec les émetteurs. En effet les observations au sol sont fortement gênées par la présence de l'ionosphère. Par ailleurs, en étant suffisant loin de la terre on élimine la réception des émetteurs terrestres. Les observations faites sur le satellite WIND, situé à $\sim 2 \times 10^5$ km de la terre montre encore un niveau supérieur de 5dB pour les RFI (*Radio Frequencies Interferences*) par rapport au bruit du ciel, et dans la bande 1 à 15 MHz. La condition d'éloignement est donc primordiale pour le succès d'une telle entreprise.

Les objectifs scientifiques que l'on peut dégager sont les suivants :

- la compréhension des processus physiques responsables d'une émission et d'une absorption de rayonnement qui sont observés à basse fréquence.
- La possibilité d'observer les émissions radio produites par les électrons de basse énergie, ce qui forme une excellente source d'information sur les évolutions des galaxies.
- l'étude de l'échange de matière entre le milieu intergalactique et les étoiles.
- Il y a également un intérêt en ce qui concerne l'imagerie du soleil, la cartographie du champ magnétique interplanétaire à grande échelle et la compréhension des mécanismes d'émission et d'accélération des particules.

Dans le cas de l'étude PaRIS, par exemple (Oberoi et al), l'une des limitations importantes concerne la dimension des moyens de transmission entre les divers microsattellites (en Formation Flying). En effet, pouvoir traiter une grande quantité d'informations au moyen d'un observatoire satellitaire, pose le problème crucial de la transmission des données, soit vers le sol, soit entre les satellites quand il s'agit de vol en formation. La limitation provient du fait que les microsattellites ne peuvent pas accepter à leur bord des antennes classiques capables de transmettre un grand flot de données (problème de dimensionnement). Ainsi en marge de l'intérêt scientifique évident pour de telles missions (acquérir des données impossibles à obtenir au sol, réalisation d'un télescope de très grande dimension...), le problème probablement le plus préoccupant est celui du dimensionnement des antennes de transmission.

Il en résulte, que pour être viable, de tels projets doivent obligatoirement accepter de réduire les volumes d'informations à traiter. Considérons quelques chiffres donnés dans l'étude PaRIS,.

- Le radio télescope est formé par un ensemble de microsattellites (le nombre minimum est de 16) qui constituent la "baseline" de l'interféromètre de 100 km de long.
- Trois d'entre eux sont des satellites "mère", c'est-à-dire qu'ils sont capables d'effectuer des calculs à bord et de transmettre au sol les résultats. En fait, un seul effectue cette tâche, les deux autres correspondent à de la redondance en cas de problème.
- Les calculs à bord sont effectués par des DSP, ce qui limite le volume des calculs à transmettre vers le sol.
- La gamme des fréquences d'observation s'étend du continu à 40 MHz ; dans cette gamme de fréquences, le bruit dominant est le « background » du ciel comme le montre la figure ci-dessus, il n'est donc pas nécessaire d'avoir des récepteurs à très faible bruit comme dans le cas des micro-ondes ou du submillimétrique. C'est la raison pour laquelle la cryogénie n'est pas utilisée pour de telles missions.
- La gamme des fréquences couvertes pour l'observation tombe aussi dans la bande du traitement d'informations effectué à bord. Il en résulte une possible source de pollution EM qui oblige à déporter les instruments de réception par rapport au vaisseau. Ce point est également pénalisant car il oblige à avoir des bras attachés au satellite, ce qui augmente le poids de la charge utile (20 kg environ).
- La bande d'observation est donnée entre 0.1MHz et 30MHz.
- Le signal à traiter provient des dipôles embarqués sur les satellites d'observation (pour avoir les polarisations). Le volume couvert est en fait tout l'espace, contrairement aux observations à plus hautes fréquences qui peuvent bénéficier de la directivité des antennes.

Le traitement des données est effectué au moyen de circuits à semi-conducteurs pour faire de la corrélation entre les mesures et des FFT sur 12 bits.

17) VSOP_2.

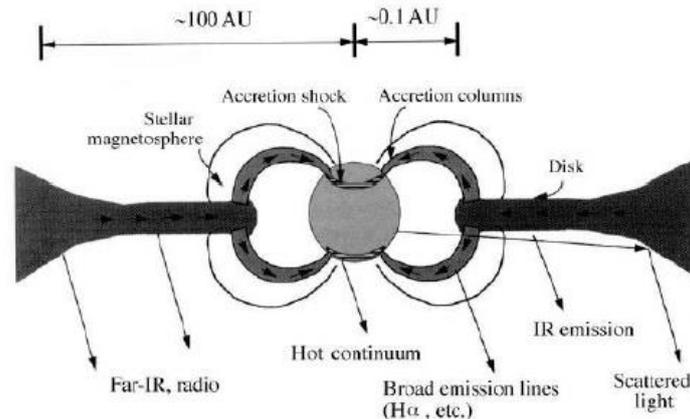
La mission japonaise VSOP_2 fera suite à la mission VSOP. Elle est actuellement étudiée par un Working Group pour définir un interféromètre spatial, à très longue base, de la prochaine génération. La conception du satellite est fortement contrainte par les dimensions de la fusée porteuse, et le poids total du satellite devrait être de 910 kg et nécessiter une consommation électrique de 1800 W.

