

SOMMAIRE DES CONFÉRENCES :

Session 1 : Simulations et essais / Simulations and tests :

1 / CIBIN Lorenzo - Carlo Gavazzi Space : Une table d'équipement dirigé vers une approche de simulation avec une performance de comportement dynamique / A table-driven equipment simulation approach with a dynamic behaviour performance p.1

2 / THORPE Richard N. - DERA : La visualisation dans les essais et les évaluations / Visualisation within test and evaluation p. 7

3 / LESTIENNE Tanguy et al. - DGA/CEV : Simulations de concept pour l'aide à la spécification de besoin en maquant des solutions génériques sur simulateur simplifié dans le cadre des programmes AASM, SCALP et liaison 16 sur mirage 2000D / Concept simulations for the aid to needs specification by modelling generic solutions on a simplified simulator as part of the AASM, SCALP and link 16 on 2000D Mirage programmes p.13

4 / COLAS Gérard et al. - DGA-CEV : Contribution de la simulation pilotée à l'intégration des aéronefs dans les systèmes de force - expériences et perspectives / Simulation contribution piloted for the integration of aircraft in military systems – experiments and forecasting p. 17

5 / LE MOING Thierry et al. - ONERA-DCSD Ecole de l'Air : Reproduction sur simulateur de vol de phénomènes de couplage pilote-structure pour un avion de transport / Reproduction on a flight simulator of a pilot-structural coupling phenomenon encountered in flight in flight on a large transport aircraft p.25

6 / GRANDEMANGE C. - DGA/CEPr : Simulation Numérique en Mécanique des Fluides et essais de systèmes aéropulsifs / Computational fluid dynamics applied to airbreathing engine testing p.33

7 / SAUVAGE Sébastien. - DGA-DCE/CAEPE : Démonstration expérimentale d'un effet significatif des conditions de vol sur la signature infrarouge du jet d'un missile tactique / Experimental demonstration of a significant effect of flight conditions on the infrared signature of a tactical missile plume p.37

8 / DUMARTIN Serge – SESO : Technique de l'optique dans les simulateurs de moyens d'essais / Optical technology in simulators and testing means p.45

9 / MARY Hubert - Dassault-Aviation : Les pilotes volent sur banc d'intégration / Pilots fly on the integration bank p.55

Session 2 : Techniques et moyens d'essais / Testing technologies and means

1 / FOURNIER Bernard – Eurocopter : Installation d'essais de visualisation, de captation de givre sur hélicoptère / Installation of visualisation and ice collecting tests in helicopters p.59

2 / Di TRENTA Marc & GIRARD Laurent – Eurocopter : Trajectographie sur hélicoptère COUGAR / COUGAR helicopter trajectory p.63

3 / HERBEPIN Christian - Eurocopter : Camion de mesure polyvalent pour essais en vol d'hélicoptères / Multi-purpose measuring lorry for in-flight testing on helicopters p.69

4 / PORTAL Michel & MATVEEFF Serge – Airbus France :CATD : présentation de l'attitude et de la trajectoire en cockpit / CATD : Cockpit Attitude and Trajectory Display p.75

5 / VAN DER AUWERAER H. et al. – LMS etc. : Analyse modale d'hélicoptère utilisant des résultats d'essais en vol et au sol / Helicopter modal analysis using in-flight and ground test data p.81

6 / DUFOUR Jean-Philippe – DGA/CEV Cazaux : Problématique des essais en vol de Drone / Problematics of UAV tests in flight p.89

7 / TOMASZOWER Jean-Pierre – Dassault Aviation : Utilisation de PC dans le cadre des Simulations Pilotées / Use of PC/Linux for pilots in the loop simulations p.97

Session 3 : Capteurs et dispositifs de mesure / Sensors and measuring devices

1 / SALIBA Dominique – Dassault-Aviation : Mesure de déformée en vol par système laser "SMERALDA" / In-flight identification by laser system "SMERALDA" of structural deformities on arms aircraft p.101

2 / D'AMICO Mario & HERBEPIN Christian – KN Systems & Eurocopter: Télémessure vidéo numérique en temps réel / Telemetry digital video in real time p.107

3 / LEFERINK Frank B.J. et al. – THALES Naval System etc. : Mesures sur site d'interférences électromagnétiques utilisant une chambre réverbérante à vibrations intrinsèques / In-situ EMI measurement using a vibrating intrinsic reverberation chamber p. 113

Session 4 : Modulation pour télémessure haut débit / Modulation for high output telemetry

1 / FEHER Kamilo – University of California : Technologies FQPSK efficaces pour le spectre occupé : état actuel des applications et standards internationaux et US (CCSDS et IRIG 106-00) / Spectrally efficient FQPSK technologies : international and US applications and standardisation update (CCSDS and IRIG 106-00) p.121

2 / LIN Jinsong & FEHER Kamilo - University of California : L'étude d'une utilisation ultra efficace ($>30\text{b/s/Hz}$) du spectre par Feher Keying (FK), théorie, conception assistée par ordinateur et réalisation de matériel / Ultra High Spectral Efficient ($>30\text{b/s/Hz}$) Feher Keying (FK): Theoretical, Computer Aided Design and Hardware Developments p.127

3 / PARK Hyung Chul , LEE Kwyro & FEHER Kamilo- University of California : Détection non cohérente pour les systèmes à efficacité spectrale FQPSK / Non-coherent detection of FQPSK spectrally efficient systems p.133

4 / Mc CORDUCK James & FEHER Kamilo - University of California : Démonstration de la robustesse de l'utilisation du standard FQPSK en environnement sévère en utilisant simulation et analyse / Demonstration of standardisation of FQPSK's robust operation in harsh environments utilising simulation and analysis p.139

5 / GERNER Jean-Luc – ESA/ESTEC : Modulations efficaces en largeur de bande pour des applications spatiales GMSK :Le meilleur choix pour l'Europe / Bandwith-efficient modulations for space applications GMSK : The best choice for Europe p.147

6 / LOPEZ Christian & FALCA Luc – EADS – Airbus : Application de la modulation COFDM à la télémesure des essais en vol d'airbus / Application of COFDM modulation with regard to In-flight Airbus testing telemetry p.161

Session 5 : Matériels et architecture de télémesure et télécommande / Telemetry and remote

1 / WOICIK Richard - L-3 Telemetry & Instrumentation : Un module adaptable multifonction d'entrée-sortie de télémesure / A flexible multi-function telemetry input/output module p.168

2 / HAGHDAD Mehdi & FEHER Kamilo - University of California : Egaliseurs à dynamique rapide d'adaptation pour FQPSK et autres systèmes d'efficacité du spectre occupé pour les systèmes de télémesure pour les satellites LEO / Fast dynamic adaptive equalisers for FQPSK and other spectral efficiency systems for LEO satellite telemetry systems p.177

3 / HAGHDAD Mehdi & FEHER Kamilo - University of California : Un simulateur de canal nouveau utilisable pour les satellites LEO et des canaux de télémesures avec un saut de fréquence pour des affaiblissements sélectif et du doppler / Advance Practical Channel Simulators For LEO Satellite And Telemetry Channels With Selective Fading And Doppler Shifts p.183

4 / ASTIER Vincent - EADS-LV : Nouvelle conception de télémesure pour les prochains lanceurs ARIANE 5 / New telemetry concept for next ARIANE 5 launchers p.189

5 / EASTMAN Paul. & FORMEISTER R.B. - RF Networks Inc. : Développement d'un taux de transmission numérique efficace en encombrement spectral et si la fréquence est disponible, un démodulateur de télémesure pour une utilisation commerciale et gouvernementale / Development of a spectral efficient bit rate agile and if frequency selectable FQPSK commercial and government telemetry demodulator p.193

6 / CHAMAYOU Marc - DGA/CEV Istres Testing Centre : Le « format descripteur commun » : un moyen de configurer les moyens de décommutation de messages télémesurés ou enregistrés / The « common format describer »: a means of configuring the decommutation of telemeasured or recorded messages p.199

7 / SHIWEI Xiao et al. - Xinan EEI : Récepteur de télémesure à haut débit numérique avec un discriminateur PLL RéaliFM / High bit rate telemetry received with PLL FM discriminator p.205

Session 6 : Exploitation des essais / Test operation

1 / GUILLEN Jean-Luc – Dassault-Aviation : Confort acoustique en cabine des avions d'affaires Falcon / Acoustic in-cabin comfort on Falcon business aircraft p.211

2 / YATES James W. - L-3 Telemetry & Instrumentation : Gérer la télémesure comme une solution industrielle influençant la technologie dans la prochaine génération d'architecture de télémesure / Managing telemetry as an enterprise solution. Leveraging technology into next-generation telemetry architectures p.215

Session 7 : Antennes, radar, Propagation / Antennas, radar, propagation

1 / JOUVE Cécile et al. - Aérospatiale-CNES/DTS : Etude d'interactions antenne-structure : Confrontation de résultats de calculs et de mesures pour les antennes TM-TC sur le satellite JASON et l'antenne GPS/GTO sur le satellite STENTOR / Confrontation of simulation results and measurements for the evaluation of antenna-structure interactions for the TM-TC antennas on the JASON satellite and the GPS/GTO antenna on the STENTOR satellite p.223

2 / PERE Jean-Luc & SABOUROUX Pierre - Institut Fresnel : Transmission optique en espace libre d'un signal hyperfréquence analogique / Optical link in free space of an analogue hyperfrequency signal. p.229

3 / LEFORESTIER Florian et al. – ONERA, Ecole de l'Air : Etude de l'ultra large bande synthétique spatiale / Study on the synthetic space ultra wide band p.233

4 / KORSAKISSOK Joël & BELOT Daniel– SILICOM, etc. : Acquisition de diagramme de radiation d'antennes SAMS/ SAMS : Antenna radiation pattern acquisition p.239

5 / GOBIN Vincent - ONERA/DEMR Toulouse : La modélisation électromagnétique au bénéfice des études d'antennes, de signature radar et de compatibilité électromagnétique : le projet PAME / Electromagnetic modelling for the advancement of antenna studies, radar signature and electromagnetic compatibility : the PAME project p.245

6 / BRUYANT Jean-Paul – ONERA : ONERA experimental Air Born SAR facility (RAMSES core system) p.253

Session 8 : Compatibilité électromagnétique / Electromagnetic compatibility

1 / DEMOULIN Bernard et al. – Université de Lille, etc : Le rôle des composants électroniques actifs dans les phénomènes d'interférences électromagnétiques / Contribution of integrated circuits in electromagnetic interference phenomena p.257

2 / CHAMBERT Georges et al. – EADS-LV : Analyse de compatibilité électromagnétique entre émissions de télémétrie et avionique lanceur / Analysis of electromagnetic compatibility between telemetry emissions and launcher avionics p.263

3 / POURTAU Jean-Claude & TERRAL Michel - ALCATEL SPACE INDUSTRIE Toulouse : Méthode d'analyse et essais de la CEM intra-système par rayonnement (RE/RS) appliquée aux répéteurs à l'intérieur d'un satellite de télécommunication / Analytical method and EMC intra-system tests by (RE/RS) radiation applied to relay receivers inside a telecommunication satellite p.269

4 / ALCARAS Alain et al. – THALES : Protection foudre des structures au sol : application des évolutions technologiques et scientifiques pour une plus grande maîtrise de la protection globale / Lightning protection of ground-based structures : application of technological and scientific developments for a better mastery of global protection p.275

5 / PONCON Marc et al. – Eurocopter Foudroiement d'un hélicoptère en structure composite utilisant des fils conducteurs libres / Lightning on full composite helicopter using fly by wires p.281

6 / Christan CAREL & Christophe GIRARD – THALES Communications : Ingénierie système, CEM et durcissement : nécessité d'une approche globale pour maîtriser l'impact d'environnements électromagnétiques sur les systèmes / Systems engineering, EMC and hardening : necessity of a global approach for mastering the impact of electromagnetic environments on systems p.289

7 / TRISTAN F. et al. – Dassault Aviation : CEM pour avion de combat / EMC for fighting aircraft p.297

Présentations Affichées / Poster Presentations

1 / SABOUROUX Pierre - Institut FRESNEL : Travaux expérimentaux effectués par l'équipe Télédétection et Expérimentation Micro-onde de l'Institut Fresnel / Experimental works made by Teledetection and Microwave Experimentation group at the Fresnel Institute p. 299

2 / QUEBERT L. & GARCIA Y. - DGA-CAEPE : Description théorique et expérimentale d'un diffuseur de sortie pour le moteur d'un étage supérieur d'un missile balistique
Theoretical and experimental design of an exhaust diffuser for an upper stage engine of a ballistic missile p.301

3 / PAWLOWSKI Maud – DGA-CAEPE : Mesures ultrasonores sur propulseurs à propergol solide / Supersonic measurements on solid propellants p.309

4 / LEVRON Patrice - Ecole Polytechnique de Nantes & SCHEIBER S.A. : Mesure de courants HF d'écoulement au châssis d'un véhicule, en vue de l'identification d'une installation embarquée. / Measurement of circulating radio frequency currents in the vehicle's chassis for identification of in board installation p.313

5 / MERLET Joseph et al. – Intespace : Gestion d'une base technique de données centralisée / Centralized technical data base management p.321

6 / PIGNET Philippe – CCRM : Mesures normatives CEM / EMC normative measures p.327

PRESENTATION OF THE ICTS : International Consortium for Telemetry Spectrum p.329

Plenary Closing Session Speech

Wednesday 13 June 2001 at 16:00

by IGA Alain BERGEOT

This new ETTC event based on « Flight tests and simulation » has fully lived up to its promoters' expectations on all accounts :

1. More than 200 people attended the conference (many of them only registered at the last moment) from 13 countries : Belgium, China, Finland, France, Germany, Great Britain, Ireland, Israel, Italy, Netherlands, Korea, Switzerland and U.S.A.
2. The session topics and the presentations themselves made it possible to get round current problematics. Testing simulation by the digitalised modelling of phenomena leads to a notable diminution in its duration and therefore its cost. This simulation requires "air-ground" high output links, which give rise to a widening of the useful bandwidth. Due to the resulting bulkiness of the spectre, it becomes necessary to use efficient modulation procedures. The materials and architecture of the telemetry chains presented produce solutions to this necessity. The modulation for high output telemetry can have various different constraints linked with specific conditions of use (reception in the presence of obstacles, for example) implying treatment technologies relying on different physical principles which explain a diversity of presentations. It is also important to underline a second aspect of simulation developments under the auspices of DERA and the CEV's developments for the simulation of use of a system making it possible to perfect the specifications. "In fine", this leads to the abandonment of the "dedicated software" to the advantage of more standard products (the CEV's SAGESSE being one example). These test simulations can be extended to systems including hyperfrequency components, both for the Radar applications and Electromagnetic Compatibility (EMC).
3. Although the stands were already familiar to the regular attendees from the aeronautical and testing sector, they were visited a lot and gave rise to a great deal of contact-making the impact of which should be appreciated shortly.
4. The poster panels on display associating the academic field (presentation of engineering schools, university institutes and CNRS research laboratories); the industrial field (presentation of electromagnetism and aerodynamic measuring sites); measuring systems and exploitation of data and panels presenting the Test Centres in the region (in the lead-up to their visits on 14 June) were also much visited. Besides their own interest, this proves the success of the formula.
5. *Le Palais du Pharo* venue was appreciated by the participants for its location and certain of its features such as its restaurant close to the conference rooms and the exhibition area. However, complaints were made about the lack of external links which should be taken into account in the future.

As Conference Chairman, I would like to address my warm thanks to the delegates (conference attendees and exhibitors) for the quality of work and equipment presented (known by the specialists) and the interest sustained over the past couple of days, and I would also like to thank the organising associations (the AAAF and the SEE) as well as the company in charge of the logistical organisation (ALICE-Evénements) both for the choice of venue and the overall organisation of this event.

Mr. Bergès and Mr. Deleuil have worked particularly hard for the success of this event and I would like to express my fullest gratitude to them.

As a complement to this cycle of conferences, and outside the conference itself, the organisers made the most of the presence of measuring, transmission and data processing specialists to bring together those interested in an informal manner (round table) through international committees :

1. The European Telemetry Standard Committee (ETSC), which will meet in a moment at 16:30 in Room C ; created in 1996, this committee's objective is to forge links with the IFT (International Federation for Telemetry) Committee, which is interested in telemetry standardisation.

2. The International Consortium for Telemetry Spectrum (ICTS), which will meet on 14 June at 9:00 in the Saint-Jean Room ; this committee, which meets twice a year, aims to demonstrate the importance of current and future telemetry applications with regard to other users of spectrum frequencies.

Finally tomorrow, 14 June, will see the test centre visits at Istres (CEV and Dassault-Aviation), and at Marignane (Eurocopter).

May I wish all those taking part in these extra-conference events an interesting outcome; and to the rest of you, a *bon voyage*. I hope to see all of you at the next ETTC conference due to be held in 2003 in Toulouse.

Thank you.

EUROPEAN TEST & TELEMETRY CONFERENCE

MARSEILLE 11 – 14 JUNE 2001

PALAIS DU PHARO

INAUGURATION OF THE EXHIBITION (around 17:40) (after the opening speeches on 11 June at 17:00)

This exhibition includes 3 distinct areas :

- The area allocated to higher education establishments based in Marseille (Engineering Schools, Institutes, Universities and CNRS laboratories) involved in industrial activities in the aeronautical sector (including the Air Force School in Salon). This list of higher education, establishments which is non-exhaustive, highlights the high technology aspect emerging from the Provence-Alps-French Riviera region, including the *Centre Commun de Ressources en Microondes*, created thanks to major investment by the State, Universities and local and regional authorities.
- The part reserved for special studies (often on the doctorate thesis level) presented in the form of poster presentations during the sessions; a discussion on these studies will take place during a special session at the end of the conference.
- The exhibition space, which includes 34 stands representing more than 40 manufacturers with special panels attributed to 3 regional simulation centres, which are difficult to transport but can be made accessible during technical visits on 14 June 2001 in the afternoon at :
 - EUROCOPTER at Marignane
 - CENTRE D'ESSAIS EN VOL at Istres
 - DASSAULT-AVIATION at Istres

Certain stands present a panorama of aeronautical activities (eg. DERA, EUROCOPTER or THALES GERAC); others demonstrate measurement channel architecture and elements. Compared to former exhibitions, it is possible to notice a change in the exhibitors' presentation with, notably, groups of several companies or manufacturers on the same stand.

It is not hard to note the appearance of a common theme both at the exhibition and at the conference sessions : flight tests and simulation ... which extends as far as fitting wings on simulators, as in the case of UVAs.

For data transfer, it is necessary to dispose of "robust" and "high output" satellite links. These links require specific modulations with palliatives on multiple reflected waves (by interlacing the message screens) and error correcting codes.

We are faced with a major problem of overcrowding on the frequency bands used also by mobile telephony and its GSM extension, and later, with an increased data transmission output with Ultra Wide Band (UWB).

Digitalised modulation makes it possible to approach the limits of a theory of information (Shannon's theorem : 1 bit/second for a bandwidth of 1 hertz). So we can see a common theme emerging from the 54 presentations ; a high output air-ground link, for the use of real-time tests, whilst allowing a significant reduction in their duration.

Thus the maiden flight made by the Airbus 340/600, an 80m-long aircraft, lasted for more than 6 hours, with the flight performance having been fully tested, helped by the modelling used at ground level.

This implies the use of large and reliable measurement channels with a perfect "traceability" in their components, calibration procedures and operations.

Two other points associated with this were also examined :

- Technological advances on antennae with frequencies 10 times higher than those used in telemetry. This is the privileged area of modelling which is often only checked sporadically.

- The verification of electromagnetic compatibility, carried out on components as well as aircraft and satellites, extending to technological advances in the lightning field.

In addition to the sessions, a round table on the exploitable spectrum will make it possible to assess the situation in 3 world radio zones :

Zone 1 - Europe and Africa

Zone 2 – America

Zone 3 – Asia and Australia

The limitation envisaged and the diversity of necessary bands in telemetry links can then bring their constraints to aircraft and UVA testing as well as to satellite links. This is the case of the GPS frequency protection or operational use extension of the high-altitude Global Hawk observation UVA to Europe and Australia.

Frequency management by country can have repercussions at each country's frontiers. The aim of the round table is to detect the influence using regional evaluations.

INAUGURATION PROGRAMME

1. IGA Alain Bergeot : Welcome address to delegates by the Conference Chairman
2. Lucien Emmanuel Blanc, former President of the SEE : A brief description of the 2 associations (AAAF and SEE), both public interest societies and their relevance in the conference's field of activity.
3. Speech by Madame Laurence Eymieu, Deputy Mayor of Marseille
4. Presentation of links and university collaborations in the aeronautical field by Prof. Yves Mathieu, Vice President of the University of Provence
5. Presentation of the region's aeronautical industry : EUROCOPTER et DASSAULT Aviation by Philippe Grison, Flight Test Dept. Chief.
6. Visit of the exhibition

Discours d'Inauguration de l'Exposition - 11 juin 2001 à 17:00 par Lucien Emmanuel Blanc

Si les congrès ETTC se succèdent avec régularité, nous le devons à la coopération confiante de deux associations scientifiques et techniques : la AAAF et la SEE. L'une, la AAAF, est concernée par un immense domaine d'application des sciences et techniques : le domaine aéronautique et spatial. L'autre, la SEE, plus que centenaire, se consacre à l'électricité, à l'électronique et aux technologies de l'informatique et de la communication. Il est dans les missions statutaires des deux associations, reconnues d'utilité publique, de faciliter le passage des étudiants à la vie professionnelle.

Pourquoi associer la SEE à la AAAF pour réaliser ETTC ? Pour une raison bien simple : nous constatons que l'électricité, sous toutes ses formes, de l'énergie au microsignal, accroît chaque jour sa présence dans tous les domaines d'application, au point de devenir souvent un facteur capital de réussite technique et commerciale.

C'est vrai pour l'aéronautique et le spatial, de même que pour le TGV Méditerranée ou même pour Roland Garros. C'est vrai partout, les jouets, l'automobile, le domaine médical etc. Une machine outil se vend par la performance de ses automatismes autant que par ses qualités mécaniques.

Il est naturel que les associations scientifiques et techniques provoquent, dans le cadre de congrès tels qu'ETTC, le rapprochement des hommes et la tenue à jour des compétences. Elles le font en s'appuyant sur le bénévolat précieux de leurs adhérents qui ne ménagent pas leur peine.

C'est donc avec une joie sincère que je remercie tous les participants à ce congrès. La présence aujourd'hui des hautes personnalités constitue un vif encouragement pour tous ceux qui œuvrent pour les échanges d'informations et le développement du professionnalisme et de la science.

Je ne peux m'empêcher de vous transmettre un message en forme de suggestion.

Toute entreprise soucieuse de son avenir au sein de la concurrence mondiale devrait faire participer chaque jeune ingénieur à au moins deux clubs ou associations couvrant respectivement le domaine d'activité de la société et la spécialité technique ou scientifique de l'intéressé.