Objectifs scientifiques: les objectifs de la mission concernent les points suivants :

- une étude des mécanismes d'émission en conjonction avec les satellites de prochaines générations comportant des télescopes à rayons X et rayons gamma ;
- une étude de l'orientation de la polarisation du champ magnétique et l'évolution des jets ;
- des mesures de rotation Faraday ;

- une étude à haute résolution de la collimation et de la formation des jets dans l'environnement des trous noirs super massifs ;
- une étude haute résolution spectrale des lignes maser et mégamaser.

La mission précédente VSOP a déjà apporté une contribution importante à l'étude des jets et des plasmas toriques mais VSOP_2 doit apporter des informations plus fondamentales par des observations intérieures à plus haute fréquence et par une résolution angulaire améliorée. La figure ci-dessous montre une présentation schématique et les échelles dans une étoile jeune ce qui explique l'origine des émissions observées:



On the Near-term Space VLBI Mission VSOP-2

Source du document :

Proceedings of the 7th European VLBI Network Symposium
Bachiller, R. et al. October 12th-15th 2004, Toledo, Spain

Agences spatiales : Comme pour la première mission VSOP, c'est l'agence spatiale japonaise qui est concernée (ISAS/JAXA), et la fusée utilisée pour le lancement sera une M-V. Le lancement de VSOP-2 est programmé pour 2013.

Équipements scientifiques : Le tableau ci-dessous montre une comparaison entre les caractéristiques des missions VSOP et VLBA:

	<i>VSOP-2</i>	<i>VSOP</i>	<i>VLBA</i>
Antenna diameter	9m	8m	25m
Apogee height	25000km	21500km	0km
Orbital period	7.5hr	6.3hr	24hr
Polarization	LCP/RCP	LCP	LCP/RCP
Data downlink	1Gbps	128Mbps	512Mbps
Observing frequencies (GHz)	8, 22, 43	1.6, 5	...1.6, 2, 5, 8, 15, 22, 43, 86
Highest resolution	38 μ as	360 μ as	96 μ as
Sensitivity (5/8 GHz)	22mJy	158mJy	7.9mJy
Sensitivity (22 GHz)	39mJy	...	23mJy
Phase-referencing 22 GHz (for a 1.5 hr integration)	9.1mJy	...	5.3mJy
Launch	2010(<i>proposed</i>)	Feb1997	...

On peut noter 3 évolutions marquantes :

- Augmentation d'un ordre de grandeur pour les fréquences observées, car on passe de 5 GHz à 43 GHz. Cette augmentation permettra d'améliorer les images des émissions plasmas.
- Amélioration d'un ordre de grandeur dans la résolution angulaire maximum, obtenu en augmentant la fréquence d'observation et la hauteur de l'apogée.
- La sensibilité de l'interféromètre gagne également un ordre de grandeur pour les observations du continuum. Ce gain est obtenu principalement en augmentant d'un facteur 8 le débit des mesures (1Gbps) et en refroidissant le récepteur.

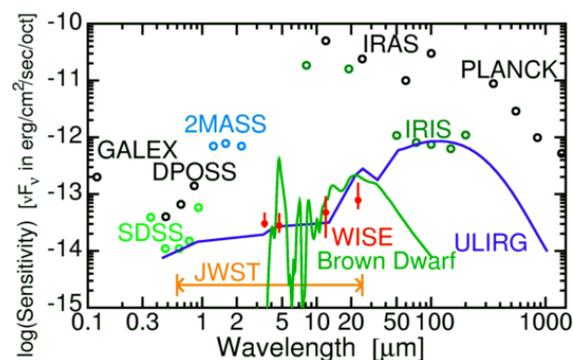
Le télescope est un montage Cassegrain avec un Front end cryogénique (30 K). L'antenne est constituée d'un ensemble de 7 segments hexagonaux pour une dimension totale de 10 m. La précision relative du miroir est de 0.3 mm rms. Les observations seront effectuées en polarisation circulaire droite et gauche (RCP et LCP).

La stabilité du satellite sera assurée au moyen de deux gyroscopes commutables rapidement de manière à pouvoir changer la zone d'observations.

18) WISE.

WISE a été retenu en phase B par la NASA en août 2004 et le projet préliminaire était examiné en avril 2005. Le lancement a été effectué en décembre 2009.

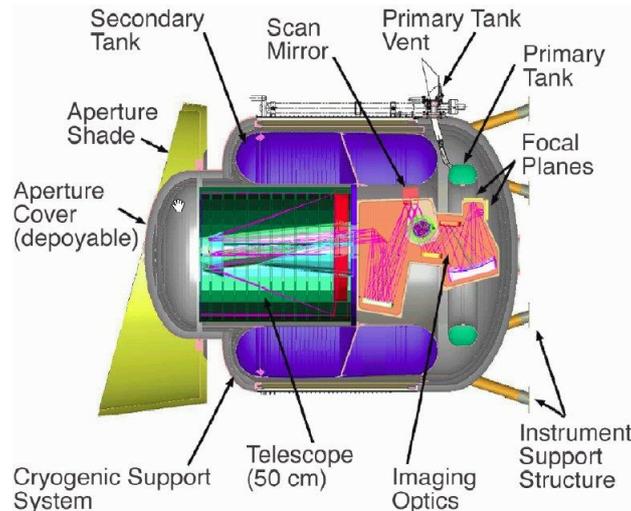
Objectifs scientifiques principaux : Il s'agit d'un télescope infrarouge qui fonctionnera entre 3.5 et 23 μm . Il sera 1000 fois plus sensible que le télescope de surveillance IRAS. La figure ci-dessous montre le domaine spectral couvert par le futur télescope.