Et ceci pour plusieurs raisons :

- L'échange d'expérience et d'informations, la constitution de réseaux relationnels où l'amitié et la confiance se forment, ... renforcent le professionnalisme et ouvrent des horizons plus larges.
- Si de tels échanges sont utiles au progrès de l'individu, ils le sont autant sinon davantage pour les entreprises : celles-ci ne peuvent plus, seules, assurer la tenue à jour des compétences les plus pointues dans tous les métiers qu'elles ont à mettre en œuvre.
- Dans un monde où la technique évolue rapidement et où les frontières devraient être davantage sources d'émulation que de conflits, le rôle des associations est capital, bien que trop souvent méconnu. Ce rôle pourrait être mieux exploité, au niveau national et international, grâce aux clubs techniques, aux réunions de travail, aux congrès ou aux revues des associations sans oublier les nouveaux moyens de communications. Nos amis anglo-saxons et germaniques semblent mieux utiliser que nous de telles possibilités.
- Pour ne citer que la SEE, je connais peu d'endroits où coopèrent avec autant de confiance mutuelle des responsables de l'Université, de la Recherche, et des entreprises publiques et privées. De nombreuses initiatives de coopération y sont nées.

Je note enfin que les entreprises soucieuses d'améliorer les compétences et la notoriété de leurs cadres peuvent, à travers les associations, leur apporter une nouvelle motivation, avec attribution de récompenses professionnelles et nationales. C'est utile aux hommes et aux femmes, ce l'est encore plus pour la société, car il n'est de vraie richesse pour l'entreprise que dans ses hommes et ses femmes. Encore faut-il les aider à progresser et à se faire valoir. Je me réjouis que beaucoup l'aient compris.

En vous remerciant de votre attention, j'ai le plaisir et l'honneur de passer la parole à Madame Laurence Eymieu, Adjointe au Maire de Marseille.

Exhibition Inauguration Speech

11 June 2001 at 17:00

by Lucien Emmanuel Blanc

If the ETTC conferences take place on a regular basis, we owe it to the smooth cooperation of two scientific and technical associations : the AAAF and the SEE. The AAAF is interested in the vast field of the application of science and technology : the aeronautical and space field. The SEE, more than one hundred years old, specialises in electricity, electronics, and information and communication technologies. The statutory missions of these two non-profit-making associations include the aim of facilitating the passage taken by students into professional life.

So why associate the SEE and the AAAF in the organisation of ETTC ?

For the following simple reason : we notice that electricity, in all its forms, from power to micro-signal, each day increases its presence in all fields of application, often to the point of becoming a capital factor in technical and commercial success.

It is also true for the aeronautical and space field, as well as the Mediterranean TGV or even Roland Garros – in fact everywhere : toys, automobiles, the medical field, etc. A tool machine is sold for the performance of its automation as much as for its mechanical qualities.

At conferences such as ETTC, scientific and technical associations naturally provoke the bringing together of people and the updating of expertise. This happens thanks to their members' unreserved and valuable voluntary efforts.

It is therefore with sincere pleasure that I would like to thank all the delegates present at this conference. The well-known personalities present here today are in themselves a real encouragement for all those working towards the exchange of information and development of Professionalism and Science.

At this point, I cannot resist putting over a message in the form of a suggestion.

All companies giving serious thought to their future in the context of world competition should make all of its young engineers join at least two committees or associations respectively covering the company's field of activities and the engineer's technical or scientific speciality. This is for several reasons :

- To encourage the exchange of experience and information, the setting up of contact networks in which friendship and trust can flourish, professionalism can be reinforced and horizons opened up
- If such exchanges are useful for the progress of the individual concerned, they are as much so or even more so for the companies concerned, which is no longer able to ensure the updating of expertise alone in highly specialised fields in all the professions it is required to exploit.
- In a world where technology develops rapidly and boundaries should be a source of emulation rather than conflict, the role of associations is of capital importance, despite too often being little known. This role could be exploited much better, on the national and international level, through technical committees, working meetings, conferences or association reviews, not forgetting the new communication technologies, which our Anglo Saxon and German colleagues seem to make better use of than us.
- So as not to cite the SEE alone, I know few places in which directors from academic and research fields, and public and private enterprise cooperate with as much reciprocal confidence. Many cooperative initiatives have been started in this way.

Finally, I would like to note that the companies keen to improve their staff's expertise and image can, through their involvement with associations, provide them with additional motivation and the attribution of recompense on the professional and national levels. This is useful for men and women in the workplace and even more so for their company, since it is chiefly through its workforce that a company reaps its rewards.

And so it is essential to help the company's staff to develop and have its professional skills recognised. I am pleased to see that many have understood this.

Thank you for your kind attention. It is now my honour to hand over to Madame Laurence Eymieu, Deputy Mayor of Marseille.

Le Palais du Pharo

A Brief History

The decision to construct an imperial residence at Marseille was made by the Prince-President, Louis Napoleon Bonaparte. It was he who, during his voyage of September 1852; declared his wish to possess “a residence overlooking the water”. In order to thank him for his intervention during the exchange of Lazaret’s land between the State and the City of Marseille, the latter acquired the land situated on the Pharo plateau and gave it to the Prince in 1855.

The location gave rise to a number of problems which proved costly to resolve : being an enclave only accessible by sea, the ground was some of the hardest and most precipitous in the town, and in order to ensure the residence was connected to its environs it was necessary to enter into negotiations with other formidable landowners, such as the Ministry of War.

Vaucher and the Emperor Lefuel’s architect had many plans already underway before the first stone of the residence was laid on 15 August 1858, Saint Napoléon’s Day. This residence was intended reflect the Empress’s residence in Biarritz.

The costs involved in building the château at Biarritz were used as a basis for evaluating the construction costs of the Marseille château. However, the construction work turned out to be much higher than the initial estimations because “the château proposed for Marseille takes up more surface area than the Biarritz model, with its cellars taking up the entire surface of the building and the external decor is of great richness”. Although its “U”-form is identical, the imperial residence at Marseille was planned to take on larger dimensions, with a greater richness in the façades, a more monumental construction with an entire floor of roofing timbers. Moreover, in Marseille they only used stone and not brick and stone, as was done at Biarritz.

When the 1870 revolution broke out, the Palais du Pharo was just completed (but not yet furnished). The crowd came to destroy the Napoleonic insignia on the grills and façade. These have never been replaced as the Empire was replaced by the Republic, which is why the imperial residence was never actually occupied by the Emperor and Empress. The former emperor was to die two years later. In all, more than 1,500,000 francs of that period were spent under the fluctuating decisions of Napoléon III without the Palace ever taking its place in the residence, not even fleetingly.

The *Palais du Pharo* was delivered to Eugénie, after the confiscation of Napoléon III’s private property. But the city of Marseille argued about the concession. After a long trial, the *Pharo* property found its way back to Eugénie who, having at last gained full possession, promptly decided to hand it over to Marseille.

This residence was subsequently transformed into a School of Medicine (in 1904) with its wings elevated and its internal distribution somewhat modified. This building, little acclaimed by its contemporaries, is today justifiably regaining interest due to its history, its architecture and its exceptional location, opening out onto the road, ports, and St Jean cathedral and fort.

Today, the Palais du Pharo is essentially a workplace housing the City of Marseille services and a Conference Centre.

The City Services

The communication department, which manages city publications, press attachés, protocol service, photo service, etc., is housed in the Palace. Part of the mayor’s cabinet works at the Palace and the mayor himself has a second office in addition to the office at the City Hall. The town hall in the 1st administrative sector uses a hall for weddings.

The Conference Centre

In the Palace, besides the two luxurious napoleonic halls on the ground floor, four conference rooms are situated on the floor above. Some basement rooms reclaimed on the parvis are reserved for conferences, seminars, festivals and official ceremonies.

In the extension, an auditorium of 900 places fitted with a sound system, an exhibition hall, 3 conference rooms, meeting rooms and a restaurant area with a superb view of the Vieux Port, are laid out over a surface area of 4000 m².

The Pharo site, which has been in use for 2 years, receives nearly 55,000 visitors each year.

Bibliography

Histoire de Marseille by Edouard Baratier, published by Edouard Privat.

Denise Jasmin - *Thèse de doctorat d'Histoire de l'Art et de l'Archéologie : "La ville, l'administration et l'architecture à Marseille, 1830-1870"* Rive Sud – n°3

INAUGURATION OF THE ETTC'2001 CONFERENCE

(12 June at 09:00)

Ladies & Gentlemen,

Yesterday evening I had the pleasure of welcoming the representatives of the :

- City's and Region's political and scientific authorities
- industrial business chiefs in the aeronautics sector taking part in this event
- heads of the different companies presenting their equipment and technology for testing and simulation
- directors of specialist higher education establishments and research laboratories

Then, along with these personalities in the prestigious setting of the *Palais du Pharo*, I had the honour of inaugurating the exhibition where, for the duration of the conference, specialised equipment, results of recent specific studies and poster presentations relating to higher education in the City and Region (engineering schools, university institutes, CNRS research laboratories) were all assembled. These are directly related to the major aeronautics and marine firms.

Today, we shall start off with our official cycle of paper presentations on the leading theme of the conference : flight tests and simulation. Fifty-four presentations will be made during the 8 scheduled sessions based on all the contributions received. Three plenary presentations will enable you to situate the testing capacities of the Istres Base, the state of European cooperative action and the problematics of test simulation.

As Yves Remilleux from the *Direction des Centres d'Expertise et d'Essais (DCE)* has pointed out, the work carried out in modelling and simulation has undergone rapid developments during the past few years.

If we remain in the arms field, we can observe that these means and methods of modelling and simulation intervene at all stages of the development and validation process in the modern armaments system. And the same goes for the space field. The idea of the virtual firing range is also associated with the same problematics.

- In the wake of developments in new arms systems programmes, they are a preferred tool for decision-making aid for evaluating the potential of new technologies on overall system performance.
- During the specification phase, these tools make a valuable contribution to defining performances that should be achieved whilst ensuring that the chief system functions are completely coherent. Furthermore, these will make it possible to distinguish the accessible characteristics by simulation of those making it necessary to carry out tests.
- During the development phase, these methods and means of modelling and simulation make an essential contribution to the dimensioning of the equipment.
- During the evaluation phase, these means make it possible to explore the performance of equipment amongst others, outside the range of specification or to analyse their individual performance in the presence of any damage. When reducing the number of tests, they permit a considerable reduction in the costs and time required for the completion of the programmes.
- Finally, during the system's operation phase, these tools are valuable for the knowledge they provide. They also represent great potential for the training of staff and their integration into arms systems and, in particular, to testing, the object of this conference.

Today, the extension of calculating capacities and the availability of simulation "C.O.T.S." models of the open exciting perspectives. However, in order to make the most of all the advantages of a simulation approach, it is necessary to dispose of qualified personnel with a solid experience in the sector concerned. In order to make this limitation more tangible, the Istres test base at the Flight Test Centre and the School of Test and Reception Personnel case will be presented to you.

For data transfer, it is necessary to dispose of "robust" and "high output" satellite links. These links require specific modulations with palliatives on multiple reflected waves (by interlacing the message screens) and error correcting codes.

We are faced with a major problem of overcrowding on the frequency bands used also by mobile telephony and its GSM extension, and later, with an increased data transmission output with Ultra Wide Band (UWB).

Digitalised modulation makes it possible to approach the limits of a theory of information (Shannon's theorem : 1 bit/second for a bandwidth of 1 hertz). So we can see a common theme emerging from the 54 presentations ; a high output air-ground link, for the use of real-time tests, whilst allowing a significant reduction in their duration.

Thus the maiden flight made by the Airbus 340/600, an 80m-long aircraft, lasted for more than 6 hours, with the flight performance having been fully tested, helped by the modelling used at ground level.

This implies the use of large and reliable measurement channels with a perfect "traceability" in their components, calibration procedures and operations.

Two other points associated with this were also examined :

- Technological advances on antennae with frequencies 10 times higher than those used in telemetry. This is the privileged area of modelling which is often only checked sporadically.
- The verification of electromagnetic compatibility, carried out on components as well as aircraft and satellites, extending to technological advances in the lightning field.

In addition to the sessions, a round table on the exploitable spectrum will make it possible to assess the situation in 3 world radio zones :

Zone 1 - Europe and Africa

Zone 2 – America

Zone 3 – Asia and Australia

The limitation envisaged and the diversity of necessary bands in telemetry links can then bring their constraints to aircraft and UVA testing as well as to satellite links. This is the case of the GPS frequency protection or operational use extension of the high-altitude Global Hawk observation UVA to Europe and Australia.

Frequency management by country can have repercussions at each country's frontiers. The aim of the round table is to detect the influence using regional evaluations.

A TABLE DRIVEN EQUIPMENT SIMULATION APPROACH WITH A DYNAMIC BEHAVIOUR PERFORMANCE

Lorenzo Cibir
CARLO GAVAZZI SPACE SpA Via Gallarate 150
20151 Milano Italy

ABSTRACT DESCRIPTION

The simulation platform is based on one or several Computers/Workstations controlled via a 10/100baseT LAN from a Central Computer (CORE EGSE).

Each Computer supports the simulation of missing Payloads to be connected to a flight Master Control Unit via an RS485 communication BUS.

The proposed simulation approach is based on Simulation Structures generated with a table driven approach supported by a DBMS and relevant GUI that helps the operator to easily set up the necessary information.

In the **OFF LINE DATA PREPARATION** phase the simulator architecture allows to generate automatically or manually a sequence of data patterns (*Datasets*) linked to one another using DBMS structure, that is able to represent the dynamic evolution of Telemetry Parameter equipment in the **ON LINE SIMULATION** phase. Parameter **generation profiling** and **trigger** functionality offers interesting synchronisation capabilities useful to emulate a dynamic behaviour.

INTRODUCTION

Aim of this simulator is to provide the functionality needed for the Subsystem Simulation of missing equipment (Payloads) that are not present during earlier System Integration phases. This Subsystem simulation has been implemented simulating a communication channel based on the RS485 bus, following a MASTER and SLAVE protocol.(Master performing Polling and Selecting interrogation to the Slave units).

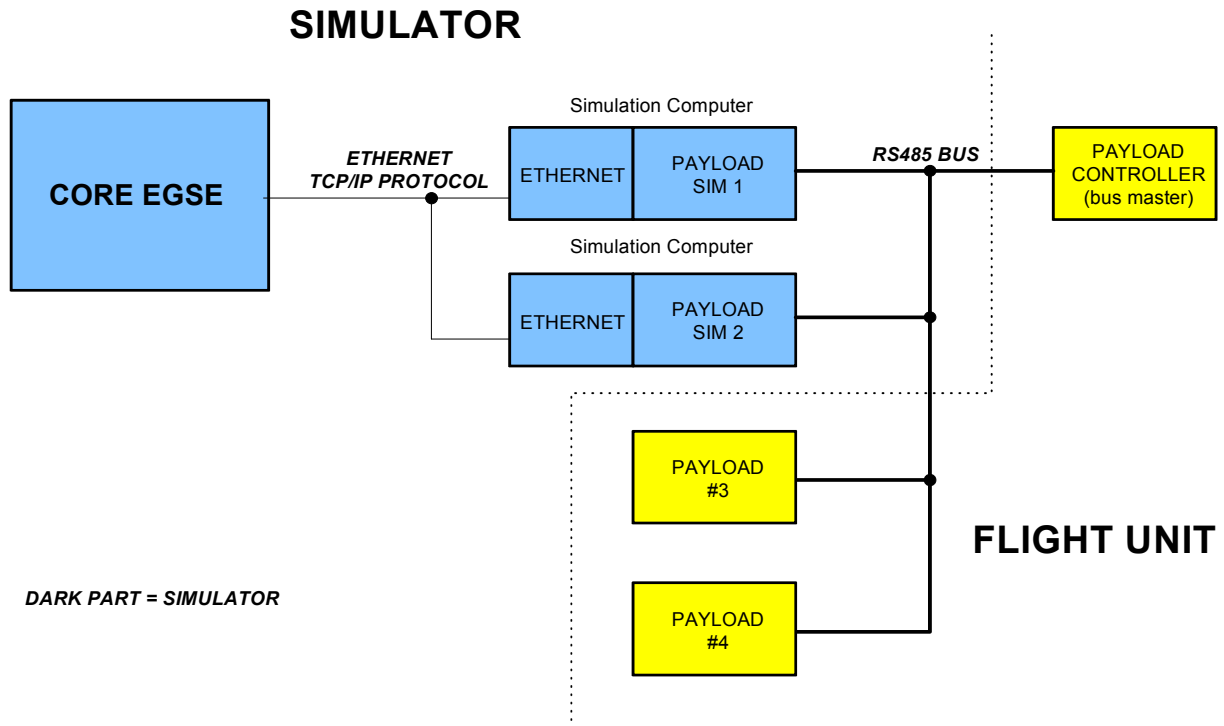
Master controller is the Payload Controller, while Payloads correspond to Slave units.

The simulator specifically substitutes missing Slave RS485 equipment.

The suggested approach is independent from the communication protocol established with the RS485 Master controller.

The simulation platform is based on one or several Computers/Workstations controlled via a 10/100baseT LAN by a Central Computer (CORE EGSE).

The following block diagram (picture 1-1) shows the described above configuration:



Picture 1-1 Payload Simulator general configuration

DATA FLOW basic rules between Payload controller and Subsystem Simulated

Data flow between simulated Subsystem and Payload Controller is a consequence of a command received from the Payload Controller (Master).

The following 3 main commands (sent by Payload controller) are foreseen:

- Set-up/Status modification commands (no answer from the simulated equipment except the protocol acknowledge)
- Housekeeping Data Request command (requiring answer)
- Scientific Data Request command (requiring answer)

SIMULATION OPERATIONAL PHASES

Simulation process consists of the following two phases:

- ☐ Off Line simulator set up
- ☐ On Line simulation

The Off Line simulator data set up is a task performed in the CORE EGSE workstation. An ad-hoc developed program supports generation and maintenance of the S/S Simulation DB. In fact Simulation Structures are entered in the Database. The user shall interact with such DB maintenance routines through a user-friendly GUI (Graphical User I/F). The GUI shall favour user activities while enforcing DB integrity.

The prepared and selected simulation structures are downloaded in the Computer Simulator connected via LAN to the CORE EGSE.

The On Line simulation is carried out by the Computer Simulator, being remotely controlled by CORE EGSE.

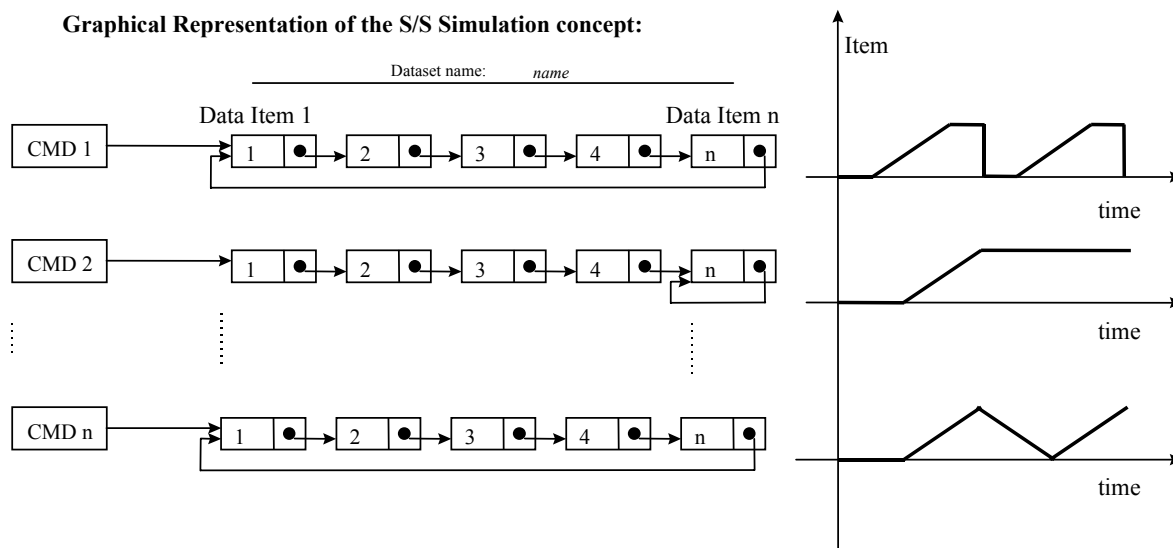
The Computer Simulator locates in memory the dynamic simulation structure, permits the satisfaction of the real time simulation requirement and supports Master and Slave RS485 protocol.

SIMULATION CONCEPT

S/S Simulation DB data is structured as *Datasets*, which are built out of *DataItems*. A *DataItem* represents a single response to a single Payload Controller issued Command. (See picture 2-1) Each Command is associated to a *Dataset*. Every time the simulator receives the same Command, the next *DataItem* is generated. The simulation pattern can support the generation of the first simulation *DataItem* after the last one (restarting the simulation) or it may generate

continuously the last block until an operator command stops the simulation (see Picture 2-1). The S/S Simulation Database shall contain data necessary to construct simulation patterns, thus:

- Identify single data blocks
- Associate blocks to build patterns
- Identify Payload Controller commands
- Associate patterns (*Datasets*) with Commands



Picture 2-1: Pattern Simulation Example

During **Simulation Database Maintenance** the *Command Definition* represents the first step in the definition of simulation data, and it consists of a declaration of the commands (related with subsystems to be simulated) together with the response packets to be used to react to these commands. (A specific GUI helps the operator)

The second step is the *Parameter Definition* that permits, using a specific GUI, to define the TM parameters (*DataItems*) associated with defined S/S commands. Each TM Parameter is identified by a database table row (tuple) <Subsystem Id, Response Id, Name>.

The third step is the *Parameter Profile Generation*. With a GUI, the user can define an Evolution Profile for each parameter that has been defined for *Dataset*.

The Evolution profile represents the pseudo-time evolution of the parameter.

This functionality enables the users to define a lower, an upper limit and a "step", in order to produce *Datasets* that correspond to linear evolutions. For example, if it is required to generate a *Dataset* with values ranging from 10 to 50 with an increment of 2 (i.e., 10, 12, 14, ...) it can be done automatically by just specifying the limits and the increment.

Triggering a parameter value

In order to implement the simulation synchronisation through specific events, a trigger function has been developed on a specified received command so as to continue the evolution of simulation to next *DataItem*.

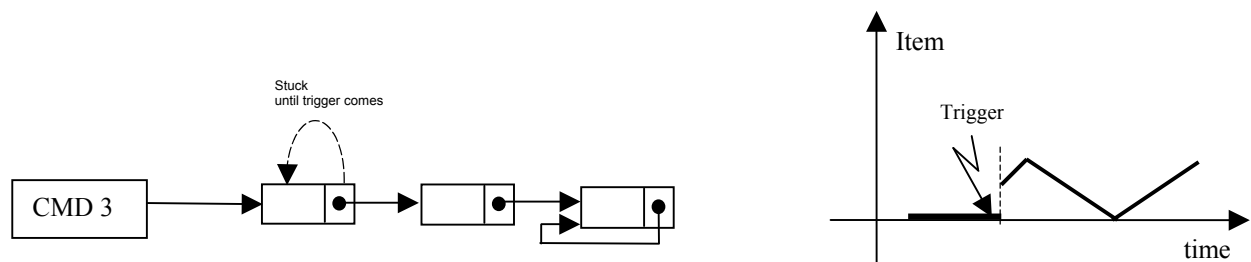
The Test Engineer may associate a trigger command to a particular parameter value. A trigger command is a valid S/S command belonging to the Subsystem that the Test Engineer is emulating.

The trigger is like a breakpoint: the simulator will

answer the same value associated to the trigger until a trigger command is received/detected; after the trigger event, the simulation answer will be made with next *DataItem*.