L'un des objectifs principaux est de compléter les observations et les découvertes effectuées par IRAS. Ce satellite a en effet découvert une classe de galaxies qui sont 100 fois plus lumineuses dans l'infrarouge que dans visible, et qui rivalisent ainsi avec la luminosité totale des quasars. La sensibilité attendue de WISE doit permettre d'observer des galaxies hyper lumineuses jusqu'à 3 μm de longueur d'onde. Un autre objectif concerne la recherche d'étoiles proches du soleil; en effet, les étoiles dont la masse est inférieure à 0.08 fois celle du soleil ne sont pas suffisamment chaudes pour être observées dans le visible (étoiles froides, naines brunes). Parmi les autres objectifs, on peut également citer la détection de la ceinture d'astéroïdes supérieure à 3 km. Enfin cette mission permettra d'aider les observations effectuées ultérieurement par le télescope JWST.

Agences spatiales : Ce télescope de taille moyenne (532 kg) est développé par la NASA, en collaboration avec le JPL, Ball Aerospace (pour le satellite), Lockheed Martin (pour la cryogénie) et des universités comme l’UCLA (PI) et Utah State University pour l'instrumentation scientifique.

Équipements scientifiques : Une particularité vraiment très intéressante de ce satellite est sa capacité d'observer la totalité du ciel dans l'infrarouge. Ceci est obtenu au moyen d'un miroir oscillant placé dans le télescope comme le montre la figure ci-dessous (Scan mirror):



Le détecteur est un ensemble de matrices CCD en HgCdTe et en Si comportant 1024 x 1024 pixels. 4 longueurs d'onde ont été sélectionnées : 3.5, 4.6, 12 et 23 μm . La mission sera de courte durée à cause de la réserve cryogénique. La température des détecteurs doit être maintenue à 15 K.

La télémétrie sera effectuée en bande Ku et la vitesse de transfert des données est de 43 Gb par jour (en données compressées). La mémoire de masse à bord est de 85.9 GB.

19) XEUS.

XEUS est l'acronyme de «X-ray Evolution of Early Universe ». Le projet a été sélectionné par l’ESA, en octobre 2007, comme candidat à la mission Cosmic Vision. Il devrait entrée en fonction vers 2020.

Objectifs scientifiques: Les objectifs de cette mission couvrent un très vaste domaine, allant de l’astrophysique, la recherche fondamentale sur la physique du soleil et des planètes jusqu'à exobiologie. D'une manière générale, les objectifs concernent l'étude et l'évolution de l'univers chaud. On peut distinguer :

- la recherche de l'origine et subséquemment l'étude de la croissance des premiers trous noirs à l'origine de l'univers ;
- l'évaluation de la formation des premiers petits groupes de galaxies et leur évolution ;

- la caractérisation réelle du milieu intergalactique.

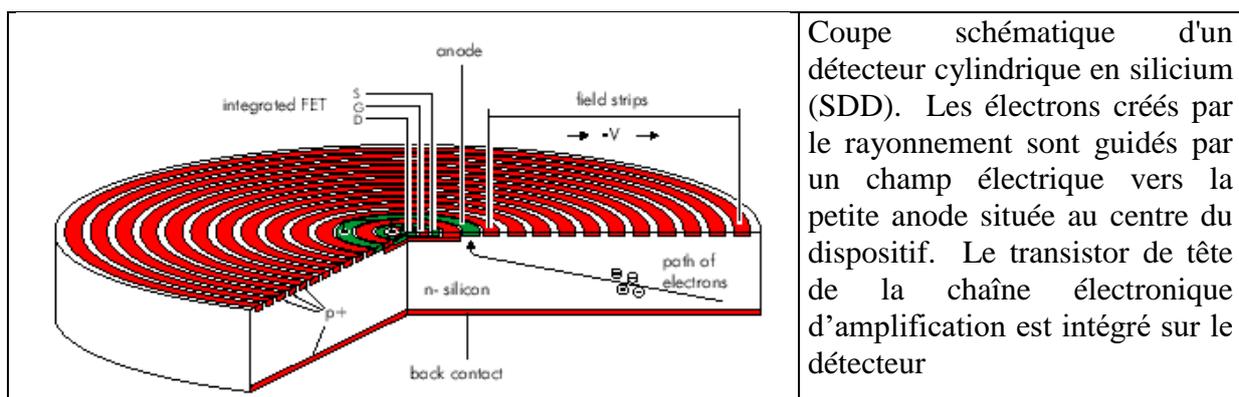
Pour atteindre ces objectifs, les caractéristiques de l'observatoire seront :

- 1) Un système spectroscopique particulièrement performant avec une surface sensible supérieure à 20 m² pour des photons d'énergie inférieure à 2 keV et une résolution spectrale meilleure que 2 eV, ceci permettant une détection des raies significatives.
- 2) La résolution angulaire comprise entre 2 et 5 sec d'arc permet de réduire la confusion des sources aussi bien que le bruit galactique des rayons X.