That means that if trigger command event is not detected, the simulation evolution is stuck: the same *DataItem* is emitted when the associated command is received (master interrogation). After the trigger condition event the simulation jumps to next *DataItem* (see picture 2-2).

Graphical Representation of the trigger concept:



Picture 2-2: Examples of Simulation Patterns with Trigger function

The trigger functionality is a prominent feature that allows to have the desired dynamic behaviour.

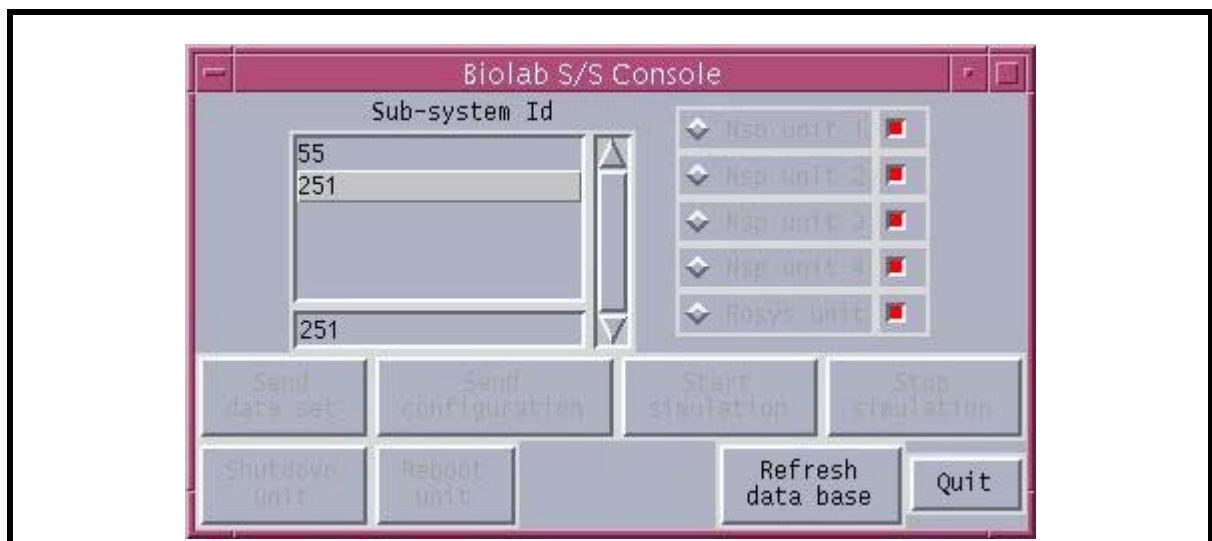
SIMULATION CONTROL CONSOLE

The Subsystem Simulation Console permits to control all subsystem simulation units providing the

user with facilities to configure units, to load data to them, and to control execution of the subsystem simulation.

To achieve its objective, the Console provides the user interface.

It is shown in picture 2-4 in order to have a lay out view of the operator GUIs named above.



Picture 2-4: Subsystem Simulation Console GUI

CONCLUSIONS

This simulation approach has been considered by the user intuitive and quite easy to use. This also because the simulated parameters are not generated indirectly by computational algorithm but directly by the user on the base of their specifics needs.

In fact both in automatic way and in manual way the simulation platform permits to build the desired simulation profiles.

Its utilisation has been employed not only to

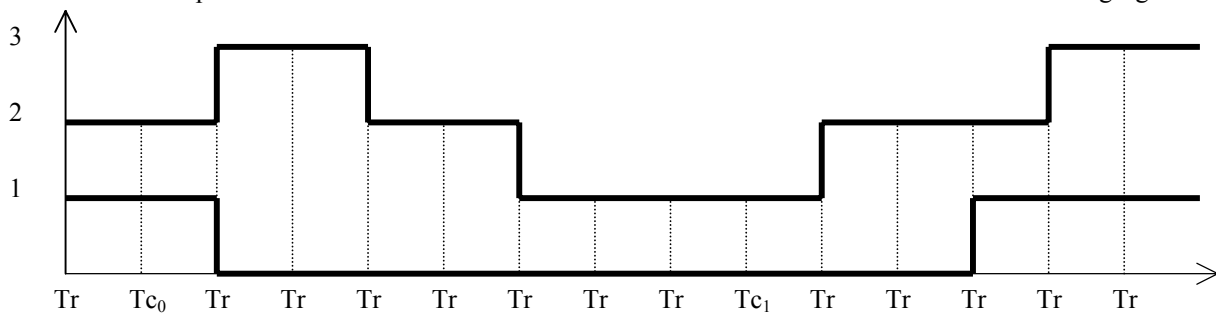
simulate missing units (missing Payloads in order to let Test integration activities proceed) but also to simulate error condition ,out of limit operational condition or any other special condition to be verified at higher Integration Test Level.

Trigger implementation permits to activate the desired simulation profile at the specified Command Event detection obtaining at the end the desired dynamic behaviour.

ADDENDUM

SIMULATION TRIGGER EXAMPLE

Here after an example of utilisation of the trigger in the simulation profile.



Supposing to have two parameters to be simulated whose behaviour is shown in the following figure:

(both parameters are shown in the same x-y diagram).

On the x-axis we put the TC (Telecommand) sent at that time. On the y-axis we put the absolute parameter value to be simulated (i.e. 0,1,2,3).

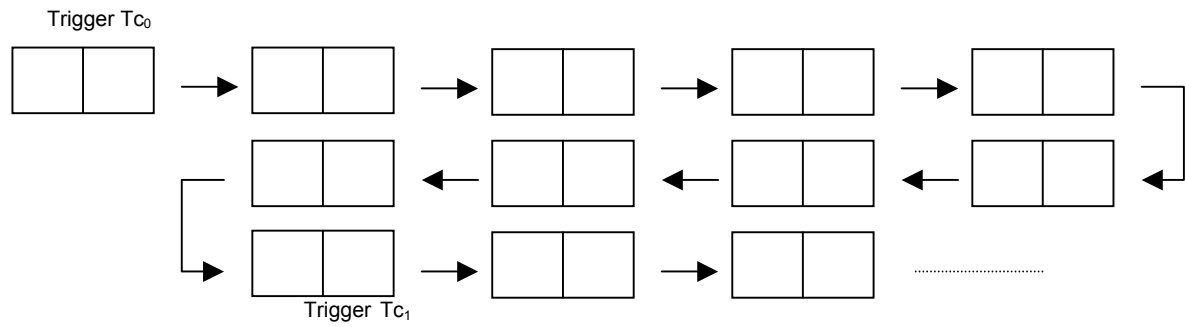
The following table describes the three TC's used in this example. The TC's Tc0 and Tc1 are trigger events for the TC Tr.

TC name	Description	Response
Tr	HK request	HK
Tc0	Turn function off	None
Tc1	Turn function on	None

The following figure (in the next page) shows the **Dataset associated to TC Tr**.

Each *DataItem* is graphically represented here after with a double box : the left box contains the absolute parameters value to be generated and the right one, if not empty contains the trigger event.

When the simulation pattern evolution arrives to a *DataItem* containing a Trigger, it sticks to the same parameter value until the corresponding Trigger (Tc0, Tc1) is received. (with out Trigger detection, every next Tr received, the same *DataItem* value is simulated)



Dataset representation associated to the telecommand Tr

The proposed trigger simulation example provides a synchronisation feature that permits to simulate situations in which parameter evolution follows different profiles. For example, after a *turn-on*

command, we can decide that in the simulated profile a temperature parameter increases, arrives to a stable value and stays there until the arrival of a *turn-off* command, after that it decreases.

Contribution de la simulation pilotée à l'intégration des aéronefs dans les systèmes de forces – expériences et perspectives

Gérard COLAS, Sylvain DREAN, Nicolas FRAGER, Frédéric PRAT
Centre d'Essais en Vol d'Istres
Délégation Générale pour l'Armement

1 Résumé succinct

Les activités de simulation pilotée peuvent contribuer de façon significative à préparer l'intégration des aéronefs dans les systèmes de forces. Au travers des thèmes « systèmes de préparation de mission » et « liaisons de données tactiques », les expériences et perspectives seront présentées.

Le centre de simulation du CEV peut participer activement à ces travaux de réflexion grâce à, d'une part son expertise sur les grands programmes aéronautiques, et d'autre part les expérimentations déjà réalisées : transmission de données tactiques entre le système d'information régimentaire (SIR) de l'armée de terre et l'hélicoptère Tigre, préparation de mission des avions de combat.

Les travaux futurs vont porter sur l'intégration de la liaison 16 dans les aéronefs de combat (principalement Mirage 2000, Rafale, Tigre), ainsi qu'à la mise en place de moyens de simulation permettant des couplages multi-simulateurs sur le site d'Istres et avec d'autres organismes (CEAM à Mont de Marsan, base d'Avord, expérimentation OTAN).

2 Introduction

La forfaitisation des grands programmes d'armement amène la direction des centres d'essais et d'expertise à un nouveau positionnement stratégique. Sa déclinaison au niveau des activités de simulation pilotée du centre d'essais en vol se traduit par 3 axes majeurs :

- études amont, études de concept, spécification de besoins,
- soutien aux essais en vol et à la qualification,
- intégration des aéronefs dans les systèmes de forces.

Sur ce dernier point, les bouleversements géopolitiques depuis 1989 ont entraîné une nouvelle réflexion sur les capacités et les possibilités d'action des forces françaises et européennes : actions humanitaires, déploiement sur des théâtres d'opérations éloignés ... Ces événements ont mis en évidence l'intérêt et les enjeux pour les forces françaises d'une bonne cohésion de l'ensemble du

dispositif français et son intégration dans un cadre plus vaste tel que l'OTAN.

les deux outils principaux et essentiels à l'intégration des aéronefs dans les systèmes de forces sont :

- les systèmes de préparation de mission,
- les liaisons de données tactiques.

Il s'agit en fait d'une chaîne complète d'acquisition, de traitement, et de transmission de l'information qui doit être mise en place. Les systèmes d'observation tels que les avions AWACS et Hawkeye, l'hélicoptère Horizon en sont les premiers maillons. Il faut également équiper les aéronefs de combat (avions de chasse Mirage 2000, Rafale, etc. et les hélicoptères Tigre et NH90). Au-delà des problèmes techniques d'intégration, la réussite est conditionnée par les aspects liés aux facteurs humains, plus particulièrement la charge de travail des équipages.

3 Expérimentations réalisées avec la simulation de l'hélicoptère Tigre

Présentation du contexte

Les travaux de développement de l'interface équipage-système de l'hélicoptère Tigre, et tous les aspects associés (ergonomie, facteurs humains, charge de travail, coopération équipage, ...) se sont déroulés en simulation pilotée au Centre d'essais en vols d'Istres, au Centre électronique de l'armement à Rennes, et sur le site industriel d'Eurocopter Deutschland à Munich depuis 1989. Ces phases de travail ont permis le développement et la validation de l'IHM complet des différentes versions de l'hélicoptère Tigre. Toutefois ces travaux ont porté essentiellement sur l'hélicoptère considéré isolément.

En parallèle, le DGA et l'armée de terre ont étudié le concept d'un système d'information régimentaire (SIR) permettant de structurer le déploiement et l'intervention des forces au sol.

Les premiers éléments de réflexion sur l'intégration du Tigre dans le dispositif de l'armée de terre française ont commencé avec la déclinaison dans l'ALAT du SIR : SIR-ALAT.

La participation de la simulation pilotée s'est traduite par 3 campagnes d'essais au CEV à Istres :

- **phase Eurogrid** : évaluation du système de cartographie Eurogrid du Tigre en 1997/1998, terminal d'affichage et de présentation aux équipages de la situation tactique (cf. ref. [3]),

- **phase TD-SIR-Tigre** : évaluation de la transmission de données entre le SIR-ALAT et le Tigre en 1998/1999, mise à jour en cours de mission de la situation tactique présentée aux équipages (cf. ref. [4]),

- **phase MIST** : évaluation du couplage entre le prototype de station de préparation de mission et le simulateur Tigre en 2000/2001, initialisation de la situation tactique avant le départ en mission (cf. ref. [5]).

Une des particularités dimensionnante de ces travaux est l'aspect multi-programmes/multi-industriels. En effet, il s'agit d'intégrer techniquement et de réussir l'interopérabilité de différents systèmes et équipements développés séparément par des industriels différents, gérés par des maîtres d'ouvrages différents, et souvent pour des besoins initiaux également différents :

- SIR et SIR-ALAT : développé par MSI sous maîtrise d'ouvrage SPART,
- PR4G : poste de radio de l'armée de terre et terminal d'émission/réception de la transmission de données développé par Thomson, sous maîtrise d'ouvrage SPART,
- Eurogrid, système de cartographie du Tigre, développé initialement par la société Dornier pour les besoins de l'armée allemande, rejoint ensuite par le côté français (Sextant avionique), sous maîtrise d'ouvrage OCCAR,
- Tigre, développement franco-allemand Eurocopter, et sous maîtrise d'ouvrage OCCAR,
- préparation de mission, développé par MSI sous maîtrise d'ouvrage SPART,
- NH90, hélicoptère développé par 4 nations (France, Allemagne, Italie, Pays-Bas) industriels (avec maîtrise d'œuvre NHI et industriels associés ECF, ECD, Agusta, Fokker), sous maîtrise d'ouvrage NAHEMA, qui doit également s'intégrer dans la même chaîne de transmission et de traitement de l'information,

Ces différents programmes représentent un ensemble d'enjeux et de défis technologiques aux interactions multiples qu'il n'était pas possible de coordonner finement dès l'origine (au risque d'attendre indéfiniment ...).

Objectifs des essais

Les essais en simulation avaient pour objectif la validation des systèmes composant la chaîne

fonctionnelle de transmission et de traitement des informations sur les aspects suivants:

- processus opératoires des équipements concernés,
- procédures de mise en œuvre et d'emploi des fonctions opérationnelles,
- intégration et interopérabilité fonctionnelle,
- facteurs humains et charge de travail équipage du Tigre et autres opérateurs (C3I, préparation de mission),
- validation des concepts proposés et des fonctions propres des systèmes.

Suite à ces travaux d'évaluation, les remarques doivent être harmonisées dans le contexte franco-allemands pour les équipements et systèmes communs (cartographie eurogrid, conséquences sur le Tigre). Les remarques sont ensuite présentées aux services de programmes et aux industriels concernés. L'état français et l'OCCAR ont ensuite pu mener à bien les contrats industriels permettant de développer et d'intégrer les systèmes concernés.

Moyens de simulation mis en œuvre

Les différentes phases d'évaluation sont déclinées sur la base du simulateur Tigre du CEV en version HAP. Pour la phase TD-SIR-Tigre, deux simulateurs fournis par MSI ont été couplés en temps réel : réseau SIR et un poste de commandement C3I. Pour la phase MIST, des fichiers ont été échangés entre la station et le simulateur.

Simulateur piloté du Tigre

Le simulateur piloté du Tigre comprend 2 cockpits (1 par membre d'équipage), chacun comprenant les équipements nécessaires aux évaluations (organes et panneaux de commandes, écrans, viseurs, etc. cf. ref. [1] à [4]). La modélisation comprend le fonctionnement comportemental des systèmes embarqués, les logiques, les modes et les symbologies des logiciels embarqués, incluant les modes dégradés.

Environnement tactique

Le logiciel « ENVTAC » développé par le CEV permet de générer et de gérer une situation tactique conformément aux scénarios définis : amis (par ex. patrouilles d'hélicoptères, sites de ravitaillement, sites de repli), ennemis (cibles aériennes menaçantes, sites sol/air, convois), zones tactiques (couloirs, zones) etc. Les entités mobiles au sol et en vol sont dotées d'un comportement préprogrammé, ils peuvent réagir et interagir, entre eux et avec le simulateur piloté du Tigre, en fonction de critères et d'événements (franchissement d'une ligne ou d'une zone, distance de rapprochement, etc.).

Restitution du monde extérieur

Chaque cockpit est disposé dans une sphère de projection de 8 m de diamètre permettant de visualiser le paysage extérieur sur environ 200° x 55°. Ce paysage, ainsi que les images de senseurs, est généré par un système d'imagerie synthétique. A cet effet, une base de données du terrain d'exercice comprend les informations d'altimétrie, de planimétrie, et des objets 3D (maisons, bâtiments, arbres, ...) pour la représentation du paysage, du terrain, et des entités et objets utilisés dans les scénarios tactiques.

Méthodologie d'essais

La méthode d'essais proposée repose essentiellement sur la mise en situation des équipages évaluateurs au travers de scénarios de mission reproductibles et aussi réalistes que possible. Ces scénarios ont été joués par des équipages d'expériences et d'origines diverses (CEV, STAT, ALAT, etc.) permettant ainsi, grâce à cette diversité, de multiplier les points de vue, d'assurer une meilleure couverture des besoins et surtout de compenser la subjectivité intrinsèque à ce type de travaux.

La conduite et la gestion des essais sont assurées depuis une salle spécifiquement équipée : dotée de toutes les recopies des équipements des cockpits et de moyens de suivi, elle permet l'analyse en temps réel du déroulement des missions. Des moyens audio et vidéo permettent de préparer les exploitations ultérieures, en particulier les séances de débriefing.

Déroulement

Chaque séance de simulation est précédée d'un briefing pour préciser les objectifs de la mission simulée, le contexte tactique associé et les consignes particulières.

Pendant le déroulement de la mission, l'ingénieur responsable des essais et d'éventuels observateurs notent et analysent les points remarquables, et amorcent les éléments d'explications (problèmes rencontrés, événements, etc.).

Un débriefing « à chaud » permet de recueillir les premières impressions de tous les participants et de les confronter.

Pour chaque équipage, un débriefing global (sur l'ensemble des missions effectuées) permet de consolider les premières analyses, de reconsidérer ou d'étayer les remarques, en particulier avec les éléments audio-vidéo.

Enfin, une réunion générale permet à tous les participants (équipages, autres opérateurs, ingénieurs d'essais, industriels, etc.) d'harmoniser les points de vue et d'élaborer une synthèse globale.

Scénarios d'évaluation

Les scénarios de mission retenus doivent permettre diverses configurations de mission, correspondant à des missions opérationnelles réalistes : combat (destruction d'objectifs), reconnaissance, appui-sol, transit, de jour et de nuit. Pour garantir le bon niveau de réalisme et l'adéquation aux objectifs de l'évaluation en simulation, ces différents scénarios sont élaborés en commun avec les officiers des équipes de marque de la STAT de Valence. Ces missions doivent s'insérer dans un contexte tactique complet impliquant des opérateurs humains (commandant d'unité, opérateurs C3I) et des entités virtuelles tels que patrouilles amies et ennemis, système sol/air, convois, etc. ayant aussi leur missions propres.

Concernant l'équipage du Tigre, chaque scénario est composé des éléments suivants,

- * d'une part les éléments connus des équipages :
 - contexte tactique général (situation générale du champ de bataille, actions en cours amies et ennemies, sites amis et ennemis, autres composants, etc),
 - procédures générales d'emploi telles que consignes, conduite à tenir, rôles et répartition des tâches des membres d'équipages, (les procédures opérationnelles d'emploi ne sont pas définies officiellement par l'ALAT à l'époque des évaluations),
 - fiche de briefing pour l'accomplissement de la mission,
 - initialisation de l'hélicoptère (configuration armement, plans de vols, radio-navigation, informations présentées sur le système cartographique, etc.),

* et d'autre part, des éléments préparés mais inconnus des équipages (pannes, dégradations des conditions météorologiques, évolution de la situation tactique, apparition de cibles, consignes envoyées par le commandement d'unité, etc.).

Ces derniers éléments sont essentiels pour l'évaluation de la charge de travail et sur les aspects facteurs humains, car ils permettent de voir comment l'équipage peut faire face à une nouvelle situation et sa capacité à exploiter efficacement les moyens et outils mis à sa disposition.

Résultats obtenus

La simulation était basée sur des spécifications préliminaires, (voire même sur des hypothèses à défaut de spécifications) et les travaux de préparation des moyens de simulation (avant les campagnes d'essais) ont permis de soulever certains problèmes de spécifications (ambiguïtés, contradictions, lacunes, compléments, etc.).

Les conclusions des différentes campagnes d'essais ont principalement porté sur :

- l'apport opérationnel et adéquation aux besoins,
- l'ergonomie des systèmes proposés,
- les procédures d'emploi,
- l'optimisation du fonctionnement, eu égard à la charge de travail équipage, en particulier le niveau d'automatisation de certaines fonctions,
- le niveau d'interopérabilité et d'intégration des systèmes et fonctions.

Après chaque campagne d'essais, l'OCCAR et les services de programmes concernés ont pu bénéficier de propositions d'amélioration constructives pour finaliser les contrats industriels (marchés de développement, marchés de série, etc.).

4 Expérimentations réalisées avec les systèmes de préparation de mission d'avions de combat

Le Système Local de Préparation et de Restitution de Missions (SLPRM), partie intégrante du programme SCCOA, a pour vocation de permettre aux équipages des différents aéronaves de l'Armée de l'air (Rafale, Mirage 2000D, 2000N, 2000-5) et de la Marine (Rafale, Super Etendard Modernisé, Hawkeye) :

- la préparation de leurs missions et de charger les données embarquées nécessaires aux aéronaves, aux armements et aux missiles de croisière,
- la restitution de la mission au retour du vol.

Descendant du trio "carte aéronautique – crayon gras – règle de Cras", le SLPRM permet d'intégrer, en plus d'un tracé sur fond cartographique numérisé, l'ensemble des données et contraintes d'une mission. Citons par exemple la gestion du pétrole, du timing (en particulier lors de vols à plusieurs avions, qui nécessitent une synchronisation parfaite) et de la situation tactique (SITAC) où l'on trouve la position des défenses adverses, ainsi que leur efficacité prévisionnelle en fonction de la trajectoire et de l'altitude des avions de la mission.

Le SLPRM permet également d'analyser les données collectées lors de l'exécution de la mission ; c'est la phase "restitution".

Les données de préparation et de restitution, fournies aux équipages sous forme "papier", sont également enregistrées sous forme numérique, dans des cartouches de mémoire permanente qui sont insérées dans l'avion, permettant un transfert direct d'informations entre le SLPRM et ce dernier.

Au sein du CEV Istres, une équipe mixte, composée d'un ingénieur d'essais et d'un navigateur officier systèmes d'armes, est chargée du suivi du programme SLPRM :

- aide à la spécification et participation à la définition des IHM,
- suivi du développement,
- coordination (via les réunions d'avancement et du groupe de pilotage),
- opérations de recette, d'essais, d'évaluation et de qualification, qui s'effectuent en deux volets :
 - essais plate forme SLPRM,
 - essais en vol, avec contrôle des données chargées à bord des avions via un média issu du SLPRM.

Le SLPRM est présent sur le site du CEV Istres depuis novembre 1999, et la première phase d'essais, concernant la version V1.0 du SLPRM relative au SEM standard 3, a débuté en septembre 2000. Les essais relatifs à la version V1.1 destinée entre autres au Rafale F1, se dérouleront au cours de l'année 2001. Ceux de la version V1.2 (préparation de mission du missile ATDS APACHE) sont prévus fin 2001.

5 Perspectives et travaux futurs

Les travaux futurs du CEV porteront principalement sur l'intégration de la liaison de données tactiques dans les aéronaves des forces françaises. Le programme majeur actuel concerne la Liaison 16, liaison de données tactiques de référence au sein de l'OTAN, et qui équipera progressivement les trois armées françaises.

La liaison 16 est une liaison de données numériques, qui permet l'échange d'informations entre plates-formes aériennes, terrestres et maritimes. Les informations échangées concernent entre autres la surveillance (par l'échange de détections et l'identification coopérative), le contrôle et le commandement. La liaison 16 fait l'objet d'une normalisation OTAN pour la messagerie et le support de transmission.

Le support de transmission de génération la plus récente est le terminal MIDS LV, développé en coopération internationale (Etats-Unis, France, Italie, Espagne et Allemagne). Il équipera le Rafale, les Mirage 2000 D et -5, ainsi que le système MARTHA.

La liaison 16 permettra de remplacer pour certaines utilisations les liaisons phoniques, qui sont aujourd'hui jugées insuffisantes pour une coordination efficace des divers intervenants du champ de bataille. Elle va permettre d'obtenir une meilleure interopérabilité entre les différentes

composantes des forces, et ceci dans un cadre international.

Le CEV contribue aujourd'hui à l'intégration de la Liaison 16 dans les aéronaves français, en participant aux travaux de spécification pour les Mirage 2000 D, Mirage 2000-5, Rafale F3, et hélicoptères de l'ALAT. Ces travaux d'expertise sont progressivement suivis d'essais en simulation pilotée. Les premiers essais ont débuté en 2001, sur la simulation Mirage 2000 D, avec des études d'intégration des fonctionnalités liaison 16 dans l'IHM.

Les essais liaison 16 au CEV porteront sur différents domaines :

- la participation à l'élaboration des spécifications liaison 16 plates-formes,
- l'étude de concepts d'emploi opérationnel innovants,
- la vérification de l'interopérabilité avec les autres plates-formes équipées de la liaison 16, qu'elles soient françaises ou alliées,

Le CEV sera amené dans un premier temps à réaliser des essais d'aide à la spécification liaison 16. Parmi les travaux de spécification, ceux concernant l'IHM seront importants. L'intégration de la liaison 16 nécessite la visualisation d'informations supplémentaires sur les moyens existants, et l'ajout de nouvelles commandes. Les études d'ergonomie doivent permettre d'aboutir à un compromis entre la richesse de la liaison 16, et la nécessité de limiter l'affichage en cabine aux informations pertinentes, exploitables par l'équipage. Des essais d'ergonomie sont en cours de réalisation au CEV sur la simulation pilotée Mirage 2000 D : la spécification initiale des besoins pour l'IHM liaison 16 est implémentée par les équipes du CEV. Elle est évaluée, amendée et validée de façon itérative, suite aux passages de pilotes (CEV, CEAM, opérationnels) en simulation.

Les possibilités offertes par la liaison 16 sont nombreuses. Elle permet à tous les participants du dispositif d'accéder à une situation tactique élargie et commune. Les centres de commandement et de contrôle peuvent connaître en temps quasi-réel l'état d'engagement et les ressources des chasseurs. Tous ces éléments permettent d'envisager de nouveaux concepts d'emploi opérationnel, qui pourront être étudiés et testés en simulation. En effet, contrairement à de nombreux centres de commandement et de contrôle, qui utilisaient déjà des liaisons de données tactiques avant la liaison 16 (liaison 1, liaison 11...), c'est une expérience nouvelle pour les avions de combat : des études importantes sont donc nécessaires.

Enfin, l'intégration de la Liaison 16 dans une plate-forme nécessite de vérifier la cohérence des échanges avec les autres interlocuteurs liaison 16 ; il s'agit de vérifier l'interopérabilité.

La vérification de l'interopérabilité doit se faire à trois niveaux :

- au niveau réseau,
- au niveau abonnement,
- au niveau exploitation.

Les tests au niveau réseau ont pour objectif de vérifier la connectivité et l'échange correct de messages entre terminaux.

Les tests au niveau abonnement s'intéressent plus précisément à la messagerie normalisée liaison 16. Ils ont pour objectif de vérifier le bon séquençement des échanges de messages (protocoles) entre plates-formes et la bonne exécution des actions (procédures).

Enfin, les tests au niveau exploitation s'intéressent à l'aspect utilisation opérationnelle. Ils doivent vérifier que l'interprétation et l'utilisation des informations liaison 16 permettent d'obtenir l'efficacité requise dans le contexte opérationnel.

Figure 1 : Niveaux de tests d'interopérabilité Liaison 16

Fehler! Keine gültige Verknüpfung.

Les essais en simulation au CEV porteront sur les tests d'interopérabilité de niveaux abonnement et exploitation. Les tests de niveau abonnement ne nécessitent pas véritablement de simulation pilotée, contrairement aux tests de niveau exploitation, où les opérationnels seront nécessairement impliqués.

Ces tests d'interopérabilité pourront être réalisés en connectant les simulations pilotées du CEV avec des plates-formes diverses :

- d'autres simulations du CEV (exemple : interopérabilité Mirage 2000 D – Rafale, ou avec des cabines simplifiées mettant ainsi en œuvre plus de simulateurs pilotés),
- des simulations distantes (exemples : simulateur SDCA d'Avord, simulateur de Tornado italien),
- des bancs d'intégration SNA (bancs Mirage 2000 et Rafale de Dassault Aviation Istres),
- des aéronaves réels.

Afin de réaliser les essais présentés ci-dessus, le CEV doit modifier les moyens de simulation existants afin d'y ajouter des capacités liaison 16, et doit se doter de moyens spécifiques.

Les simulations d'aéronaves du CEV doivent être modifiées afin d'intégrer des capacités de traitement liaison 16. Les travaux nécessaires comprennent la

modification de l'IHM, l'adjonction de traitements d'abonnement et d'exploitation liaison 16, et une modélisation simplifiée des aspects terminal et réseau. Ces travaux ont débuté sur les moyens de simulation Mirage 2000D. Ils concerneront bientôt les autres programmes.

Une évolution du logiciel d'environnement tactique ENVTAC est également prévue, afin de fournir aux entités générées des fonctionnalités liaison 16 simplifiées.

Enfin, un nouveau moyen d'essais liaison 16 sera installé au CEV avant fin 2001 : l'OVET (Outil de Validation des Echanges Tactiques).

L'OVET est développé par Thales Air Operations au profit des programmes Mirage 2000 et MCT. Il sera installé à la fois au CEV d'Istres et au CEAM de Mont de Marsan. C'est une plateforme de simulation mettant en œuvre les échanges par liaison 16. L'OVET possède les fonctions nécessaires pour la préparation, la supervision et l'analyse temps différé d'essais orientés liaison 16. L'outil intègre également des modèles comportementaux des plates-formes de l'Armée de l'Air (MCT, CDC, SDCA, Rafale), modèles qui sont pilotables par des opérateurs au travers d'IHM simplifiées. Ils fournissent les opérateurs pour constituer un dispositif.

L'OVET possède également des capacités de couplage diverses, permettant de connecter l'outil à différentes simulations ou plates-formes réelles :

- capacités de connexion locale ou distante aux standards DIS et SIMPLE, standards d'interconnexion de simulations les plus utilisés dans le cadre des activités liaisons de données tactiques,
- capacités de couplage aux bancs d'intégration SNA,
- capacités d'émission et réception de messages liaison 16 de et vers des aéronefs en vol.

Figure 2 : Schéma fonctionnel de l'OVET

Fehler! Keine gültige Verknüpfung.

Les possibilités offertes par l'OVET sont importantes. L'outil fournit les moyens nécessaires au CEV pour stimuler ses cabines pilotées d'aéronefs de combat et pour analyser les échanges tactiques. Il va également permettre la participation des simulations pilotés à des tests interconnectés nationaux et OTAN.

6 Conclusion

Le challenge, que doivent réussir les équipes du CEV pour les prochaines années dans des délais très stricts, est la mise en place de nouveaux moyens d'essais en simulation, permettant la mise en œuvre

de simulations multi-entités (pilotées et virtuelles) incluant des couplages avec d'autres organismes. Cet ensemble de moyens doit permettre d'évaluer et de spécifier les besoins opérationnels en terme de liaisons de données tactiques, en particulier pour aspects de facteurs humains et de charge de travail.

Grâce aux moyens existants et à venir, le CEV pourra contribuer activement à l'intégration des aéronefs dans les dispositifs tactiques franco-français ou alliés.

7 Glossaire

ALAT : Aviation Légère de l'Armée de Terre

CEV : Centre d'Essais en Vol

C3I : système de commandement, communication, contrôle et d'information

CDC : Centre de Contrôle

CEAM : Centre d'Expériences Aériennes Militaires

DIS : Distributed Interactive Simulation

DGA : délégation générale à l'armement

EC : Eurocopter

ECD : Eurocopter France

ECF : Eurocopter Deutschland

HAP : Hélicoptère Tigre version appui-protection

IHM : Interface Homme Machine

MARTHA : Maillage des Radars Tactiques pour la lutte des Hélicoptères et des Aéronefs à voilure fixe

MCT : Module de Contrôle Tactique

MIDS LV : Multifunctional Information Distribution System Low Volume

MIST : moyen d'interface entre le SIR et le Tigre

MSI : Matra Systèmes et Informations

OCCAR : organisme conjoint d'armement (agence européenne),

OTAN : Organisation du Traité de l'Atlantique Nord

OVET : Outil de Validation des Echanges Tactiques

PR4G : Poste radio de 4 eme génération de l'armée de terre

SIMPLE : Standard Interface for Multiple Platform Link Evaluation

SIR : Système d'information régimentaire de l'armée de terre

SIR-ALAT : version ALAT du SIR

SDCA : Système de Détection et de Contrôle Aéroporté

SNA : Système de Navigation et d'Attaque

SCCOA : Système de contrôle et de commandement des opérations aériennes

SPAé : Service des programmes aéronautiques

SPART : Service des programmes de l'armement terrestre

STAT : Section technique de l'armée de terre

TD-SIR-Tigre : transmission de données entre le SIR et le Tigre

8 Références :

[1] : Simulation de mission pour le Tigre (version appui protection) par JF Rigal et G Colas conférence AGARD OTTAWA mai 1996.

[2] : Simulation de mission pour le Tigre (version appui protection) par JF Rigal et G Colas Colloque AAAF 06.03.1997.

[3] : Rapport d'essais « Evaluation en simulation pilotée de l'indicateur cartographique Eurogrid ». document CEV Istres 17.04.1998.

[4] : Rapport d'essais « Evaluation en simulation pilotée « transmission de données entre le SIR et le Tigre ». document CEV Istres 17.02.1999.

[5] : Rapport d'essais « Evaluation en simulation pilotée de l'interface MIST entre le SIR et le Tigre » document CEV Istres à paraître.

SIMULATION NUMERIQUE EN MECANIQUE DES FLUIDES ET ESSAIS DE SYSTEMES AEROPROPULSIFS

C. GRANDEMANGE

Centre d'Essais des Propulseurs – SACLAY – 91895 ORSAY Cedex - FRANCE

RESUME

Après une brève description du Centre d'Essais des Propulseurs en termes de capacités et de typologies d'essais, sont exposées les raisons qui ont conduit le CEPr à mettre en place une activité de simulation numérique. Les missions données à cette activité sont ensuite déclinées. La simulation numérique est impliquée dans de nombreux projets d'essais et vient en soutien des actions de rénovation des installations comme des réflexions prospectives sur celles-ci. Le code de calcul utilisé est FLUENT que l'on s'attache à valider pour les applications propres au CEPr. Quatre exemples sont ensuite présentés. Ils concernent un projet de rénovation de l'amont des bancs d'essais R3 et R4, un essai de drone en jet libre, l'étude d'une évolution d'une installation d'essai en jet libre supersonique pour des Mach et des altitudes plus faibles ainsi qu'une méthode de développement de grilles de distorsion. Les perspectives d'évolution de l'activité sont enfin développées sur le plan technique.

LE CENTRE D'ESSAIS DES PROPULSEURS

Au sein de la Délégation Générale pour l'Armement et plus précisément de la Direction des Centres d'Essais, le Centre d'Essais des Propulseurs est le centre dédié aux essais sol ou en altitude simulée de tout ou partie des systèmes propulsifs aérobies. Situé en région parisienne, au Sud Ouest de Paris, de nombreux types de moteurs différents y sont testés.

Tout d'abord, le CEPr a la spécificité européenne de posséder plusieurs caissons d'altitude qui sont des bancs d'essais fermés au sein desquels les conditions de vol du spécimen sont recréées. On parle d'essais en altitude simulée. Des turboréacteurs, des statoréacteurs, des turbomoteurs et des corps HP sont alimentés avec des conditions aérodynamiques représentatives du vol. Les essais peuvent être réalisés soit en veine forcée i.e. avec une connexion directe du moteur aux machines d'alimentation du caisson, soit en jet libre auquel cas tout ou partie du spécimen baigne dans un écoulement correspondant à celui qu'il verrait en vol. Des essais de givrage sont aussi réalisés dans

ces caissons d'altitude. Pour ce faire, de nombreux moyens d'atmosphérisation sont utilisés qui génèrent de l'air, sec ou humide, comprimé ou déprimé, chaud ou froid pour alimenter les différents bancs d'essais. De même, pour extraire l'air en aval des bancs d'essais, des réfrigérants et des compresseurs sont nécessaires.

Ensuite, le CEPr possède des bancs d'essais de composants, qui permettent par exemple de tester les chambres de combustion de moteurs civils ou militaires.

Enfin, des bancs sol peuvent accueillir des turboréacteurs, par exemple pour des essais d'ingestion, ou des turbopropulseurs. Dans ce cas, les moteurs sont alimentés par de l'air aux conditions atmosphériques du jour.

L'ACTIVITE DE SIMULATION NUMERIQUE EN MECANIQUE DES FLUIDES

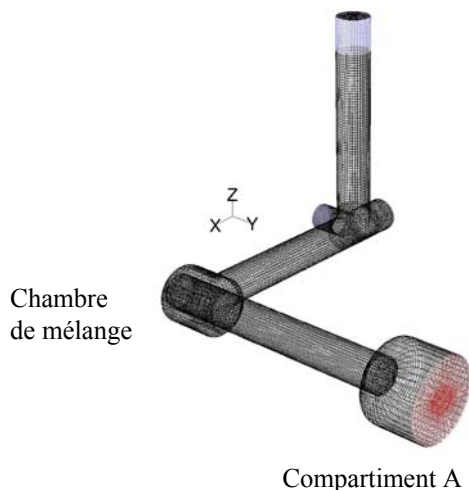
Avec le développement des capacités à la fois des moyens informatiques et des outils de calcul en mécanique des fluides, l'aéronumérique est devenue une aide précieuse au CEPr pour comprendre plus finement les interactions entre les bancs d'essais et les spécimens et en conséquence améliorer les prestations proposées. De plus, l'utilisation de la simulation numérique en mécanique des fluides permet de réduire les coûts, le temps alloué à chaque projet et les risques techniques. Dans ce contexte, l'activité de simulation numérique en mécanique des fluides s'attache à remplir trois missions. Tout d'abord, elle oriente les choix techniques lors des projets de rénovation et de modification des installations. Ensuite, elle permet de valider les montages d'essais en garantissant au client la représentativité qu'il désire pour un essai donné. Dans ce cadre, l'activité de simulation numérique participe à la mise en place de nouvelles méthodologies d'essais. Enfin, l'aéronumérique est particulièrement précieuse pour venir en soutien des études prospectives sur les moyens d'essais. Quelques exemples concrets seront décrits plus loin.

Le CEPr a fait le choix d'un code de calcul industriel généraliste, FLUENT, de sorte à privilégier des études appliquées à des développements plus fondamentaux. Il est par contre nécessaire de valider ce code industriel pour les applications du Centre d'Essais des Propulseurs, ceci en confrontant autant que faire se peut les calculs aux résultats expérimentaux ou à ceux d'essais à échelle réduite. Aujourd'hui, le CEPr a les compétences pour mener des calculs aérodynamiques en stationnaire ou en instationnaire pour des domaines d'écoulements allant du subsonique au supersonique ainsi que des calculs de thermique.

Pour rendre plus concrètes les explications précédentes, quatre exemples d'applications vont être développés maintenant. Ils concernent un projet de rénovation de l'amont des bancs d'essais R3 et R4, un essai de drone en jet libre, l'étude d'une évolution d'une installation d'essai en jet libre supersonique pour des Mach et des altitudes plus faibles ainsi qu'une méthode de développement de grilles de distorsion.

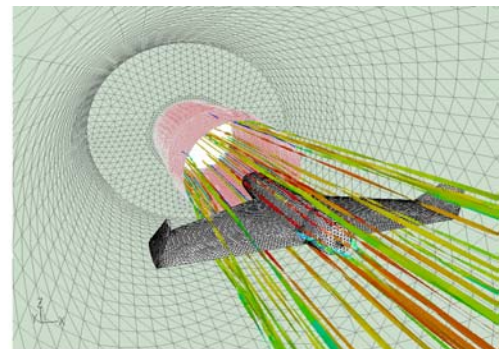
Exemples

Dans le cadre d'un projet de rénovation du réseau d'alimentation des bancs R3 et R4, a été réalisé par simulation numérique un diagnostic des qualités aérodynamiques de l'écoulement en amont du banc et donc du moteur. Il est en effet nécessaire que les moteurs soient alimentés avec des distorsions de pression, de température et de vitesse qui soient minimales de sorte à connaître leurs performances de façon nominale. Il faut de plus que l'écoulement alimentant le moteur ne soit pas animé d'un mouvement de rotation. Ce diagnostic a d'abord permis de retrouver par calcul les observations et les mesures réalisées auparavant et surtout a permis de mettre en avant les sources d'améliorations possibles et de proposer ensuite une nouvelle installation. La proposition faite a servi de base au projet de rénovation dont la réalisation est prévue à court terme.



Projet d'installation

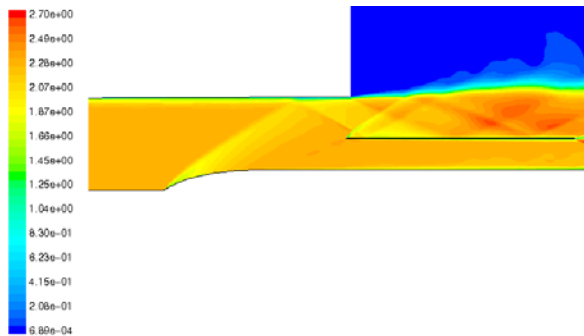
L'étude sur les essais de drones en jet libre a été menée après la réalisation des essais pour démontrer l'apport de la simulation numérique dans ce domaine et pour établir une étude de référence. L'objectif à moyen terme pour ce type d'essais est de mettre en place une méthodologie d'essais générale permettant de s'affranchir le plus souvent de l'outil numérique. Deux simulations numériques ont ici été confrontées aux résultats expérimentaux. Les simulations numériques sont d'une part le calcul de l'écoulement recréé autour du drone dans le moyen d'essai et d'autre part le calcul de l'écoulement autour du drone pendant le vol. Les conditions de calcul correspondent naturellement. Tout ceci est confronté aux résultats des essais en caisson. L'objectif des essais réalisés étant de tester la partie propulsive du drone, c'est au niveau des entrées d'air que la comparaison est la plus intéressante. Les résultats présentés montrent une excellente cohérence entre calculs et essais et une très bonne représentativité des essais par rapport au vol.



Calcul de l'écoulement autour du drone testé en jet libre en caisson d'altitude

Le CEPr s'est doté d'une installation d'essai de missiles à statoréacteur en jet libre supersonique. Une tuyère de Mach amène l'écoulement d'air aux bonnes conditions de pression statique, de température statique et de Mach autour du missile dont il est alors possible de tester le statoréacteur. Des variations d'attitude du missile sont possibles ainsi que des variations d'altitude... Conçue pour une certaine gamme de Mach et d'altitude, la question a été posée de faire évoluer l'installation vers des Mach et des altitudes plus faibles. Les capacités maximales en débit massique du CEPr (220 kg/s) imposent une taille maximale de la tuyère. Il apparaît alors un risque de retour de l'onde de choc créée autour du nez du missile après qu'elle a frappé la tuyère. Dans ce cas, l'écoulement

est perturbé de façon non négligeable au niveau des entrées d'air du missile et la représentativité de l'essai s'en trouve fortement détériorée. Une solution à ce problème consiste à mettre en place un système de protection annulaire qui protège du retour de l'onde de choc, sans pour autant capter la détente qui succède à l'onde de choc au niveau du nez du missile. Une optimisation du positionnement et de la forme de cette protection a été réalisée par simulation numérique. Ainsi, une bonne représentativité des conditions aérodynamiques au niveau des entrées d'air est garantie au client.



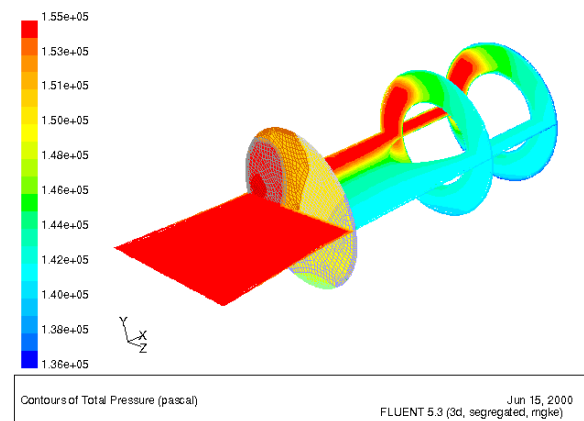
Essais en jet libre supersonique à Mach 2,3
Utilisation de la protection annulaire

Les essais de turboréacteurs sont réalisés avec des conditions aérodynamiques d'alimentation les moins distordues possibles comme le premier exemple l'a montré. Cependant, pour recréer de façon stationnaire les distorsions générées par exemple par l'entrée d'air de l'avion, il peut être nécessaire de créer volontairement et de façon contrôlée des distorsions en entrée du moteur. Pour cette raison, une méthode de développement de grilles de distorsion est étudiée au CEPr. Elle est basée à la fois sur des calculs tridimensionnels de l'écoulement allant de l'amont de la grille de distorsion jusqu'au moteur et sur des formules empiriques de pertes de charge. Elle permet de recréer une cartographie de pression totale donnée par le client. Des essais prévus à court terme permettront de valider la méthode étudiée et de l'améliorer si nécessaire.

L'AVENIR

L'activité de simulation numérique est très certainement appelée à jouer un rôle encore plus important au Centre d'Essais des Propulseurs. Un élargissement des compétences à moyen terme est effectivement visé. La combustion, l'hypersonique, les écoulements diphasiques dans le cadre des essais de givrage ainsi que le couplage des calculs réalisés en mécanique des fluides avec ceux menés en

mécanique des structures sont autant d'axes à développer. A plus long terme, deux évolutions majeures sont envisagées. D'une part, il apparaît important de mieux modéliser les différents réseaux d'air d'atmosphérisation, en exploitant par exemple un logiciel de calcul dédié qu'il serait possible de coupler au code de calcul FLUENT. Ainsi, l'influence de l'ensemble du réseau en amont d'un banc sur l'alimentation de ce banc pourrait être calculée, en stationnaire ou en instationnaire. D'autre part, une meilleure connaissance des logiciels de calcul des performances globales des moteurs, avec l'idée sous-jacente de les coupler avec le code de calcul FLUENT, permettrait d'avoir une connaissance fine de l'interaction entre le spécimen et le banc d'essai. Il est alors envisageable d'analyser finement les essais à réaliser ou réalisés. Ces calculs deviendraient dès lors un outil de diagnostic intéressant autant pour le moyen d'essai que pour le spécimen.