Agences spatiales : C'est une mission de l'ESA qui est planifiée autour des années 2018.

Équipements scientifiques : Pour atteindre les objectifs annoncés, un ensemble de 2 vaisseaux spatiaux est prévu, le premier transportant le miroir et le second le détecteur. Le déplacement de ces deux vaisseaux sera contrôlé par un verrouillage à laser. En utilisant la station spatiale internationale, le miroir sera déployé, passant d'un diamètre de 4.5 m à 10 m. Sa distance focale étant de 50 m, cet ensemble permettra d'obtenir une sensibilité de 10⁻¹⁸ erg/cm²/s. L'ensemble des miroirs doit fonctionner à une température comprise entre -30 et -40 °C sachant qu'il est impossible d'assurer une régulation de température. Le vaisseau portant le détecteur vole en « Formation Flying » avec celui portant le miroir, ce dernier étant remplacé tous les cinq ans lors de la maintenance des parties consommables de la mission, l'entretien du télescope étant effectué à bord de la station internationale.

La charge utile de XEUS se compose d'un spectromètre à formation d'images et à grande ouverture, utilisant un détecteur en silicium cylindrique comme le montre la figure ci-dessous. La caméra principale de XEUS, à grande résolution, est un détecteur cryogénique qui consiste en une matrice de capteurs à transition de bord (TES) avec un circuit de lecture utilisant des SQUIDS. L'intérêt d'utiliser ce type de capteurs est que leur température de bruit est très proche de leur température de fonctionnement.



Références

ARISE

<http://arise.jpl.nasa.gov>

ARISE - Chmielewski, A ; Ulvestad, American Astronomical Society Meeting (1999)

Space VLBI as a Tool for Studying the Early Universe: First Results and Prospects-
L.I. Gurvits, R.A. Preston and H. Hirabayashi

Astrophysics and Space Science; Volume 269-270, Number 0; p557 - 562 ; (1999)

The VLBA GigaBit-per-second data recording - Romney, J. D.; New Astronomy Reviews,
Volume 43, Issue 8-10, p. 523-526. ; (1999)

32 Meter Radio Telescopes in the Arabian Region - Shaltout, M.; Proceedings of the 6th
European VLBI Network Symposium, June 25th-28th 2002, Bonn, Germany

ARISE Antenna - Chmielewski, A. Aerospace Conference Proceedings, 2000 IEEE,
(2000)

Goal of the ARISE space vlbi mission - Ulvestad, Journal New Astronomy Reviews, p 521;
- (1999)

Constellation X

<http://constellation.gsfc.nasa.gov/science/>

Constellation-X spectroscopy X-ray telescope (SXT) - Petre, R. et al. Proceedings of the
SPIE, Volume 4851, pp. 433-440 (2003)

Constellation-X Spectroscopy X-ray Telescope Assembly and Alignment - Podgorski, W.
Proceedings of the SPIE, Volume 4851, pp. 491-502 (2003)

Technology development for the Constellation-X hard-x-ray telescope - Harrison, F. Proc.
SPIE Vol. 3765, p. 104-111, (1999)

Overview of Segmented Glass Optics Development for the Constellation-X Hard X-ray
Telescope - Hailey, C. et al. X-Ray and Gamma-Ray Telescopes and Instruments for
Astronomy Proc. SPIE, Volume 4851, (2003)

Constellation-X mission: science objectives and implementation plan - White, N. et al.
Proceedings of the SPIE, Volume 4851, pp. 293-303 (2003).

Formation flying

http://hohmann.mit.edu/OA/OA_Formation_Flying.htm

<http://is.arc.nasa.gov/IDU/tasks/ImgFsn.html>

<http://is.arc.nasa.gov/objectives.html>

Decentralized Estimation Algorithms for Formation Flying - Ferguson, P. et al. Proc. AIAA Guidance, Navigation and Control Conference, Austin, (2003) -

High-Fidelity Simulation for Spacecraft Autonomy Development- Enright, J. et al. Canadian Aeronautics and Space Journal Vol. 48, No. 1, March (2002)

New Formation Flying Testbed for Analyzing Distributed Estimation and Control Architectures. - Ferguson, P et al. Proc. of the AIAA Guidance, Navigation, and Control, 2002

Collision avoidance in satellite Cluster- Campbell, M. Proc American Control Conference, (2002).

Resolution and synthetic aperture characterization of sparse radar arrays - Goodman, N. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems Volume: 39 p: 921- 935 , (2003)

Performance Analysis of a Space-Based GMTI Radar System Using Separated Spacecraft Interferometry - Hacker, T. et al Report : Massachusetts Institute of Technology, Dept. of Aeronautics (2000)

TechSat 21: formation design, control, and simulation - Burns, R. et al IEEE Proc. Aerospace Conference, p 19-25 vol.7 (2000)

The Techsat-21 Autonomous Sciencecraft Constellation- Chien, S. et al.Proc i-SAIRAS, (2001)

GAIA

<http://gaia.am.ub.es/PWG/index.html>

GAIA: Global astrometric interferometer for Astrophysics- Lindegren, L.Astron. Astrophys. Suppl. Ser. 116, 579-595 (1996)

A review of recent work in sub-nanometre displacement measurement using optical and X-ray interferometry - Peggs, G. et al.

Philosophical Transactions: Mathematical, Physical and Engineering Sciences, Volume 360 p 953 – 968 (2002)

Opto/Mechanical Analysis for the Space Interferometry Project GAIA - Cecconi, M. Proc ESA Symp Hipparcos-Venice'97, p13-16 (1997)

Active distance stabilization of large bodies with picometer repeatability - Canuto, E. et al. Proc IEEE International Conference on Control Applications, p 1704-1709 vol. 2 (1999).

GAIA in 2004 <http://www.rssd.esa.int/index.php?project=Gaia>

GAIA: An Astrometric and Photometric Survey of our Galaxy Perryman, M. *Astrophysics and Space Sciences* Vol 280 n:1-2 March (2002)

GLAST

<http://glast.gsfc.nasa.gov/science/>

<http://lhea.gsfc.nasa.gov/>

A CsI(Tl) hodoscopic calorimeter for the GLAST mission - Johnson, W.N. *Proc. IEEE Nuclear Science Symposium*, p 27-31 vol.1 (1997).

An amplifier-discriminator chip for the GLAST silicon-strip tracker -Johnson, R.P et al. *IEEE: Trans. on Nuclear Science*, Vol: 45,p 927-930 (1997).

Results from the beam test of the engineering model of the GLAST large area telescope-Couto e Silva, E. et al. *Proc. Nuclear Instruments and Methods in Physics* (2001)

GLAST: a detector for high-energy gamma rays - Michelson, P. *Proceedings of SPIE -- Volume 2806* p. 31-40 October (1996)

Instrumentation for the Gamma-ray large Area Space Telescope (GLAST) mission - Michelson, P. *Proc.SPIE* vol 4851 p 1144 (2003).

Herschel

[http:// astro.estec.esa.nl/herschel](http://astro.estec.esa.nl/herschel)

Submillimeter galaxies - Blain, A. et al *Physics Reports*, Vol 369, p. 111-176: (2002)

New aspects for new generation telescopes - Grebel, E. *Astrophysics and Space Science*, vol 284, p. 947-956 (2003).

A long-wavelength view on galaxy evolution from deep surveys by the Infrared Space Observatory Franceschini, A.; et al. *Astronomy and Astrophysics*, vol.378, p.1-29 (2001)

Observations from Orbiting Platforms - Dotto, E. et al *Asteroids III*, University of Arizona Press, Tucson, p.219-234 (2002).

The future of extragalactic observations - Coles, P. *Classical and Quantum Gravity*, Volume 19, p. 3539-3549 (2002).

Deep Optical and Near Infrared Observations in ELAIS - González-Solares, E.A. et al

The Promise of the Herschel Space Observatory. Eds. G.L. Pilbratt, J. Cernicharo, A.M. Heras, T. Prusti, & R. Harris. *ESA-SP 460*, p. 421 (2001)

IRSI/DARWIN

<http://sci.esa.int/science-e/www/area/index.cfm?fareaid=28>

The imaging mode of the infrared space interferometer IRSI-Darwin - D'Arcio, L. et al. Proceedings of SPIE -- Vol 4852 p. 184-195 (2003)

Strategies for Remote Detection of Life - DARWIN-IRSI and TPF missions – Léger, A. Advances in Space Research, Vol 25, p. 2209-2223. (2000)

IRSI/Darwin: peering through the interplanetary dust cloud- Landgraf, M. et al. ESA Bulletin No. 105, p. 60 - 63 (2001)

The Darwin-GENIE Experiment: An ESA-ESO Partnership - Gondoin, Ph. et al Proc. Hubble's Science Legacy: Future Optical/Ultraviolet Astronomy from Space, ASP Conference Vol. 291,., p.288 (2003)

A brief history of infrared astronomy - Walker, H. Astronomy & Geophysics, Vol. 41, p.10-15 (2000)

New nearby stars among bright APM high proper motion stars - Scholz, R. D. et al. Monthly Notices of the Royal Astronomical Society, Vol 329, p. 109-114. (2002)

Detecting exo-Earths with hypertelescopes in space: the Exo-Earth Discoverer concept - Labeyrie, A. EAS Publications Series, Vol 8, p.327-342 (2003),

ISRSI

L'ensemble du projet se trouve sur le site web suivant:
<http://www.pg.infn.it/ricerca/esperimenti/spacerad/upload/index.php?AutoIndex=8f47d7c8c3fceab044d1f580a6269145&lang=fr>

Voir aussi pour LOBSTER : <http://www.src.le.ac.uk/projects/lobster/>

Jasmine

Overview of Japanese space IR missions, - Matsumoto, T. Proceedings of SPIE: IR Space Telescopes and Instruments Conference Vol. 4850 (2002)