Calcul de la distorsion de pression totale
recréée en entrée du moteur

CONCLUSION

L'activité de simulation numérique en mécanique des fluides du Centre d'Essais des Propulseurs est fortement intégrée aux différents essais réalisés au CEPr en s'attachant à optimiser la représentativité de ceux-ci. Elle tâche de les améliorer régulièrement en s'impliquant dans la définition des différentes méthodologies d'essais. Elle soutient de plus les évolutions importantes des installations et participe à la réflexion prospective du CEPr. L'activité de simulation numérique vise enfin à s'intégrer encore plus aux essais en couplant par exemple la simulation du moteur et celle du banc d'essais. Dans un contexte de construction de l'Europe de l'Armement, il s'agit de donner au CEPr les meilleurs atouts techniques dans le domaine des essais des systèmes aéropropulsifs, pour le positionner comme référence européenne de ce domaine.

TECHNIQUE DE L'OPTIQUE DANS LES SIMULATEURS ET MOYENS D'ESSAI

Serge DUMARTIN,

Société Européenne de Systèmes Optiques (SESO)

305, rue Louis Armand,
13792 Aix-en-Provence Cedex 3

satellites complets et/ou des sous-ensembles, dans un environnement le plus proche possible de la

RESUME

SESO, société d'Etude et de Réalisation de systèmes optiques présente les solutions apportées à des problèmes optiques de simulation posés par des centres d'essais, de tests et d'entraînement pour applications aéronautiques et spatiales.

Suivant que l'on considère l'aspect « énergie » ou l'aspect « imagerie » véhiculée par la lumière, sont présentées des solutions originales de simulateurs solaires pour applications spatiales et des systèmes optiques de simulateurs d'entraînement au pilotage pour applications aéronautiques.

INTRODUCTION

Les problèmes optiques généralement rencontrés en simulation concernent :

- la lumière en temps que source de rayonnement électromagnétique, de l'UV à l'IR.
- la lumière en temps que vecteur essentiel de la perception visuelle de notre environnement.

Nous présentons ici des exemples de réalisations de SESO, illustrant successivement ces deux types d'applications : des simulateurs de rayonnement solaire tout d'abord, des simulateurs de scène ensuite.

1) SIMULATEURS DE RAYONNEMENT SOLAIRE.

Le marché le plus demandeur dans ce domaine est celui des activités spatiales. Avec le vide et l'apesanteur, le soleil constitue en effet l'un des trois facteurs clefs de l'environnement spatial. Compte tenu des coûts importants des programmes et du risque de défaillance qui doit être réduit au maximum, il est indispensable de tester au sol des

réalité en vol. A côté des étoiles et de la terre, de rayonnement plus faible, le soleil est bien sûr objet des principales simulations.

1-1/ Caractéristiques techniques générales.

Il s'agit donc de recréer en laboratoire ou en chambre d'expérimentation un éclairage le plus proche possible du soleil. En laboratoire, il se présente le plus souvent comme un appareil autonome et ses spécifications d'interfaçage et d'environnement seront peu contraignantes.

En chambre d'expérimentation ou de test, ses spécifications prennent en compte les contraintes liées à sa coexistence avec d'autres moyens de simulation, imposant des contraintes telles que : conditions climatiques (température/humidité), vide, protection électromagnétique, encombrement, etc...

On caractérise habituellement un simulateur solaire par les paramètres suivants :

a/ Surface (ou volume) éclairé(e).

Suivant le type de matériel testé, la surface (ou volume) éclairé(e), généralement circulaire (ou cylindrique ou sphérique), aura un diamètre pouvant varier de quelques centimètres à quelques mètres.

b/ Profil spectral.

Dans l'espace, le profil spectral du soleil, référencé AIR MASS ZERO (AM0), est proche de celui du corps noir à $T = 5\,900^\circ\text{K}$.

Sur terre, il est modifié par l'effet de filtration de l'atmosphère terrestre et par l'effet de réverbération de la terre. Très variables suivant l'altitude, la latitude, mais aussi les conditions nuageuses, on définit habituellement deux spectres

de référence AM1 et AM 1,5 en précisant bien chacune de ces variables.

Les lampes Xénon à arc court ($T = 5800^{\circ}\text{K}$) dont le spectre se rapproche le plus de celui du soleil, sont généralement utilisées en simulation solaire. Des filtres adaptés permettront, si besoin, de mieux s'approcher des références AM0, AM1 et AM 1,5. Nous verrons plus loin la solution proposée par SESO pour s'approcher encore mieux du profil AM0 (suppression du spectre de raies du Xénon).

c / Niveau d'éclairement.

Dans l'espace, le niveau d'éclairement du soleil (encore désigné par constante solaire « CS ») est de 1353 W/m^2 intégré sur la totalité du spectre des ondes électromagnétiques (profil spectral AM0). Si l'intégration est bornée à la bande la plus significative 250 – 2400 nm, il est de 1293 W/m^2 , soit 95,5 % de la valeur précédente.

Sur terre, il est de 1040 W/m^2 , pour le spectre AM1 intégré entre 200 et 2825 nm, et de 1120 W/m^2 pour le spectre AM1,5 intégré entre 300 et 3000 nm.

La majorité des simulateurs solaires reproduit le niveau d'éclairement de 1 CS avec possibilité de variation entre 0,6 et 1,2 CS.

Toutefois, comme nous le verrons plus loin, on peut, dans certains cas, se contenter de valeurs de 0,01 à 0,02 CS (tel sera le cas de simulateurs collimatés) ou, à l'inverse, produire un éclairement de plusieurs CS (5) dans une bande spectrale spécifique (tel sera le cas de simulateur UV pour vieillissement accéléré).

d/ Uniformité d'éclairement (surfacique/volumique)

On la mesure habituellement dans un plan $\perp$ au faisceau d'éclairement dit plan de référence. L'uniformité parfaite d'éclairement du soleil est très difficilement reproductible dans un simulateur solaire, où l'on obtient des variations de quelques pourcent à quelques dizaines de pourcent suivant le niveau d'exigence requis.

Elle peut être dans certains cas spécifiée dans un volume de part et d'autre d'un plan de référence. Dans ce cas, on peut obtenir des uniformités de quelques pourcent, mais il est nécessaire de faire appel à un simulateur parfaitement collimaté.

e/ Stabilité temporelle d'éclairement.

La stabilité quasi parfaite du soleil (principalement dans l'espace) est très difficilement reproductible

dans un simulateur solaire. Néanmoins, on s'en approche fortement. On distingue deux types de stabilité (ou d'instabilité) :

A une échelle de temps très courte (seconde), on observe, pour des fréquences comprises entre 10 et 100 Hz, des fluctuations d'éclairement ou scintillations de quelques pourcent.

A une échelle de temps beaucoup plus longue (quelques heures), on peut observer une dérive qui peut varier de quelques pourcent.

Ces instabilités sont pour une part inhérentes à la lampe elle-même, et pour une autre part liée à la stabilité de l'alimentation électrique de la lampe. L'utilisation par SESO d'alimentations hautement stabilisées permet de réduire au mieux ces instabilités autour de 1 à 2 %.

En outre, la dérive temporelle peut être minimisée (voire supprimée) en asservissant l'intensité de courant de lampe à la mesure de l'éclairement.

f/ Divergence / uniformité du disque solaire.

La divergence du soleil correspond à son angle apparent de $32'$. L'uniformité du disque solaire est représentée sur la Fig.1. Sauf pour les simulateurs solaires dits « collimatés », où l'on peut se préoccuper essentiellement de ces deux aspects (respect des $32'$ et de l'uniformité du disque solaire), une divergence de $\pm 1^{\circ}$ à $\pm 5^{\circ}$ est généralement acceptable pour les autres simulateurs.

1-2) Exemples de simulateurs SESO.

Nous présentons ci-après des solutions spécifiques de Simulateurs Solaires SESO (S.S.S.), où l'effort est mis sur tel paramètre ou tel couple de paramètres pour répondre aux besoins des principaux types d'application (voir Tableau 1).

A/ S.S.S. à grande surface éclairée $\Rightarrow$ Contrôle thermique de satellites ou de sous-ensembles (panneaux solaires)

B/ S.S.S. à haute qualité spectrale $\Rightarrow$ Tests de cellules photovoltaïques

C/ S.S.S. (UV) $\Rightarrow$ Tests de vieillissement

D/ S.S.S. (IR) de grande surface $\Rightarrow$ Mesures de signatures IR d'aéronefs.

E/ S.S.S. parfaitement collimatés $\Rightarrow$ Contrôle d'attitudes d'instruments ou plate-formes spatiales.

A/ Simulateurs solaires à grande surface éclairée.

Le principe consiste à additionner les flux lumineux émis par plusieurs blocs sources.

Chaque bloc (Fig.2) est constitué de lentilles et de miroirs qui sont autant de voies de collection de la plus grande partie du flux lumineux émis par une lampe Xénon à arc court. Grâce à la superposition, dans le plan de référence, des différentes voies optiques, on moyenne ainsi la non uniformité d'éclairement de la lampe Xe pour obtenir en final une uniformité de quelques pourcent par bloc.

L'addition des flux lumineux de chaque bloc peut être réalisée :

- soit par superposition directe dans le plan de référence, dans le cas d'un nombre réduit de blocs; dans ce cas, les divergences élémentaires de chacun des blocs viennent s'additionner.
- Soit par superposition indirecte dans un plan pupille réimagé par un jeu de lentilles et miroirs; dans ce cas, la divergence totale de l'ensemble pourra être sensiblement réduite.

En outre, plus il y aura de blocs associés, meilleure sera l'uniformité d'éclairement finale.

SESO a ainsi réalisé un simulateur de plage Ø1,6m au CIEMAT à Madrid ⁽¹⁾ en associant 3 blocs équipés de lampes Xe de 7 kW, destiné à tester des panneaux solaires (Fig.3). Le simulateur d'INTESPACE à Toulouse permet quant à lui de réaliser un ensoleillement sur un diamètre de 3,8m par association de 36 blocs équipés de lampes Xe de 6,5 kW pour tester le comportement thermique de satellites complets.

B/ Simulateur solaire de très haute fidélité spectrale.

Les lampes Xe présentent (Fig. 4) un spectre de raies entre 0,75 µm et 1,5 µm, particulièrement préjudiciable dans la bande 0,75 µm – 0,95 µm au regard des exigences appelées par les nouvelles générations de cellules solaires. L'idée d'un simulateur de très haute fidélité spectrale supprimant ce spectre de raies consiste à additionner les rayonnements complémentaires de deux lampes différentes (Fig. 5)

- la première assurant la partie UV + VIS demeure une lampe Xe que l'on ampute de sa partie IR (et de son spectre de raies) par un filtrage passe-bas.
- la seconde assurant la partie IR consiste en une lampe halogène que l'on ampute de sa partie VIS par un filtrage passe-haut.

Nous avons, dans un premier temps, réalisé une instrumentation expérimentale (pour l'INTA à Madrid) permettant la validation de ce nouveau concept, le mélange spatial est réalisé à l'aide de

deux ensembles optiques convergents sur la même plage de référence.

On voit sur la Fig. 5 que l'on obtient ainsi un spectre beaucoup plus proche de la référence AM0.

C/ Simulation solaire UV (uniquement)

Réalisé pour l'ONERA-CERT à Toulouse, il est destiné à des essais de vieillissement accéléré. Seule la partie UV (200 – 400 nm) est prise en compte. La source lumineuse est un bloc optique tel que représenté sur la Fig.2, équipé d'une lampe Xénon de 6,5 KW. Pour accroître la densité d'énergie ~ 5 CS (UV), une optique de reprise concentre le faisceau sur un diamètre réduit de $\varnothing = 170$ mm.

En outre, la nécessité d'éliminer le spectre VIS (rapport entre flux VIS et flux UV < 8%) nécessite un filtrage au moyen de miroirs filtrants (filtres dichroïques ou filtres interférentiels large bande) qui courent en même temps le faisceau.

D/ Simulateur solaire IR (uniquement)

Réalisé pour la DGA/DCE/CEAT, il est destiné à la caractérisation de signatures IR d'aéronefs en environnement maîtrisé (Fig. 6). Seules les parties IR (3 - 5 µm) et (8 - 12 µm) sont considérées. La source de rayonnement choisie est un corps noir à $T = 800$ °K. La nécessité de couvrir une plage de grande dimension $\varnothing = 2400$ mm avec une divergence relativement réduite $\pm 2^\circ$ a conduit à un choix de corps noir de grande surface associé à une optique de projection en Germanium de $\varnothing 320$ mm.

Les autres contraintes qui ont rendu cette réalisation particulièrement délicate ont été :

- la nécessité de déplacer le faisceau en site et gisement autour d'une zone centrale d'expérience d'une enceinte thermique (-50°C) avec un positionnement reproductible à mieux que $0,1^\circ$, qui a nécessité la réalisation d'un support mécanique relativement imposant et précis (voir Fig. 6).
- la nécessité pour la source de rayonnement en dehors du rayonnement IR dirigé sur la cible, de ne pas perturber l'équilibre thermique de l'enceinte; une obturation par translation globale du corps noir face à un piège à lumière refroidi par circulation d'un liquide caloporteur s'est avéré nécessaire.
- enfin, le besoin de piloter à distance (hors enceinte) ce simulateur et d'obtenir des

valeurs stables et répétitives de l'éclairage ont nécessité la mise en place de systèmes d'asservissement en température et de pilotage par automate central, associé à de nombreux dispositifs automatiques de sécurité.

E/ Simulateurs solaires parfaitement collimatés.

Généralement destinés à des tests de senseurs d'attitude, ils nécessitent la reproduction la plus fidèle possible des caractéristiques spatio-énergétiques du soleil :

- divergence 32'
- uniformité du disque solaire (Fig. 1)

Pour ce faire, on utilise le flux lumineux d'une lampe Xénon à arc court suivant une seule direction, capté dans un angle solide réduit associé à un système de projection optique de type Kohler.

- la divergence de 32' sera maîtrisée par la mise en place d'un diaphragme au foyer de la lentille de champ.
- l'uniformité du disque solaire sera améliorée par la mise en place d'une optique d'homogénéisation située près du diaphragme.

Le spectre AM0 généralement demandé dans ce type de simulateur est obtenu par filtration interférentielle de l'excès de rayonnement dans la bande 0,8 – 1 μm .

Outre le simulateur collimaté Ø 200 mm réalisé pour ALCATEL ESPACE⁽²⁾ qui simule par un jeu de miroirs différentes attitudes (Fig. 7), SESO vient de réaliser pour l'ISRO en Inde un simulateur parfaitement collimaté Ø 200 mm et de très grande uniformité du disque solaire (Fig. 1).

2/ SIMULATEURS DE SCENES.

De façon générale, tous les marchés liés à la conduite de mobiles ou d'engins sont demandeurs de ce type de simulateurs. Le marché le plus exigeant dans ce domaine est celui de l'aéronautique où, pour des raisons économiques évidentes et pour réduire au maximum les risques de pertes de vies humaines, 90% de la formation des pilotes fait appel à la simulation en vol. Sachant que la qualité d'un simulateur sera pour une grande part liée à la qualité de son « visuel », son objectif est de « coller » au mieux à la réalité.

SESO présente ici deux types de visuels de simulateurs :

A/ Simulateurs de combats aériens.

Nous n'évoquerons ici que l'aspect « visuel » de tels simulateurs, qui, par ailleurs comportent tout un aspect cinématique complexe de génération d'accélération et de décélération en orientation variable de la cabine de pilotage (non réalisé par SESO, mais par ses contractants DGA/DCE/CELAR, THALES).

On projette au pilote installé dans sa cabine de pilotage, sur un écran sphérique de grand diamètre (~ 8m), au centre duquel il se trouve, deux types d'images :

1/ Deux images très grand champ qui vont couvrir chacune une demi sphère à l'aide d'un projecteur vidéo équipé d'objectifs de projection de type fish-eye. Sont ainsi projetées des images de synthèse de l'environnement éloigné (terre – mer – ciel) dont l'animation sera directement liée au déplacement de l'avion piloté.

La Fig. 8 représente la formule optique de ces objectifs fish-eyes dont les principales spécificités sont :

- un très grand champ, supérieur à la demi sphère : 240°
- une loi de projection linéaire en $Y = k\theta$ qui associe une coordonnée linéaire Y d'un point de l'objet à une coordonnée angulaire θ de son image projetée sur la sphère.
- Un vignettage réduit pour éviter une variation notable d'intensité de l'image, entre le centre et les bords, qui pourrait être gênante pour l'œil du pilote.

2/ Une ou plusieurs images mobiles de champ réduit. Elles représenteront des mobiles ennemis (cibles) ou amis se déplaçant dans un environnement relativement proche du pilote et viendront se superposer aux images grand champ précédentes.

Chaque image générée en image de synthèse et projetée par un vidéo-projecteur au moyen d'un système optique relativement complexe comprenant :

- un transport d'image
- un système de mise au point (netteté) de l'image
- un système zoom permettant de simuler un rapprochement ou un éloignement rapide des mobiles ;
- une tête mobile de projection permettant de projeter ces images en toute direction θ, ϕ de l'écran (Fig. 9)

Les fonctions de netteté d'image, de variation du zoom et d'orientation de la tête de projection sont assurées par des asservissements numériques qui permettent entre autres de réaliser des

accélérations des images de mobiles de 200 rad/s^2
et des vitesses de 20 rad/s .

B/ Simulateur de pilotage d'hélicoptère en viseur tête haute.

Ce simulateur a été réalisé pour EUROCOPTER (France). Deux types d'images sont également projetées en superposition au pilote en formation, installé dans une cabine de pilotage, reproduisant à l'identique une configuration réelle. Cette superposition sera assurée par une lame semi-transparente disposée devant lui qui lui permet de visualiser à la fois son environnement de vol (ciel - terre - mer) (1^{ère} image) et une symbologie colorée de ses paramètres de vol (2^{nde} image).

La première image est générée à l'aide d'un vidéo-projecteur qui projette des images de synthèse sur une partie d'écran sphérique de 8 m de diamètre environ, au centre duquel il se trouve. Les mouvements limités de sa tête qui le conduisent à la maintenir à l'intérieur d'une « boîte à œil » de $\varnothing = 25 \text{ cm}$ lui permettent d'appréhender un champ de : $180^\circ \text{ (H)} \times 80^\circ \text{ (V)}$

Sur un champ plus réduit de $20 \times 20^\circ$ centré sur le champ précédent, on vient superposer la 2^{nde} image correspondant à des informations de vol générées par une station graphique de travail sous forme de symbologie colorée. Ces images sont acheminées à l'aide d'une optique de transport coudée (Fig. 10) dont les principales caractéristiques sont :

- Une pupille unique large $\varnothing 140 \text{ mm}$ permettant une vision binoculaire.
- Une résolution meilleures que 1 mrad .
- Une distorsion réduite.
- Un taux de lumière parasite réduit.

CONCLUSION

Les progrès constants enregistrés dans les domaines des sources lumineuses (incluant les lasers) et la génération d'images de synthèse de très haut débit et très haute résolution viennent sans cesse remettre en cause les solutions optiques de projection de flux lumineux ou d'images de synthèses concernées dans la réalisation des simulateurs de rayonnement lumineux ou les simulateurs de scènes ici évoqués.

Ces progrès contribuent à une recherche de solutions finales de projections toujours plus performantes, et constituent de ce fait le garant du développement de ces activités au sein de la société SESO.

- (1) A. AUCLAIR, F. CHENLO, and F. FABERO "A new concept of large area solar simulator" . PROC. 13th European PV SEC (1995)
- (2) A- AUCLAIR, M. DETAILLE, and J.P. JAHIER « Collimated solar source » . PROC. 2nd Int. Symp. Env. Test. for Space Prog. (1993)

TABLEAU 1

	(A) S.S.S. grande surface (CIEMAT) Espagne.	(B) S.S.S. Hte qualité Spectrale (INTA) Espagne	(C) S.S.S. UV. (ONERA) France.	(D) S.S.S. I.R. (CEAT) France.	(E) S.S.S. COLLIMATE (ISRO) Inde
a) SURFACE ECLAIREE	Ø 1600 mm	Ø 100 mm	Ø 170 mm	Ø 2 400 mm	Ø 200 mm
b) CARACTERISTIQUES SPECTRALES	AM 1,5 Lampe Xe filtrée	AM0 Suppress. Spectr. Raies : Lampe Xe filtrée (UV + VIS) Lampe Halogène filtrée (IR)	Lampe Xe filtrée UV (0,2 – 0,4 µm)	Corps Noir T = 800°K IR (3-5 µm) + (8-12 µm)	AM0 Lampe Xe filtrée
c) ECLAIREMENT	1 120 W/m ²	1 353 W/m ²	584 W/m ² ~ 5 CS (UV)	18 W/m ² + 7 W/m ²	0,02 CS
d) SPATIALE UNIFORMITE D'ECLAIREMENT	± 2 %	± 5 %	± 10 %	± 20 %	± 5 %
e) STABILITE TEMPORELLE D'ECLAIREMENT - Scintillation - Dérive	1,4% 1%	± 1% 1%	± 5 % 1%	± 1% 1%	± 1 % 1%
f) COLLIMATION - Divergence - Unif. disque solaire	3,4 ° -	± 5° x ± 2° -	10 ° -	± 2° -	32' 25%

INSTALLATION D'ESSAIS DE VISUALISATION DE CAPTATION DE GIVRE SUR HELICOPTERE

Bernard FOURNIER
Eurocopter, an EADS Company
Direction des Essais En Vol
Aéroport International Marseille-Provence
13725 Marignane cedex France

RESUME

L'objet de cet exposé est la présentation des moyens de visualisation mis en place sur un hélicoptère de type NH 90 à l'occasion d'une campagne d'essais en conditions givrantes, et plus particulièrement de mettre l'accent sur les problèmes rencontrés lors de la réalisation et la mise au point d'une telle installation embarquée. La difficulté réside essentiellement dans le développement des moyens permettant de visualiser les captations de givre sur les parties tournantes de l'hélicoptère : Les rotors, principal et arrière.

Une première campagne d'essais effectuée en avril – mai 2001 a permis de valider les principes et les moyens mis en œuvre, et d'identifier les problèmes de fonctionnement en conditions opérationnelles.

INTRODUCTION

Le NH 90, hélicoptère européen, réalisé en partenariat entre les sociétés EUROCOPTER – AGUSTA et FOKKER est spécifié pour voler en conditions givrantes, c'est-à-dire que, conformément à la réglementation FAR 29, l'hélicoptère doit pouvoir voler dans des conditions particulières de teneur en eau, de température extérieure et de taille de gouttelettes.

L'hélicoptère est donc équipé d'un IPS (Ice Protection System) lui permettant de voler sans limitation de durée dans des conditions extrêmes spécifiées de givrage.

La certification de l'hélicoptère nécessite d'effectuer au moins une campagne de vols en givrage naturel pour valider le système.