Introduction of Japanese astrometry satellite mission for infrared exploration (JASMINE) - Gouda, N. et al. Proceedings of SPIE -IR Space Telescopes and Instruments: Vol 4850, pp. 1161-1168 (2003)

IR space astrometry - JASMINE project - Gouda, N. et al. Mass-losing pulsating stars and their circumstellar matter Workshop, May 13-16, (2002), Edited by: Kluwer Academic Publishers, p. 397 – 404 (2003)

Introduction of Japanese astrometry satellite mission for infrared exploration (JASMINE) - Gouda, N. Proceedings of SPIE -- Volume 4850

IR Space Telescopes and Instruments, John C. Mather, Editor, March 2003, pp. 1161-1168

Japanese Astrometry Satellite Mission for Infrared Exploration - Gouda, N. Astrophysics and Space Science, Vol 280, p: 89 – 94 (2002)

Separability of rotational effects on a gravitational lens - Asada Phys. Rev. D 67, (Particles, Fields, Gravitation, and Cosmology -15 (2003)

JWST

<http://www.jwst.nasa.gov/sciences/SciencesGoal.htm>

Microshutter arrays for near-infrared applications on the James Webb Space Telescope - Li, M. J. et al. Proc. SPIE: MEMS Components and Applications for Industry, Automobiles, Aerospace, and Communication II Vol. 4981, p. 113-121, (2003)

Independent testing of JWST detector prototypes - Figer, D. et al. Proc. of SPIE – Focal Plane Arrays for Space Telescopes- Vol. 5167, p. 270-301 (2004)

Megapixel detector arrays: visible to 28 μm - Hoffman, A. et al. Proc. of SPIE - Focal Plane Arrays for Space Telescopes- Vol. 5167, p. 194-203 (2004)

Options for post-JWST space telescopes - Thronson, H. Proceedings of SPIE -UV/Optical/IR Space Telescopes: Innovative Technologies and Concepts – Vol. 5166, p. 13-18 (2004)

An overview of the James Webb Space Telescope (JWST) project - Sabelhaus, P. Proceedings of SPIE - Optical, Infrared, and Millimeter Space Telescopes – Vol. 5487 p. 550-563, (2004)

A Look Forward to Star and Planet Formation with the NGST , McCaughrean, M. ESO Astrophysics Symposia: The origine of Stars and Planets Vol 9 483-492 (2003)

Large UV_Optical Telescope

<http://www.seds.org/~spider/oaos/oaos.html>

Multiwavelength Monitoring of the Narrow-Line Seyfert 1 Galaxy Arakelian 564. III. Optical Observations and the Optical-UV-X-Ray Connection - Shemmer, O. et al. The Astrophysical Journal, Vol. 561, p. 162-170. (2001)

Interferometry with the Large Binocular Telescope - Roger, A. et al. Proc. SPIE :Astronomical Interferometry, Vol. 3350, p. 881-889, (1998)

The Rest-Frame Optical Spectrum of MS 1512-CB58 - Teplitz, H. et al. The Astrophysical Journal, Vol 533, p. L65-L68. (2000)

The Performance and Scientific Rationale for an Infrared Imaging Fourier Transform Spectrograph on a Large Space Telescope - Graham, J. et al. The Publications of the Astronomical Society of the Pacific, Vol. 110, Issue 752, p. 1205-1215.1998

Fundamental Properties and Distances of Large Magellanic Cloud Eclipsing Binaries. IV. HV 5936 -Fitzpatrick, E et al. *The Astrophysical Journal*, Vol. 587, p. 685-700. (2003)

Large Disklike Galaxies at High Redshift - Labbé, I et al. *The Astrophysical Journal*, Vol. 591, p. L95-L98. (2003)

MAXIM

<http://maxim.gsfc.nasa.gov/>

The MAXIM Pathfinder Mission: X-Ray Imaging at 100 Micro-Arcseconds - Cash, W. et al. *Journal Article, Astronomical Telescopes and Instrumentation* (2000)

Optimization of grazing incidence mirrors and its application to surveying X-ray telescopes – Conconi, P. et al. *Astronomy and Astrophysics*, Vol..372, p.1088-1094 (2001)

MAXIM Pathfinder x-ray interferometry mission - Gendreau, K. et al. *Proc. of the SPIE: X-Ray and Gamma-Ray Telescopes and Instruments for Astronomy*. Vol. 4851, p. 353-364 (2003).

X-ray interferometry: ultra-high-resolution astronomy - Cash, W. et al. *Proc. SPIE: Soft X-Ray and EUV Imaging Systems II* Vol. 4506, p. 127-135, (2001)

X-ray and Gamma-ray Spin Measures of Black-Hole Galactic Nuclei – Boldt, E. *Proc. of a joint workshop held by the Center for Astrophysics X-ray Emission from Accretion onto Black Holes, (Johns Hopkins University) and the Laboratory for High Energy Astrophysics (NASA/ Goddard Space Flight Center) in Baltimore, MD, (2001)*

System performance evaluation of the MAXIM concept with integrated modeling – Lieber, M. et al. *Proc. of the SPIE: X-Ray and Gamma-Ray Telescopes and Instruments for Astronomy*. Vol. 4851, p. 557-567 (2003).

SAFIR

<http://safir.gsfc.nasa.gov/>

Design aspects of a 30-m *Giant Infrared and Submillimeter Observatory in space ("GISMO")*: a new "flavor" for SAFIR? - Hawarden, T. *Proceedings of SPIE -Optical, Infrared, and Millimeter Space Telescopes – Vol. 5487 p. 1054-1065, (2004)*

SPECS: the kilometer-baseline far-IR interferometer in NASA's space science roadmap
Leisawitz, D. et al. *Proceedings of SPIE -Optical, Infrared, and Millimeter Space Telesco – Vol. 5487 p. 1527-1537 (2004)*

Next-generation Far-IR Telescopes and Interferometers: Scientific Capabilities and Technology Challenges - Leisawitz, D. et al. *Bulletin of the American Astronomical Society: American Astronomical Society, 197th AAS Meeting, Vol. 32, p.1426 (2000)*

Wide-field imaging interferometry testbed I: purpose, testbed design, data, and synthesis algorithms - Leisawitz, D. et al. Proceedings of SPIE - Interferometry in Space – Vol. 4852, p. 255-267 (2003)

On the Detection of Dust at High Redshifts - Benford, D. et al. Astrophysics of Dust, Estes Park, Colorado, May 26 - 30, 2003. Edited by Adolf N. Witt, meeting abstract.

SPICA

<http://www.ir.isas.jaxa.jp/SPICA>

Large aperture cool telescope mission: SPICA - Matsumoto, T. Proceedings of SPIE – IR Space Telescopes and Instruments – Vol. 4850, p. 1091-1096 (2003)

Sensitivity of an Imaging Space Infrared Interferometer - Nakajima et al. The Institute of Space and Astronautical Science Report SP No. 14, p. 361-369. (2000)

HII/L2 Mission: a New Space Telescope for Mid- and Far-Infrared Astronomy - Nakagawa, T. Proc. of the International Workshop held at the Institute of Space and Astronautical Science: Mid- and Far-Infrared Astronomy and Future Space Missions. ISAS Report SP No. 14, p.189, (2000)

Development of space infrared telescope for the SPICA mission - Hidehiro, K. et al. ISAS/Japan Aerospace Exploration Agency (Japan)

Proceedings of SPIE -Optical, Infrared, and Millimeter Space Telescopes – Vol. 5487 p. 991-1000, (2004),

Large-aperture cooled telescope (SPICA) for mid- and far-infrared astronomy -Matsumoto, T. Proceedings of SPIE - Optical, Infrared, and Millimeter Space Telescopes – Vol. 5487p. 1501-1506 (2004),

SPICA: a new space telescope for mid- and far-infrared astronomy Authors:- Nakagawa, T. Advances in Space Research, Vol. 30, p. 2129-2134. (2002)

Direct observations of exoplanets by SPICA - Nakagawa, T. The Astronomical Herald Vol. 96, p. 195 - 200 (2003)

Optical quality of C/SiC composite for the SPICA telescope Enya, K. et al. Proceedings of SPIE - Optical, Infrared, and Millimeter Space Telescopes - Vol. 5487p. 1092-1099 (2004)

Submillimetron

<http://fy.chalmers.se/~f4agro/Submillimetron/>
<http://www.asc.rssi.ru/submillimetron/submill.htm>

Submillimeter Space Telescope Project "Submillimetron" - Gromov, V. et al. Infrared and Submillimeter Space Astronomy An International Colloquium to Honor the Memory of Guy Serra EAS Publications Series Vol. 4 p. 255 (2002)

The infrared telescope for Submillimetron Mission - Bujakas, V. et al. Proc. AIP Conference -- Volume 616, pp. 239-241-- (2002)

Cryogenics in Space: A review of the missions and technologies - Linder, M. et al. ESA bulletin 107 p 92-105 august 2001

The infrared telescope for Submillimetron Mission - Bujakas, V. et al. AIP Conf. Proc. Experimental Cosmology at Millimetre Wavelengths: 2k1bc Workshop., Volume 616, p. 239-241 (2002).

Main fields of study in low-temperature physics and engineering on the Russian segment of the International Space Station - Anfimov, N. et al. Low Temperature Physics – Vol. 29, p. 456-460 (2003)

TPF

http://origins.jpl.nasa.gov/library/techreports/TPF_response.pdf
<http://www.terrestrial-planet-finder.com/goal.html>

Semi-Immersive Space Mission Design and Visualization: Case Study of the "Terrestrial Planet Finder" Mission Museth, K. et al Proc. Conference on Visualization P: 501 - 504 (2001) Aussi dans: 12th IEEE Visualization 2001 Conf. P 24 - 26, (2001)

General Astrophysics and Comparative Planetology with the Terrestrial Planet Finder Missions JPL Publication (2005) Edited by: Marc J. Kuchner *Based on a workshop held at Princeton University 14–15 April 2004* (2005)

The Search for Life in the Universe Goldsmith, D. & Owen, T. 3rd ed, University Science Books (2001).

Life in the Universe Bennett, J. Shostak, S. and Jakosky, B., Addison Wesley (2002)

Astrobiology: The Quest for the Conditions of Life, G. Horneck, C. Baumstark-Khan, eds., Springer-Verlag, New York, (2002).