Les conditions d'environnement sont identifiées par les mesures des caractéristiques des conditions givrantes en utilisant les capteurs habituellement installés sur les aéronefs :

- FSSP (Forward Scattering Spectrometer Probe)
- Témoin de givrage CEV
- LWC (Liquid Water Content)

Le fonctionnement de l'IPS est validé, par des mesures de température sur pales, de contraintes et de vibrations, spécialement sur les rotors.

En complément de ces mesures et pour établir une corrélation entre les captations de givre et le comportement de l'hélicoptère, nous installons un système de visualisation des accumulations de glace sur les parties de l'hélicoptère susceptibles de capter et dont les détachements de blocs de glace erratiques peuvent causer des dommages à l'hélicoptère.

Il s'agit principalement des rotors, de l'empennage et des parties saillantes du profil de l'hélicoptère à partir desquels des détachements de blocs de glace pourraient atteindre les pales du rotor arrière.

Par ailleurs, les mesures permettent d'établir des comparaisons avec les observations effectuées en soufflerie givrante capable seulement d'essais en bidimensionnel et sans dynamique des pales.

PRESENTATION GENERALE

L'ensemble de l'installation vidéo définie pour le NH 90 est constitué de 7 caméras embarquées et fixées à l'extérieur de l'hélicoptère. Un caméscope et un appareil de photo numérique viennent compléter l'installation et sont à disposition de l'ingénieur navigant d'essai pour filmer, à partir des hublots, des parties visibles depuis l'intérieur de l'hélicoptère.

L'appareil de photos numériques est plus particulièrement destiné à mémoriser les captations sur le témoin CEV qui permet de mesurer le taux de sévérité de givrage.

Hormis la caméra « optionnel » placée sur le bras d'armement droit de l'appareil et destinée à filmer le treuil, et le caméscope, on distingue 3 types de caméras :

- les caméras d'ailettes
- les caméras synchronisables
- les caméras tournantes

La nouveauté réside dans le montage des caméras synchronisables et des caméras tournantes dont l'installation et la mise au point posent quelques difficultés.

LES CAMERAS D'AILETTES

- 1 caméra tourelle est placée sur l'ailette droite pour visualiser l'empennage et la bielle qui le supporte. Cette caméra est orientable et « zoomable » pour permettre une inspection détaillée du bord d'attaque de l'empennage ou de la fixation de la bielle support.

Cette caméra étant orientée vers l'arrière n'est pas perturbée par le givre. Elle est placée dans un caisson étanche pour la protéger de l'humidité.

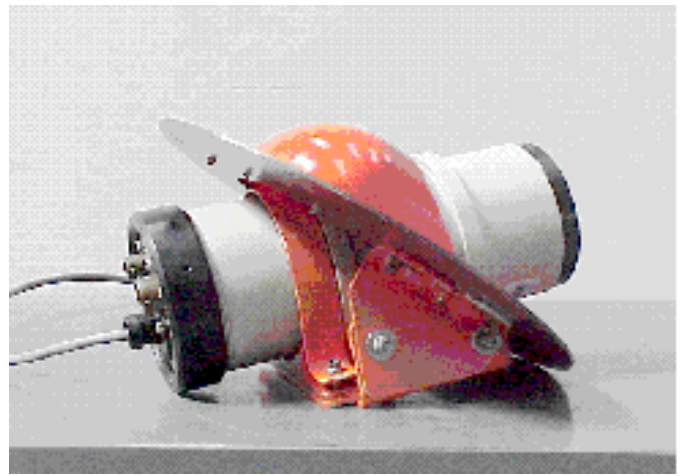
- 1 deuxième caméra tourelle est placée sur l'ailette gauche pour visualiser d'une part le support et l'antenne HF qui chemine le long de la poutre de queue et d'autre part l'ensemble du champ du rotor AR et déceler ainsi d'éventuelles projections de glace vers les pales du rotor.



LES CAMERAS SYNCHRONISABLES

Compte tenu des conditions d'utilisation, ces caméras doivent être réchauffées et donc régulées en températures, et sont étanches à l'air et à la pression. Elles sont donc placées chacune dans un caisson cylindrique en matériau isolant et fermé en ambiance sèche. De plus, leur hublot est aussi réchauffé pour éviter les dépôts de givre en surface.

Lors de la mise sous tension, la camera fonctionne en mode autonome de façon à s'assurer de son bon fonctionnement puis passe automatiquement en mode synchrone lorsque le rotor atteint environ 80 % de son régime nominal.



ROTOR PRINCIPAL:

Cette caméra est placée sur le marche pied droit de l'hélicoptère et filme l'intrados des pales du rotor principal. Sa caractéristique essentielle réside dans son mode de fonctionnement synchrone de la vitesse du rotor, ce qui permet de visualiser en temps réel, à bord, de l'hélicoptère, une pale virtuellement immobile et d'y distinguer l'accumulation de givre.

La synchronisation est réalisée à partir d'une information de vitesse de rotation du rotor, prise en compte par le boîtier de traitement des caméras. Chaque top issu du rotor déclenche au niveau du boîtier de traitement vidéo l'acquisition d'une image qui est ensuite mémorisée et affichée jusqu'à l'acquisition de l'image suivante. Le système permet ainsi de présenter en temps réel dans l'hélicoptère l'image d'une pale fixe.

Une commande à disposition de l'ingénieur d'essais en vol, lui permet de déphaser la synchronisation de façon à visualiser chacune des pales.

Ce boîtier permet aussi de régler le gain des caméras, car leur sensibilité pour filmer les pales en plein ciel sont telles, qu'à l'arrêt dans un hangar, l'image n'est pas visible.

De plus, les pales sont identifiées par des plans de peinture différents pour chaque pale de façon, d'une part à ne pas les confondre, d'autre part à calibrer des dimensions les morceaux de glace captés par la pale.

En cas de panne de top rotor de synchronisation, le système repasse automatiquement en mode autonome.

ROTOR ARRIERE:

La camera est installée à l'intérieur de la dérive .

La principale difficulté rencontrée réside dans l'éloignement de la camera par rapport au boîtier de traitement. La liaison est de type IEEE et supporte donc mal les grandes liaisons. Au delà de 10 mètres, la liaison se dégrade et il est nécessaire d'interposer un petit boîtier intermédiaire dit « répéteur ». C'est le cas pour la camera filmant le rotor arrière dont la liaison avec son boîtier de traitement, placé dans la baie de mesure située en cabine, mesure près de 20 mètres.

Dans le cas de la caméra rotor arrière, comme dans celui de la caméra rotor principal, le réglage des champs à observer doit prendre en compte la conicité des rotors.

LES CAMERAS TOURNANTES

- 2 caméras sont installées sur le sommet du rotor principal à l'intérieur d'un mat spécialement installé pour le besoin.

Ce deux caméras sont placées de façon à filmer une pale et, pour avoir une bonne résolution, chaque caméra couvre une moitié de l'envergure de la pale.

Les têtes de mesure des caméras sont déportées à l'extrémité du mat et leurs signaux sont traités dans un boîtier cylindrique placé à la base du mat lui-même.

Les images vidéo sont ensuite transmises aux magnétoscopes situés en cabine à travers un collecteur. Ce collecteur dédié au dégivrage du rotor et au repliage automatique des pales n'est pas conçu pour transmettre de tels signaux. De la qualité du collecteur dépend la qualité des images transmises. En effet, la transmission d'un signal vidéo est délicate et nécessite des conducteurs spécifiques (Coaxial, 75 ohms), ce qui n'est pas le cas dans notre application.

La détermination des champs optiques de caméras est délicat car il s'agit de trouver le bon compromis entre un champ étroit de façon à obtenir la meilleure résolution possible en pixel/ mm et l'ensemble du champ dans lequel la pale évolue dans le domaine de vol. Celle ci étant soumise aux effets de traînée, battement et pas.

La détermination des champs optiques de caméras est délicat car il s'agit de trouver le bon compromis entre un champ étroit de façon à obtenir la meilleure résolution possible en pixel/ mm et l'ensemble du champ dans lequel la pale évolue dans le domaine de vol. Celle ci étant soumise aux effets de traînée, battement et pas.



RESULTATS

Présentation d'un extrait d'une bande vidéo montrant les images filmées au cours d'un vol d'essai.

Cette première campagne a permis d'identifier les points particulièrement délicats de l'installation vidéo, qui sont pris en compte et traités pour les campagnes suivantes

TRAJECTOGRAPHIE SUR HELICOPTERE COUGAR

Laurent GIRARD, Marc DI TRENTO
EUROCOPTER, an EADS Company
Direction des Essais en Vol
Aéroport International Marseille-Provence
13725 Marignane Cedex - France

RESUME

Une des étapes nécessaire à l'intégration d'un lance-leurres sur un hélicoptère est la démonstration de l'absence, au cours d'un tir, d'interférence entre les leurres et l'hélicoptère, et ce sur l'ensemble du domaine de tir revendiqué.

Cette démonstration nécessite en particulier d'identifier au cours d'essais en vol la trajectoire des leurres dans le référentiel de l'hélicoptère. Ce document présente une méthode de trajectographie développée et utilisée dans le cadre d'essais d'intégration d'un lance-leurres sur un hélicoptère COUGAR.

Cette méthode est basée sur des enregistrements de caméras vidéo montées sur l'hélicoptère. Elle se décompose en trois parties :

- la mise en équation d'un modèle de mesure,
- le recalage du modèle de mesure à partir de l'enregistrement vidéo au sol d'un outillage étalon,
- l'identification de la trajectoire des leurres dans le référentiel de l'hélicoptère à partir du modèle de mesure recalé et de l'enregistrement vidéo de tirs en vol.

INTRODUCTION

Une des étapes nécessaire à l'intégration d'un lance-leurres sur un hélicoptère est la démonstration de l'absence, au cours d'un tir, d'interférence entre les leurres et l'hélicoptère, et ce sur l'ensemble du domaine de tir revendiqué.

Une démonstration effectuée uniquement à partir de modélisations n'est généralement pas satisfaisante. Celles-ci ne permettent pas de prédire de façon suffisamment fiable et précise la trajectoire des leurres sur l'ensemble du domaine de tir du fait de la complexité des phénomènes à prendre en compte (vibrations du lance-leurres, écoulements aérodynamiques de l'hélicoptère, etc...).

Il est donc nécessaire de compléter ces modélisations par une campagne d'essais en vol. Son objectif est de recalibrer les modélisations à partir de l'identification, sur quelques points du domaine de tir, de la trajectoire des leurres dans le référentiel de l'hélicoptère. L'objectif de ces essais est aussi de vérifier sur quelques points du domaine le bon fonctionnement du système dans son environnement réel (environnement vibratoire en particulier).

Le but de ce document est de présenter la méthode de trajectographie utilisée dans le cadre d'essais d'intégration d'un lance-leurres sur un hélicoptère COUGAR ainsi que les résultats obtenus au cours d'une campagne de tirs.

DESCRIPTION GENERALE DE LA METHODE

La méthode de trajectographie est schématisée page suivante (Cf. schéma n°1). Elle est basée sur des enregistrements des images de caméras vidéo montées sur l'hélicoptère et se décompose en trois parties :

- la mise en équation d'un modèle de mesure,
- le recalage du modèle de mesure à partir de l'enregistrement vidéo au sol d'un outillage étalon,
- l'identification de la trajectoire des leurres dans le référentiel de l'hélicoptère à partir du modèle de mesure recalé et de l'enregistrement vidéo de tirs en vol.

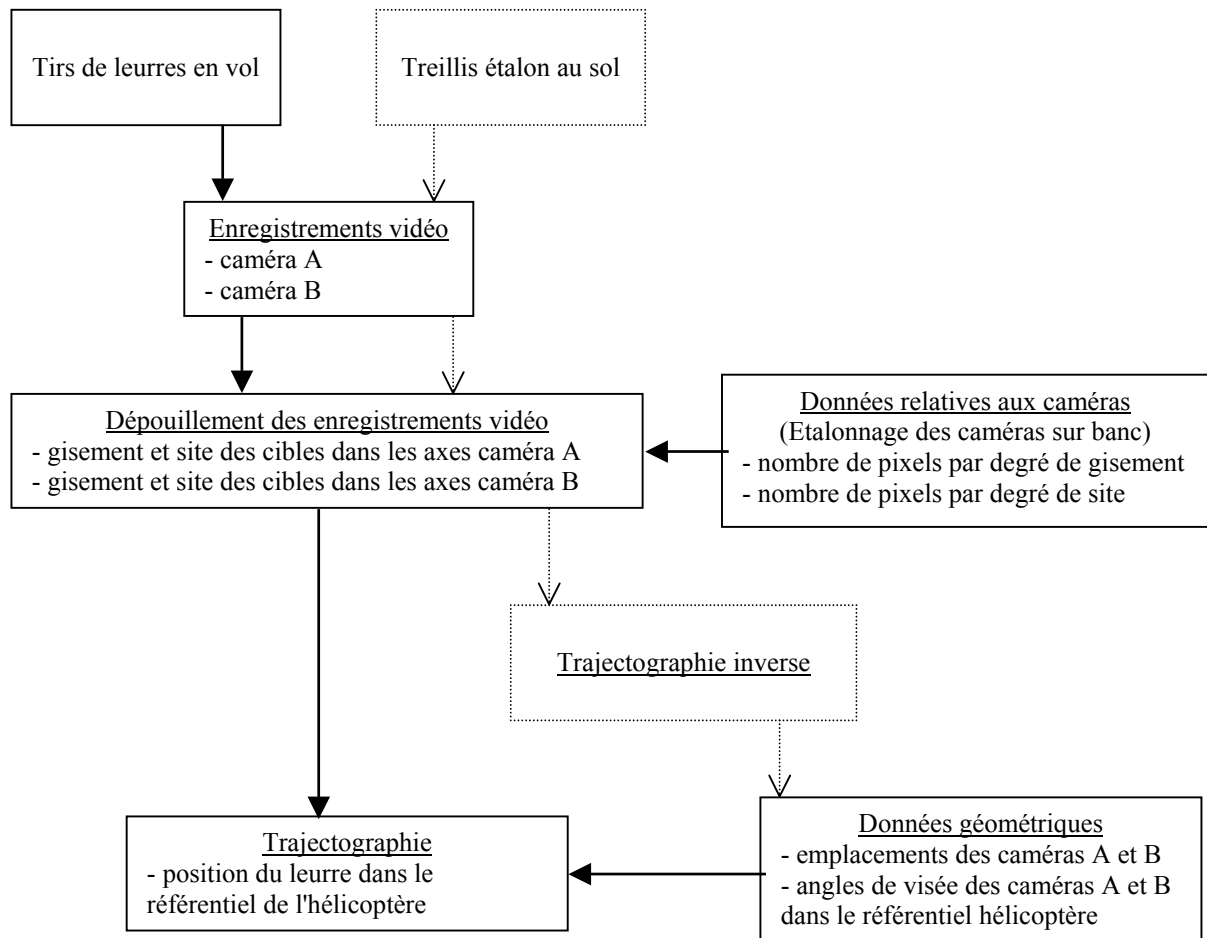


Schéma n°1 : Méthode de trajectographie (avec 2 caméras A et B)

Mise en équation du modèle de mesure

Le modèle de mesure utilisé est un modèle géométrique. Il fournit la position d'un leurre dans le référentiel de l'hélicoptère en fonction des gisements et sites de ce leurre par rapport aux axes de visée de chaque caméra (gisements et sites issus du dépouillement des images des caméras), et connaissant a priori les emplacements et angles de visée des caméras dans le référentiel de l'hélicoptère.

Dans le cas où l'on dispose d'une seule caméra, le dépouillement de l'image et le modèle de mesure fournissent une infinité de solutions de position du leurre dans le référentiel de l'hélicoptère (la solution du modèle est une droite dans l'espace).

Dans le cas où l'on dispose de N caméras ($N > 1$), le dépouillement des N images et le modèle de mesure ne fournissent pas de solution exacte (la solution est définie par l'intersection dans l'espace de N droites non confondues) mais permettent d'obtenir une solution optimale au sens des moindres carrés (le point dont la somme des carrés des distances aux N droites est minimale).

Recalage du modèle de mesure

Le modèle de mesure développé précédemment pourrait être utilisé directement pour identifier la trajectoire de leurres dans le référentiel de l'hélicoptère à partir d'enregistrements vidéo. Mais les résultats alors obtenus ne seraient pas suffisamment précis, en particulier pour les raisons suivantes :

- le modèle de mesure suppose la connaissance a priori de données géométriques : les emplacements et angles de visée des différentes caméras dans le référentiel de l'hélicoptère. Or, ces données ne sont connues qu'avec peu de précision (elles pourraient être mesurées précisément au sol à l'aide par exemple de théodolites, mais ces essais sont complexes à mettre en œuvre),
- certains phénomènes ne sont pas pris en compte dans le modèle, du fait de leur complexité ou de la difficulté à les appréhender (distorsion des images, non linéarités de la chaîne de mesure, etc...).

Pour améliorer la précision de la méthode dans la zone de trajectographie, le modèle de mesure est recalé comme suit :

- un ouillage étalon, constitué d'un certain nombre de cibles couvrant la zone de trajectographie, est monté référencé dans les axes de l'hélicoptère (les positions des cibles sont donc connues très précisément dans le référentiel de l'hélicoptère),
- les cibles sont enregistrées au sol par les différentes caméras,
- le modèle de mesure est recalé sur ces données géométriques (positions et angles de visée des caméras) à partir d'une méthode de trajectographie inverse (cette méthode fournit les données géométriques du modèle qui minimisent l'écart entre les positions des cibles issues des dépouillements vidéo et leurs positions réelles qui sont connues précisément sur plan).

L'avantage d'une telle méthode est que l'on peut recalculer le modèle en fonction des objectifs (compromis entre la précision de la localisation du leurre et la dimension de la zone à couvrir). Par exemple :

- si l'on cherche un modèle relativement précis sur une zone importante, on recalculera le modèle sur un grand nombre de cibles

couvrant de façon homogène l'ensemble de cette zone.

- si l'on cherche par contre un modèle très précis sur une petite zone (zone où l'on suppose un problème d'interaction entre les leurres et l'hélicoptère par exemple), on recalculera le modèle sur des cibles localisées dans cette zone.

Trajectographie

La méthode est basée sur des enregistrements vidéo de tirs en vol à partir de caméras montées sur l'hélicoptère. Ces enregistrements sont alors dépouillés au sol et traités à l'aide du modèle de mesure recalé.

MISE EN ŒUVRE DE LA METHODE SUR COUGAR

Le choix des principaux paramètres

Ces choix sont effectués à partir d'essais de faisabilité au sol et sur appareil et à partir de données issues des simulations numériques du Bureau d'Etudes. Ces paramètres sont essentiellement :

- le type de caméras en fonction de la résolution et de la fréquence des images recherchées,
- les champs, les emplacements et les directions de visée des caméras, ainsi que leur nombre, en fonction du volume de trajectographie à couvrir.

Les premières simulations numériques effectuées par le Bureau d'Etudes montrent que la zone la plus critique en terme d'interaction entre les leurres et l'hélicoptère est l'aillette gauche de l'hélicoptère : il est choisi d'installer deux caméras vidéo comme le montre la figure n°1 de la page suivante.

Le recalage du modèle de mesure à partir de l'enregistrement vidéo au sol d'un treillis étalon

Le modèle de mesure est recalé à partir d'une trajectographie inverse appliquée à un ou plusieurs points étalons selon les objectifs. Dans le cadre de ces essais, les points étalons sont obtenus à partir d'un treillis constitué de 8 points couvrant la zone a priori la plus critique, et référencés dans les axes de l'hélicoptère (à ces points s'ajoutent par ailleurs quelques points de la structure, comme par exemple les extrémités des ailettes).

Un des avantages de cet outillage est sa facilité de montage qui permet à tout moment de ré-étalonner le modèle de mesure, notamment en cas de démontage/montage des caméras sur le site de tir.



Figure n°1 : mise en œuvre sur le COUGAR

RESULTATS D'ESSAI

Le dépouillement des enregistrements vidéo

Les images vidéo sont dépouillées à l'aide d'un programme spécifique. Le résultat fournit le gisement et le site du leurre dans les axes de chaque caméra.

La trajectographie

Le résultat des dépouillements vidéo est traité à l'aide d'un programme spécifique intégrant le modèle recalé de mesure adéquat. Le résultat fournit la position du leurre dans le référentiel de l'hélicoptère. La figure 2 fournit dans la page suivante des exemples de résultats obtenus au cours d'une campagne de tirs en vol.

CONCLUSIONS

Ces résultats ont permis au Bureau d'Etudes de recalculer les premières modélisations effectuées et de valider l'intégration du système sur l'ensemble du domaine de tir revendiqué.

Dans le cadre de ces essais, la principale limite de la méthode est celle liée à la fréquence des images vidéo par rapport à la vitesse d'éjection des leurres. Cet aspect pourrait être amélioré par l'utilisation, par exemple, de caméras film permettant des « fréquences-image » plus importantes (mais au détriment de la souplesse d'utilisation des caméras vidéo).

Enfin, on pourra noter plus généralement que cette méthode pourrait être améliorée, en terme de précision et de volume utile, en utilisant une troisième caméra.