VSOP_2

[http:// www.vsop.isas.ac.jp](http://www.vsop.isas.ac.jp)

The VSOP-2 Mission - Hirabayashi, H. et al Proc. VSOP Symp: Astrophysical Phenomena Revealed by Space VLBI, Published by the Institute of Space and Astronautical Science, p. 277-280 (2000)

Current status of the VSOP-2 mission - Hirabayashi, H. et al Proc. IAU Symp.: Galaxies and their Constituents at the Highest Angular Resolutions, p. 428. (2001)

A Next Generation Space VLBI Mission - Hirabayashi, H. et al Conf. Proc. ASP: New Century of X-ray Astronomy, Vol. 251. p.540 (2001).

Operating a Telescope Larger than the Earth: How the VSOP Space VLBI Mission is Scheduled -Meier, D. et al Advances in Space Research, Vol. 26, p. 629-635. (2000)

VLBI (à basse fréquences)

New techniques in Space Astronomy - Alexander, J.K. IAU Symp., Vol 41, p 401 (1971)

Radio Astronomy at Long Wavelengths - Stone, RG at al. Geophys. Monograph Series, AGU Conf. Vol 119 (2000)

Low frequency VLBI- Jones, DL Proc. of the AIP Conference: Radio wave scattering in the interstellar medium Vol. 18, p19, (1988) New York, American Institute of Physics, p. 222-226, (1988)

A new design for a very low frequency space borne radio interferometer - Oberoi, D. et al. à paraître 2005

A low-frequency synthesis array in earth orbit- Jones, DL et al. Proc. of the Workshop, Radio astronomy from space Charlottesville National Radio Astronomy Observatory;. Vol.2, p. 301-304. (1987)

Dans: Proc. Workshop on Large Antennas in Radio Astronomy: ESTEC 1996:

Space VLBI: The Large Deployable Solid Panel Antenna for Radio-Astronomy - Babyshkin, V.E. Design for a Moon-Based Very Low Frequency Array - Rey, E. et al

The Low Frequency Interplanetary Scenario, WIND - J.L. Bougeret,

WISE

<http://wise.ssl.berkeley.edu>

<http://explorers.gsfc.nasa.gov>.

<http://www.sdl.usu.edu/programs/wise>

The Wide-Field Infrared Survey Explorer (WISE) - Duval, V. et al. Proc. SPIE - Optical, Infrared, and Millimeter Space Telescopes - Volume 5487 p. 101-111 (2004)

The Next Generation Space Telescope - Stockman, H. et al. Proc. IAU Symp.: The Extragalactic Infrared Background and its Cosmological Implications, , p. 467. (2001)

Next Generation Space Telescope - Parrish, K et al. Proceedings of SPIE - Cryogenic Optical Systems and Instruments IX – Vol. 4822 p 112-122 (2002)

Near-IR Fabry-Perot interferometer for widefield low-resolution hyperspectral imaging on the Next Generation Space Telescope - Barry, R. et al. Proc. SPIE: Optical, and IR Space Telescopes and Instruments Vol. 4013, p. 861-871 (2000)

XEUS

[http:// www.rssd.esa.int/index.php?project=XEUS](http://www.rssd.esa.int/index.php?project=XEUS)

XEUS: the x-ray evolving universe spectroscopy mission - Pamar, A. et al. X-Ray and Gamma-Ray Telescopes and Instruments for Astronomy. Edited by Joachim E. Proc. SPIE : Vol. 4851, p. 304-313 (2003)

X-ray evolving universe spectroscopy mission (XEUS): x-ray mirror design and technology -Bavdaz, M. et al.Proc. SPIE: X-Ray Optics, Instruments, and Missions II, Vol. 3766, p. 94-102,(1999)

SQUID-based readout schemes for microcalorimeter arrays - Kiviranta, M. et al. Proc. AIP Conference: LOW TEMPERATURE DETECTORS: 9th Inter. Workshop Low Temp Detectors. Vol. 605, p. 295-300 (2002).

X-ray evolving universe spectroscopy mission (XEUS): requirements of the x-ray focal plane instruments - de Korte, P.et al. Proc. SPIE: X-Ray Optics, Instruments, and Missions II Vol. 3766, p. 103-126, (1999)

High-Energy Astronomy From The International Space Station - Parmar, A. Earth, Moon, and Planets, Vol.. 87 p. 149-157 (2001)

XEUS: approaches to mission design - Bavdaz, M. et al. Proc. SPIE: X-Ray and Gamma-Ray Telescopes and Instruments for Astronomy. Vol. 4851, p. 396-404 (2003)

Study of formation flying for the XEUS mission and the ISAS design of the ISAS design of the detector spacecraft - Mitsuda, K. et al. Proc. SPIE:, X-Ray and Gamma-Ray Telescopes and Instruments for Astronomy, Vol4851, p. 405-413 (2003).

High-speed large-format x-ray CCDs for ESA's XEUS mission - Strueder, L. et al. Proc. SPIE: X-Ray and Gamma-Ray Instrumentation for Astronomy XII, Vol. 4497, p. 61-69 (2002)