COUGAR 532 U2

JIT

			Reference helicoptere
1	1	1	2458 flight 8 092434 - 110kt level flight -15deg sideslip
2	2	2	2458 flight 8 092638 30deg left turn 110kt
3	3	3	2458 flight 8 092959 - 1500ft/mn descent 70kt -10deg sideslip
4	4	4	2458 flight 8 093004 70kt 1500ft descent -10deg sideslip
5	5	5	2458 flight 9 123000 70kt autorotation 270 rpm
6	6	6	2458 flight 9 124633 OGE
7	7	7	2458 flight 9 124948 VNE MCP
8	8	8	2458 flight 11 100656 110kt severe left banking
9	9	9	2458 flight 11 100811 70kt left banking with pitch increase

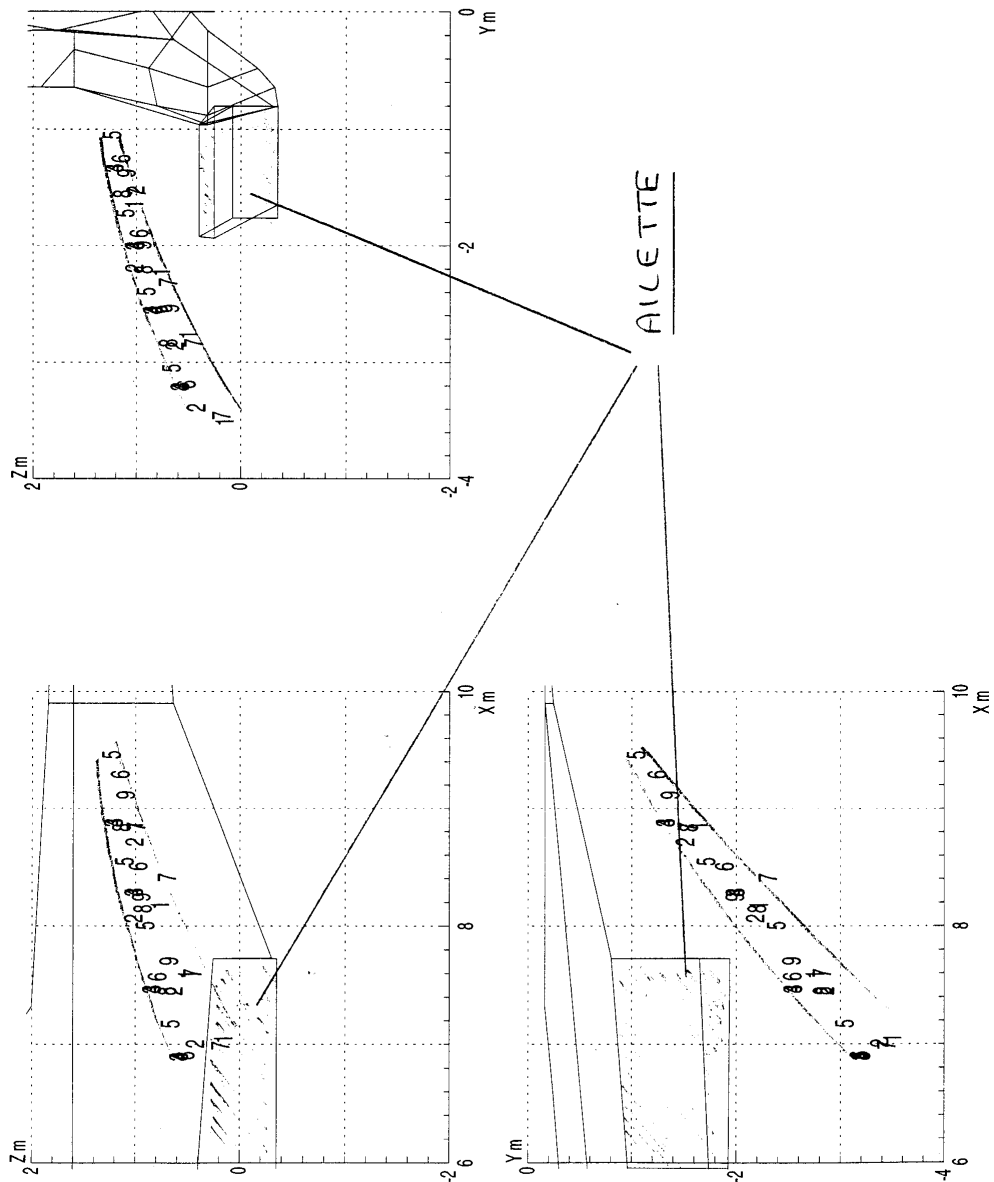


Figure n°2 : Résultats d'essais

CAMION DE MESURES POLYVALENT POUR ESSAI EN VOL HELICOPTERE

Christian HERBEPIN
EUROCOPTER, an EADS Company
Direction des essais en vol
Aéroport International Marseille-Provence
13725 Marignane Cedex - France

ABSTRACT

Presentation of the general-purpose, autonomous and aéro-transportable measurement van, available at Eurocopter since 2000, used to follow in real time, during external campaigns, the various flight tests of his responsibility

RESUME

Présentation du camion de mesures polyvalent, autonome et aéro-transportable, dont Eurocopter s'est doté en 2000, afin de pouvoir suivre en temps réel, lors de campagnes externes, les différents essais en vol de sa responsabilité.



CAMION DE MESURES POLYVALENT POUR ESSAI EN VOL HELICOPTERE

1 Présentation du besoin :

De nombreux essais, de responsabilité EUROCOPTER sont réalisés en dehors du site de Marignane. Les plus fréquents sont :

- Les essais radio,
- Les campagnes climatiques,
- Les campagnes de tir,
- Les essais de qualification viseur,
- Les campagnes de certification bruit externe
- Les essais en altitude.

Afin de pouvoir bénéficier durant ces essais, localement et en temps réel, des résultats, EUROCOPTER a décidé de se doter d'un véhicule de mesures polyvalent susceptible d'être mis en œuvre rapidement en n'importe quel point du globe. Ce moyen a pour vocation d'augmenter l'efficacité des vols d'essai et de contribuer à leur sécurité.

2 Définition des contraintes :

Pour pouvoir répondre à ces objectifs, les contraintes suivantes ont été prises en compte lors de la conception de ce moyen :

- Autonomie totale (Déplacement, production d'électricité),
- Aerotransportabilité dans un avion de type Transal ou C130 avec minimisation de l'encombrement,
- Fonctionnement assuré entre -30°C et $+50^{\circ}\text{C}$ avec un ensoleillement de 1000W/m^2 ,
- Capacité d'accueillir dans des conditions de travail convenable quatre personnes,
- Faculté de passer d'un type d'essai à un autre en moins d'une demi journée,
- Mise en œuvre sur le terrain à deux personnes en moins d'une heure,
- Coût global maîtrisé.

3 Description de la solution adoptée :

Ces différentes contraintes ont conduit à la réalisation d'un camion mesures, sur la base d'un « Master Renault », d'une longueur de 5.35 m et d'une hauteur de 2.53 m. La cellule constituant la zone mesure est un parallélépipède réalisé en panneaux sandwich isolant/résine afin d'optimiser

l'espace intérieur et d'assurer l'isolation thermique et phonique.

Ce véhicule dispose de base, d'un certain nombre d'équipements non spécifiques de l'essai à réaliser, parmi lesquels on peut citer :

- Une niche étanche équipée d'une rampe d'accès escamotable susceptible d'accueillir deux groupes électrogènes d'une puissance de 6.5 kW chacun,



- Un mât télescopique pneumatique motorisé,



d'une hauteur de 10 m, capable de supporter une charge de 10 kg,

- Une alimentation 28V continue 25 A,
- Deux émetteurs-récepteurs UHF/VHF,



CAMION DE MESURES POLYVALENT POUR ESSAI EN VOL HELICOPTERE

- Un système de climatisation et déshumidification permettant de garantir une température interne, en fonctionnement, de 10°C inférieure à la température extérieure en temps chaud,



- Un chauffage au fuel, relié au réservoir carburant, capable de maintenir la température intérieure à au moins 10°C ,



- Trois écrans à cristaux liquides haute résolution, pouvant indifféremment être reliés à des PC ou à des stations de travail,



- Un récepteur GPS, fournissant la position et une base de temps universel, afin de permettre la synchronisation des acquisitions réalisées à bord de l'hélicoptère et de celles effectuées au sol,
- Un système de fixation équipé d'amortisseurs, susceptible d'accueillir une baie mesure standard 19 " d'une hauteur de 1.65 m.



- Un ensemble de projecteurs extérieurs, facilitant le travail de nuit aux abords du véhicule,



- Un volume de coffres important permettant le rangement de la documentation, des câblages ainsi que celui de l'outillage nécessaire à la réalisation de l'essai.

CAMION DE MESURES POLYVALENT POUR ESSAI EN VOL HELICOPTERE

A titre d'exemple trois configurations, correspondant aux essais les plus fréquents peuvent être décrites.

Configuration radio

Une antenne radio spécifique à l'essai est alors installée sur le mat :



La baie mesure est quant à elle équipée :

- De mesureur de champs
- D'un modem
- D'un PC d'acquisition et de tracé

Configuration bruit

Une station météo est alors montée sur le mat. Elle délivre les informations températures, pression, humidité, force et direction du vent.



La baie mesure dispose alors :

- D'un PC chargé de l'acquisition et de l'affichage des paramètres météo.
- D'un analyseur de bruit couplé à une station de traitement et de visualisation
- D'un enregistreur

Configuration télémesure

Le mât est doté d'une antenne de réception omnidirectionnelle.

La baie mesure comprend alors :

- Un récepteur télémesure
- Un démultiplexeur
- Un synchronisateur de bits

- Un enregistreur DAT
- Une station d'acquisition et de traitement
- Deux stations de visualisation
- Une imprimante laser

Conclusion

Ce moyen est actuellement opérationnel depuis près d'un an. Son efficacité a pu être constatée au cours de plusieurs campagnes d'essai de types différents (Essais radio, qualification viseur et campagne de tir). La décision d'acquérir un deuxième véhicule du même type a donc été prise.

CATD : COCKPIT ATTITUDE AND TRAJECTOGRAPHY DISPLAY

Michel PORTAL & Serge MATVEEFF
Pôle ESSAIS
AIRBUS - FRANCE
316 route de Bayonne
31060 Toulouse -CEDEX

CATD : Cockpit Attitude and Trajectory Display

Présentation CATD outil d'aide à la compréhension des incidents en service par la visualisation 3D de l'avion sur sa trajectoire, dans un environnement réaliste, et d'éléments de cockpit, animés à partir des données d'un DFDR.

CATD : Cockpit Attitude and Trajectory Display

Introduction to CATD tool : an help to in-service events understanding and communication by 3D-visualization of the aircraft flying on its trajectory in realistic scene, with cockpit displays and devices animated with DFDR data.



RESUME

Dans le cadre de l'exploitation des incidents en service, pour faciliter la compréhension de l'événement observé, après acquisition et analyse des paramètres, nous disposons d'une boîte à outils qui permet dans un délai relativement court de visualiser un incident à partir des données d'un enregistreur de vol avec le maximum de réalisme pour les différents éléments.

CATD permet ainsi de présenter l'événement à un « public » non spécialiste, et donc pas habitué à l'utilisation des tracés représentant les paramètres enregistrés en fonction du temps qui reste la méthode de base pour l'analyse d'incidents.

CATD propose la visualisation 3D de l'avion (avec ses parties mobiles : surfaces, trains ...) animé en attitude et en déplacement sur sa trajectoire dans un environnement réaliste et la présentation des différents éléments du poste de pilotage tels que les manches, les différents instruments de vol et d'éventuelles alarmes.

La visualisation se fait en temps vrai
(1s de vol pour 1s présentée à 8 Hz) :

- sur site : avec CATD sur une station Graphique Windows/NT
- hors du site : des séquences sélectionnées sont enregistrées sous forme de vidéo QuickTime® sur CD-ROM pour être visualisées sur un PC portable.

INTRODUCTION :

Cette présentation détaille sous la forme de six parties distinctes les différents composants de l'outil, sont abordés également le problème du réalisme des scènes et les points majeurs de son développement sous Windows/NT.

Les fonctionnalités de l'outil :

1. Calcul de la Trajectoire :

L'animation d'une maquette d'avion sur sa trajectoire nécessite au préalable le calcul de la trajectoire suivie par l'avion durant la période de temps que l'on souhaite représenter.

L'élaboration de cette trajectoire consiste en un calcul, pour chaque image de l'animation, des coordonnées de l'avion exprimées dans un repère local¹ dont l'origine peut être soit le seuil d'une piste d'aéroport, soit un élément du décor dans lequel se déroule la scène soit un point dans l'espace choisi arbitrairement.

La valeur de Z découle généralement directement de l'altitude de l'avion mesurée par méthode barométrique (altitude pression) ou par radio sonde (radio altitude).

La détermination des variables X et Y nécessite une étape de calcul supplémentaire.

La variété des informations disponibles dans un enregistreur d'accident conduit à la mise en œuvre de plusieurs algorithmes de calcul de trajectoire parmi lesquels :

- 1- $X, Y = f(\text{Latitude}, \text{Longitude})$
- 2- $X, Y = f(\text{Vitesse sol}, \text{Route})$
- 3- $X, Y = f(X, \text{LOC}^2)$
- 4- $X, Y = f(NX, NY, NZ, \text{Attitudes avion})$

Le choix d'une méthode dépend à la fois des informations disponibles et de la nature de l'événement à analyser. Pour un événement se produisant en altitude et au cours duquel l'avion n'effectue que de faibles écarts, une trajectoire issue de la méthode n°1 sera suffisante bien que la cadence d'acquisition des paramètres Latitude et Longitude soit généralement faible ($1/4 \text{ pps}^3$) et que leur synchronisme ne soit pas toujours parfait.

En revanche, pour un événement se produisant lors d'un atterrissage, et où la dynamique des écarts ainsi que leur précision sont des paramètres d'analyse importants, une trajectoire de type 2, 3 ou 4 sera préférée à condition toutefois qu'elle ne couvre pas une période de temps trop

longue. Il est même recommandé, dans la mesure où l'enregistrement le permet, de confronter les résultats issus d'algorithmes différents voire de combiner ces algorithmes afin d'améliorer la précision de la trajectoire obtenue.

Enfin, la précision du calcul de trajectoire peut également être augmentée à l'aide de points de recalage. Il s'agit de points de passage de l'avion identifiés comme, par exemple, une trace de roue lors d'un atterrissage ou encore la position de la bretelle de sortie par laquelle l'avion a dégagé la piste.

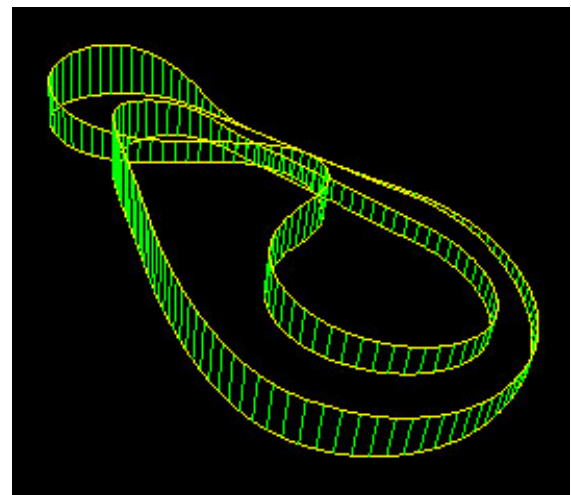
1.1 Génération de la trajectoire 3D : passage des paramètres X, Y et Z à l'objet graphique.

La trajectoire est un objet 3D qui comprend :

la trajectoire vol : elle décrit la position dans l'espace d'un point de l'avion (centre de gravité, position pilote, position des roues,etc.)

la trajectoire sol : cette trajectoire est calculée en fonction du terrain sur lequel elle se projette . Si ce terrain est un MNT (modèle numérique de terrain) c'est un profil de projection de la trajectoire sur ce relief.

les segments sol/vol : permettent en espacement régulier de figurer la distance de la trajectoire sol à la trajectoire vol



¹ OXYZ, repère orthonormé où l'axe OZ représente la verticale locale

² Localizer deviation

³ Point Par Seconde

2. Environnement réaliste 3D :

L'environnement réaliste de l'incident est reconstitué par la génération automatique de terrain simplifié car le délai de réalisation est très court (1 semaine).

Une piste paramétrable est disposée sur une plaque en dimension et en coordonnées avec ses éléments caractéristiques (ex : signalisation de la piste, QFU)

Le réalisme peut être augmenté en incluant le relief avec des données numériques de terrain (MNT), les textures appropriées et des éléments de décor nécessaires à la présentation de l'incident (balises, bâtiments, etc.)

Les procédures de vol (décollage, approche, etc.) peuvent aussi être matérialisées.

Ce décor 3D est généré automatiquement à partir d'un fichier contenant les informations nécessaires associées à des mots-clés (ex : <QFU_PT1> 33 L)

NOTA : lorsque plus de réalisme est nécessaire et que le délai de présentation est augmenté, le décor 3D est repris par des infographistes avec des modeleurs 3D.



3. Eléments de cockpit :

Divers éléments de cockpit peuvent être présentés :

Reconstitution 3D :



les manches issus des maquettes virtuelles sont animés en rotation.

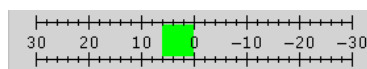
Reconstitution 2D réaliste :



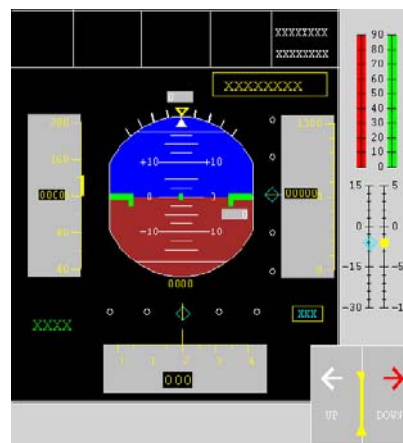
les écrans (PFD, FlightControl, Engines, etc.), les manettes et les panneaux de contrôles sont représentés avec les éléments utilisés par AIRBUS-TRAINING pour la formation des pilotes.



Reconstitution 2D symbolique :



Des écrans synoptiques, semblables à ceux utilisés au Pôle Essai (issus des outils internes de génération d'écrans synoptique basés sur Ilog-Views) sont ajoutés pour compléter la compréhension des phénomènes (symbolisation des accélérations, reconstitution d'éléments de système, représentation symbolique des données (ex : composant signalant une alarme), etc.



Eléments externes :

Tous les éléments disponibles qui ne sont pas issus de l'enregistreur pour l'explication d'un incident peuvent être inclus dans l'animation :

15:06:20 Warning

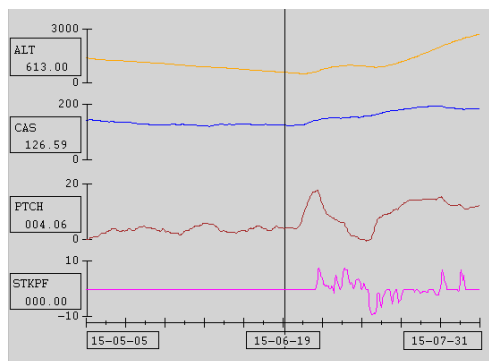
- Présentation synchrone, littérale ou audio, du contenu du Cockpit Voice Recorder (CVR) et de l'ambiance cockpit (alarmes, sons).
- Description de phase de vol et commentaires.
- Courbes $f(t)$ des paramètres principaux sur la durée de l'événement observé.

Ces courbes sont associées à un curseur qui permet de positionner l'événement à observer dans l'animation et d'afficher la valeur simultanée des paramètres.

Un zoom sur les courbes permet d'affiner le positionnement ou de montrer un événement particulier.

4. Animation 3D :

Lorsque les éléments 3D ont été générés il est alors possible de préparer un scénario de visualisation 3D avec le viewer GAIA-OKTAL qui est le viewer 3D



de CATD. Ce scénario décrit les différents points de vue et les ambiances lumineuses ainsi que les caméras (plus ou moins zoomé)

- Animation des attitudes de l'avion sur sa trajectoire.

Le déplacement et les attitudes de l'avion sont synchronisés avec les paramètres désignés dans le fichier de définition des éléments d'animation (ce fichier contient tous les éléments nécessaires à l'animation : fichier de données synchronisées, éléments 3D (trajectoire, avion, terrain), éléments 2D)

Ce fichier décrit également les liaisons des éléments graphiques à animer avec les paramètres du fichier de données synchronisées.

- Animation des éléments mobiles de l'avion (surfaces, trains).

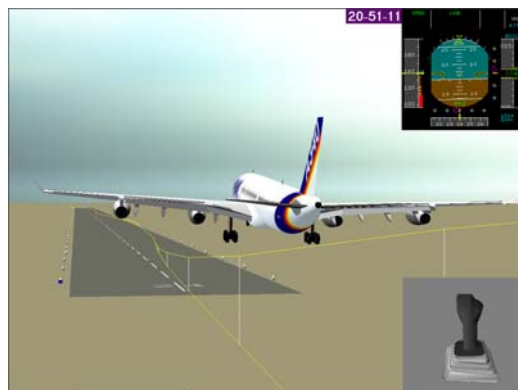
Tous les éléments mobiles, dont les articulations sont décrites dans la maquette virtuelle de l'avion 3D, peuvent être connectés avec un paramètre synchronisé(ex : FLAP,SLAT,TRAINS)

- Création de scénario (choix des points de vue, ambiances lumineuses).

Tous ces éléments sont paramétrés au travers de l'interface du viewer de scène GAIA-OKTAL et du pilote de l'outil CATD



Fenêtre zoom de l'avion : présentation des parties mobiles à observer (ici les trains)



5. Réalisation de présentation vidéo sur CD-ROM

Lorsque l'animation est validée par les différents intervenants consultés, il est possible d'enregistrer une partie de l'écran de façon à pouvoir présenter l'incident sous la forme d'un enregistrement vidéo QuickTime® sur CD-ROM afin de le visualiser sur un PC Portable non équipé d'une carte graphique 3D performante.

Dans le cadre de la présentation, des scénarios enregistrés seront visualisés.

Le problème du réalisme :

La génération 3D automatique pour la trajectoire et le terrain.

Les délais impartis pour la réalisation de ces éléments ont nécessité la réalisation d'outils spécifiques qui permettent de générer ces éléments à partir d'une synthèse des informations. Les fichiers ainsi produits sont inclus et recalés dans la scène 3D.

L'infographie 3D réaliste et l'animation temps-vrai :

La réalisation des différents éléments nécessite une réflexion sur la visualisation et la réalisation des scènes 3D :

La contrainte majeure est de présenter l'animation en temps-vrai (1 s de vol pour 1 s de visualisation) sur une station graphique :

- Il faut que la station graphique soit performante et équipée d'une carte graphique Open/GL avec mémoire de texture importante.

- Il faut que le viewer soit pertinent et fluide : il ne calcule que la partie nécessaire à la visualisation et permet de changer rapidement de point de vue de caméra et d'ambiance lumineuse.

- Il faut que la scène 3D soit construite avec des éléments de contrôle de visualisation inclus : la scène peut être re-découpée en éléments partiels pour ne visualiser que les parties à afficher (le viewer permet de définir la distance de visualisation).

les avions et leurs éléments mobiles

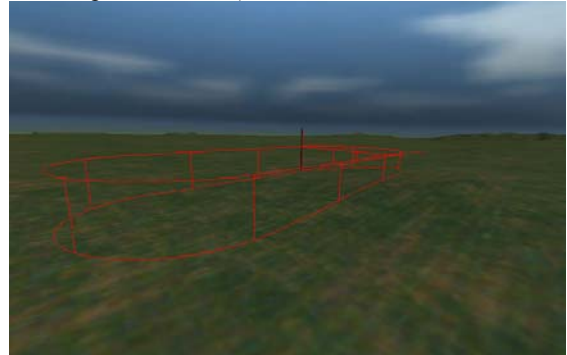
Les contraintes de visualisation de l'animation 3D rendent nécessaire d'alléger les maquettes avions récupérées des outils de CAO.

Les maquettes avions ont été optimisées pour avoir le meilleur compromis entre le nombre de triangles qui la composent et l'aspect général de rendu réaliste de l'avion. Les éléments mobiles sont simplifiés et animés en rotation autour d'axes prédéfinis.

la réalisation de scène réaliste.

Le degré de réalisme dépend du travail effectué sur la scène qui doit être la plus simple possible pour la visualisation 3D animée. On ne peut pas représenter tout, tout le temps. Cette scène doit donc être optimisée pour un affichage fluide.

La génération automatique présente une scène simplifiée qui est complétée par un MNT (modèle numérique de terrain) texturé.



Pour augmenter le réalisme il faut retravailler la scène en infographie en s'attachant à la pertinence du détail.

(est-il nécessaire de représenter un élément lointain avec du détail si celui-ci n'a aucune importance dans la visualisation que l'on va faire de l'incident ?).

La réalisation de l'outil CATD :

Sur une station graphique Windows/NT cette boîte à outil intègre en Visual BASIC un ensemble d'activeX autour d'une forme neutre de fichier d'acquisition (fichier ASCII tabulé des valeurs synchronisées de l'ensemble des paramètres) et de fichier de définition au format EXCEL.

Ceci permet ainsi d'ajouter facilement de nouveaux composants créés ou existant sous la forme de pilotes ActiveX et de travailler sur les fichiers avec les outils de « bureautique » (wordpad, excel) ou scientifiques (excel + matlab).

Les différents éléments 3D sont créés par les utilisateurs, l'infographie spécifique est sous-traitée systématiquement lorsque la scène devient complexe.

CONCLUSION

L'outil CATD permet de visualiser, à partir des données synchronisées d'un enregistreur d'accident dans un délai assez court, un incident en compagnie ou un accident par l'animation de l'avion dans un environnement réaliste reconstitué et par la présentation des éléments essentiels pour la compréhension de l'événement.

La modularité et la capacité d'intégration de diverses techniques de présentation des données font de CATD un outil ouvert.

HELICOPTER MODAL ANALYSIS USING IN-FLIGHT AND GROUND TEST DATA

H. Van der Auweraer¹, T. Olbrechts¹, T. Uhl², W. Lisowski² & A. Wasilak³

1. LMS International, Interleuvenlaan 68, B-3001 Leuven, Belgium.
2. University of Mining and Metallurgy, al Mickiewicza 30, 30-059, Krakow, Poland.
3. PZL Swidnik SA, al Lotnikow Polskich 1, 21-045 Swidnik, Poland.

ABSTRACT

The paper discusses the detailed structural dynamics study of the Polish helicopter PZL-W3 “SOKOL” in view of the validation and improvement of the helicopter design. The analysis was conducted in the context of the EU funded Copernicus project ‘HELISAFE’. The study includes the following elements:

- ground vibration tests (GVT) on a helicopter structure and the derivation of a modal model from the analysis of the GVT data.
- the execution of flight vibration tests on the same helicopter in various flight conditions, followed by the estimation of modal models.
- the comparison of the modal test results from the various flight conditions.
- the study the correlation of the identified GVT and flight test models.
- the correlation of the helicopter FE model with the modal models.

A main conclusion is that the flight conditions do not affect the intrinsic structural dynamics behaviour, but they do influence the participation of the individual modes to the total response.

INTRODUCTION

The design process of helicopter structures requires a very careful analysis of their dynamic properties [1,2]. Two main problems should be considered: vibrations and aero-elastic stability. Rotors are subject to a variety of potentially unstable response phenomena. These instabilities must be well understood and suppressed in all conceivable flight conditions. But a lot of attention is currently paid to the reduction of vibrations in helicopters since they cause fatigue and comfort problems. The main vibrations occur at discrete frequencies related to the main and tail rotor rotational frequencies. The principal excitation of the rotorcraft vibration problem is the aerodynamics load of the main rotor. The relatively high degree of rotor and helicopter

airframe flexibility drives the significant interaction between the rotor and the airframe. Therefore, an accurate dynamic analysis during rotorcraft design is essential.

The basic model used for the study of the structural dynamics behaviour is the helicopter Finite Element (FE) model. However, in order to validate the model and to evaluate the influence of the flight conditions on the intrinsic structural dynamics behaviour, detailed ground and flight vibration tests are needed.

In the INCO/COPERNICUS Project PL96-4283 “HELISAFE”, the baseline technology for performing such design engineering studies was developed and evaluated on the PZL-W3 “SOKOL” helicopter. Ground tests as well as flight tests were conducted and used to validate and update an FE model of the helicopter. On the methodology level, several questions were addressed.

Ground vibration Tests (GVT) are common practice in the aircraft industry. Several proven methods and algorithms hereto are available [3,4]. The main question concerns the precise configuration in which such test should be performed to be as representative for the flight conditions (suspension, fuel...)?

Flight tests are necessarily performed using only response data. The questions are:

- Would the use of ambient excitation enable to excite all the modes of interest?
- Which would be the best analysis method to use for these ambient data sets?
- Are the models obtained varying with the flight conditions?
- How do the modal parameters from the flight test compare to those obtained by GVT?
- How should the harmonics from the rotors be dealt with in the analysis?

Ground Vibration Tests

For both the ground and the in-flight tests, the same set of the response acceleration measurement points was used. The location of these points on the helicopter airframe is showed in fig. 1. The number of the selected measurement points was limited by the flight test cost. In each point a measurement in 3 perpendicular directions was performed.

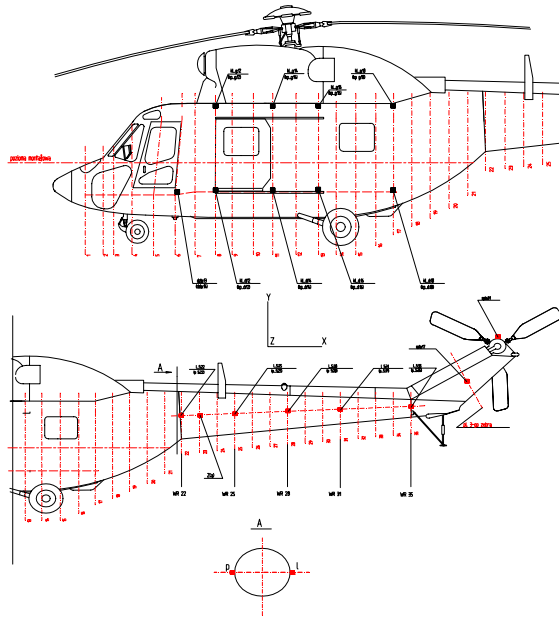


Fig. 1. Location of the measurement points

Four modal experiments were performed for the ground conditions. General parameters of these experiments are summarised in Table 1. The following tested helicopter configuration was assumed:

- One test with fuel amount as average during the in-flight testing (test UFR), no fuel in the other tests (UNR, SNR, SNS).
- the main rotor blades and hub disassembled
- tail rotor blades disassembled, substitute masses attached to the hub
- ballast mass distributed on pilots' seats and in the passenger cabin to yield the proper gravity centre location and airframe balancing.

Table. 1. Ground modal testing description

Test	Boundary Conditions	No. of Applied Exciters	Type of Excitation
UFR	supported on undercarriage	1	burst random
UNR	supported on undercarriage	1	burst random
SNR	suspension	2	burst random
SNS	suspension	2	stepped sine

The ground tests were performed using LMS CADA-X software run on HP 9000 series workstation and a HP 3565 multichannel data-acquisition frontend. The result of the testing was a database composed of Frequency Response Functions (FRF) between the applied excitation forces and the system response accelerations. The identification of the system poles was performed using the polyreference Least Squares Complex Exponential (LSCE) method. The mode shapes were estimated with use of a least squares curve-fitting algorithm of the measured FRFs in the frequency domain.

In general, for the 4 different tests conditions 4 different models with some common features were obtained. Each identified modal model comprises specific 3 groups of modes corresponding to 3 frequency ranges, as can be observed from the summed-FRF amplitude in Fig. 2.

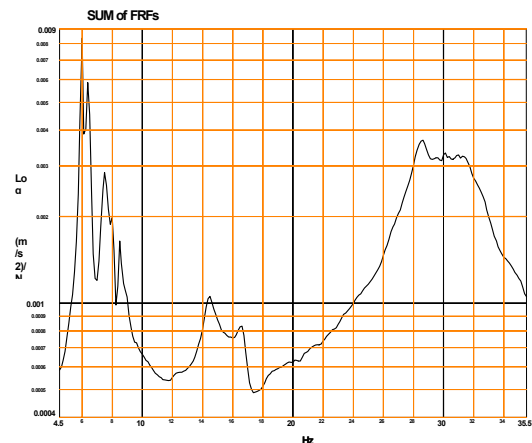


Fig. 2. Summed-FRF amplitude for the GVT

The first group of modes, which corresponds to the low frequency value sub-range, consists of the bending with torsion of the whole helicopter body modes and the boundary conditions related rigid body modes. The second group includes modes in which the tail boom bending and torsion dominate. The third group is composed of modes of more complex shapes. For these modes the fuselage and the tail boom deformations are accompanied by the horizontal stabiliser and the fin bending and torsion. As the applied geometry model included only 2 points located on the tail fin and no points was selected on the horizontal stabiliser the third group of modes is not well represented in the measurement data.

The following general conclusions were formulated basing in the obtained results:

- presence of the fuel in the tank does not influence considerably the helicopter modal

- model in the considered frequency range
- change of the boundary conditions between the support on undercarriage to the suspension influences significantly the helicopter modal model, the change affects considerably less the modes in which horizontal plane bending dominates than vertical bending modes
- the modes classified to the second group are the least sensitive to the applied ground modal testing conditions variation
- application of the harmonic excitation indicated the non-linear nature of the helicopter airframe structural dynamics properties.

Some typical mode shapes are shown in Figure 3.

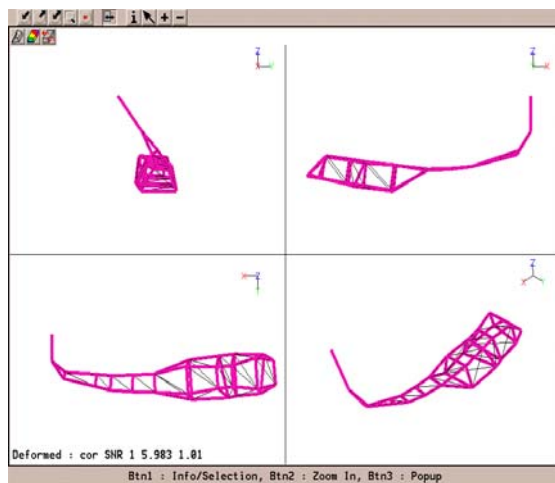


Figure 3a. First bending mode at 5.98Hz

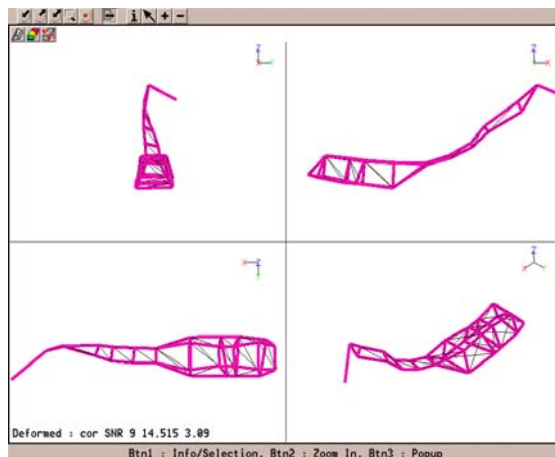


Figure 3b. Vertical tail boom mode at 14.52Hz

Flight Tests

Next, a sequence of flights was performed during which operational vibration response accelerations to operational excitations and flight parameters were measured. The in-flight testing was performed for

the following 10 flight conditions:

- level flight IAS=60, 130 and 220 km/h
- hover IGE 3-5 m
- left and right banked turn 30°, IAS=220 km/h
- left and right sideslip 30°, IAS=220 km/h
- climbing with take-off power, IAS=130 km/h
- steady descent, IAS=160 km/h, $V_y = -6$ m/s.

For the in-flight data collection, an ESAM system was applied. As the number of the available measurement channels was lower than the number of the measurement signals, the vibration data acquisition for each flight condition was carried out in 3 consecutive set-ups, containing common reference channels. The in-flight tests resulted in an extensive database containing time histories of the measured acceleration signals.

The time data were reduced to auto- and cross-correlation functions (the latter being defined with respect to the test reference channels). Various methods have been proposed for extracting the modal parameters from such data [6,7]. One of the approaches applied is the Natural Excitation Technique approach [8]. When the assumption of the stationary white noise excitation is made, the correlation functions between the measured response signals can be expressed as sums of decaying harmonic components, and the Least Squares Complex Exponential time domain identification algorithm can be applied for the identification of the system poles. The mode shapes can then be determined using a specific curve-fitting algorithm applied to the calculated auto- and cross-power functions [9].

During flight, the helicopter frame is excited by aerodynamic loads, for which an assumption of stationary white noise characteristics was made. A dominating excitation is however composed by the harmonic vibration forces induced by the rotor and transmission system. The exact frequency of these excitation components can be calculated from the recorded rotor speed value. Various approaches were investigated to perform the system identification in the presence of these harmonic components. Pre-filtering, even by small-band or Kalman filters, followed by an identification on the remaining broadband signal yielded worse results than performing the identification directly on the unfiltered correlation functions (and discarding the known harmonic components from the obtained pole values). Furthermore, the poles corresponding to the rotor frequencies are characterised by very low damping values, making them easily observed from the pole table.

The results discussed below were obtained for 6 flight conditions (level flight IAS=220 km/h, hover,

left banked turn, left sideslip, climbing with take-off power and steady descent). For all flight conditions 7 modes were identified in the frequency range of 4-20 Hz. All identified modes are complex. In Table 2, values of the identified natural frequency and modal damping for climbing with take-off power are listed.

The identified modes CT01, CT03, CT04 and CT07 are actually running modes corresponding to the harmonics of the main rotor speed.

Table 2. Identified natural frequency and modal damping values for climbing with take-off power

Mode	Identified Natural Frequency Value [Hz]	Identified Damping Value [%]
CT01	4.47	0.58
CT02	6.37	4.86
CT03	8.87	2.91
CT04	13.37	0.21
CT05	14.08	4.37
CT06	16.96	6.39
CT07	17.82	0.09

Figure 4 shows the identified CT01 mode shape.

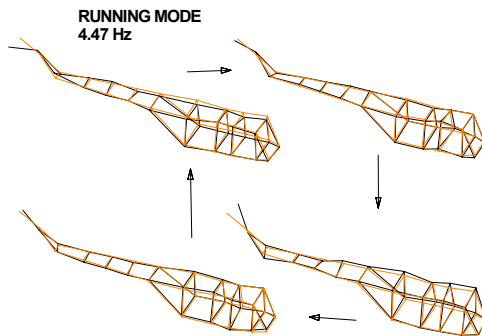


Fig. 4. CT01 running mode shape

In figure 5, an example of the identified CT05 structural mode is presented.

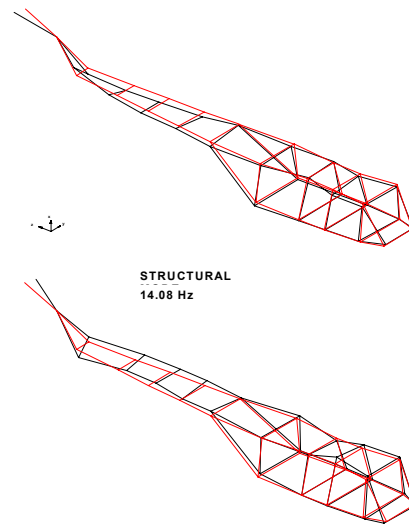


Fig. 5. CT05 structural mode shape

Next, the mode shapes identified for the different flight conditions were compared. Figure 6 presents the result for running mode 01, using the Modal Assurance Criterion (MAC). It indicates that the running modes change considerably with the flight conditions, depending on the excitation forces nature, amplitudes and spatial distribution.

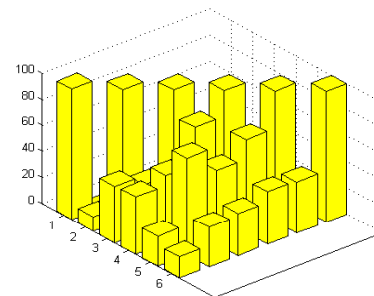


Fig. 6. MAC-Comparison of the 01 running mode identified for 6 flight conditions.

Figure 7 shows a MAC comparison of the structural mode shape 02 for 6 flight conditions.

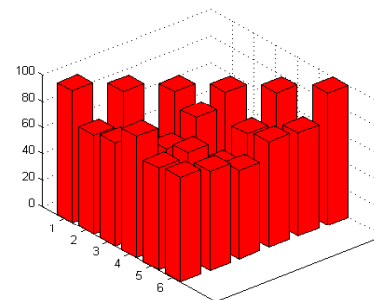


Fig. 7. MAC Comparison of the 02 structural mode for 6 flight conditions

This comparison shows that the flight conditions do not change the structural dynamics properties of the tested helicopter airframe much. A comparison of the identified natural frequency values for 5 flight conditions yielded a similar result. Results for running mode 01 (4.5 Hz) and structural mode 02 (6.3 Hz) are shown in figure 8.

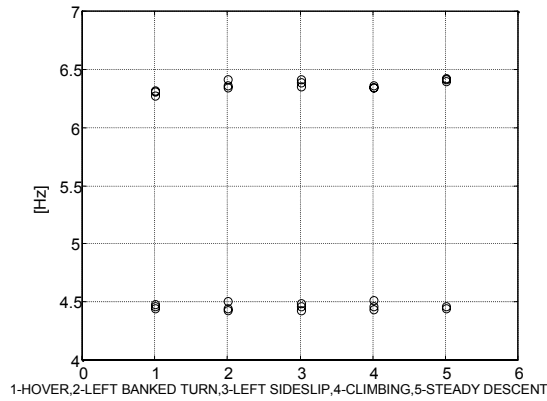


Fig. 8. Comparison of the natural frequency values for 5 different flight conditions and 3 different set-ups for each of the flight conditions

The conclusion of the in-flight vibration testing results is that only a few structural modes contribute considerably to the helicopter airframe operational vibrations. The remaining structural modes of the tested helicopter airframe were not sufficiently excited by the operational forces.

Comparison of ground and flight tests

The first step of the comparison consisted in checking which natural frequency values identified for the ground conditions are the closest to the natural frequency values identified for in-flight data. This is shown in Table 3.

Table 3. Comparison of the ground and the in-flight natural frequency values [Hz]

CLIMBING	UFR	UNR	SNR	SNS
6.37	6.54	6.28	6.40	6.08
14.08	14.65	14.66	14.52	14.77
16.96	16.08	16.77	16.66	16.92

The structural mode shapes from the in-flight tests, were compared with the ones from the ground tests, using the MAC. An example of the qualitative comparison of the CT02 mode shape with the most similar mode shape identified for the ground conditions is presented in Figure 9.

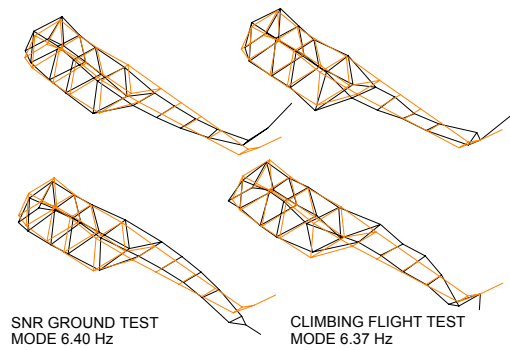


Fig. 9. Comparison of ground and in-flight mode

The comparison showed that the frequency and qualitative similarity between the corresponding mode pairs is good. The MAC correspondence is however smaller. This is probably due to the complexity of the modes.

FE-model correlation

An FE-model was developed for the helicopter frame using ABAQUS. The FE-model consists of 3933 dofs and 8171 elements, resulting in 10 modes below 32Hz, excluding the first 6 rigid body modes. Figure 10 shows the FE geometry.

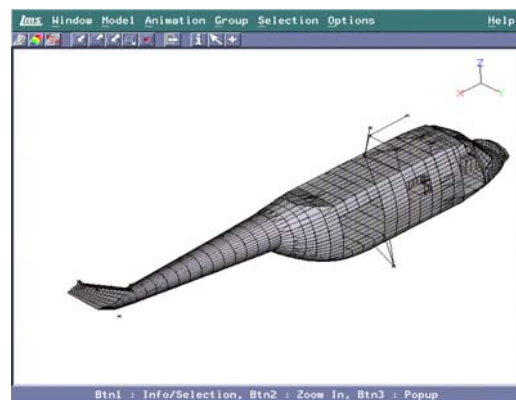


Fig. 10. FE Geometry

First, a static updating was performed. The loads were distributed on the helicopter for a static experiment and the strains were measured using rosette type strain gauges placed at 30 points on the helicopter structure [10]. The strain field was used for a static updating of the FE model. The stiffness matrices were updated by changing the material's Young modulus.

Next, a correlation of the test and FE geometry was performed as the measurement data were not exactly available in the FE nodes. Also, the number of DOF in the FE model outnumbered by far the number of DOF in the test model and the local and global coordinate systems of models were not coincident.

Then, the MAC values for the 10 FE modes and the 18 test modes were calculated (figure 11). Some modes correspond well in shape ($MAC > 0.7$). But some off-diagonal elements are not very small which makes the identification of mode pairs related to lower MAC values more difficult.

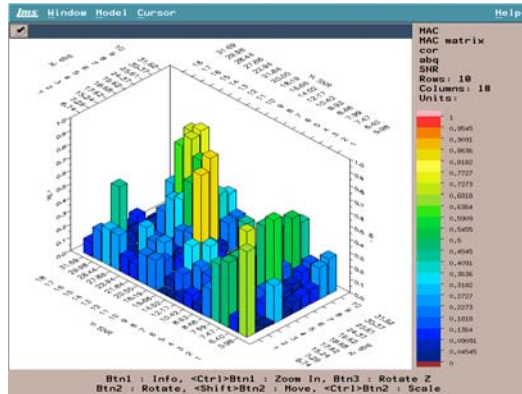


Fig. 11: MAC values of test/FE analysis

Taking the mode pairs with the highest MAC values gave finally the following correlation for 4 FE modes:

Table 4: Correlated FE/test modes

Test mode		FE mode		MAC value	Rel. freq. Differ (%)
No.	Freq. (Hz)	No.	Freq. (Hz)		
1	5.98	1	6.74	0.71	12.59
2	6.40	2	7.29	0.81	13.97
9	14.52	4	17.62	0.92	21.36
10	16.66	6	19.62	0.95	17.77

Interesting is that the best correlation is obtained for FE modes 4 and 6, corresponding to the vertical and horizontal tail boom bending. These are of high importance as they are the closest ones to the main rotor excitation component. The first and second test mode correspond to the first global bending modes. The FE mode shape corresponding to the first mode pair is shown in figure 12. It can be compared to the test mode in figure 3a.

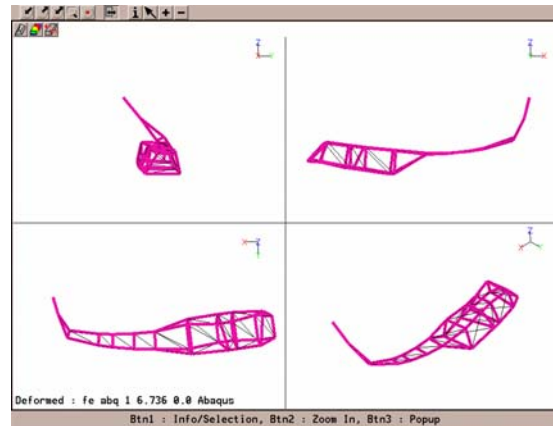


Fig. 12: First bending FE mode at 6.74Hz

CONCLUSION

The paper discussed an extensive ground and in-flight modal estimation campaign on the SOKOL helicopter. Flight tests and ground tests were critically compared. It also briefly explained the procedure to correlate the FE model of an helicopter using ground and in-flight test results. Due to high off-diagonals on the MAC matrix of the test modes, only about 4 out of the 10 test modes could be correlated with high confidence. However, these include the first two global bending modes and the horizontal and vertical tail boom modes.. These tail boom modes are of high importance for the reduction of the vibrations as they are close to the 4th harmonic of the main rotor (main excitation). Differences in natural frequencies up to 20% were revealed for the 4 FE/test mode pairs, suggesting that a FE-updating step is needed before further using the FE model in structural modification analysis.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was conducted in the context of the INCO/COPERNICUS Project PL96-4283 "HELISAFE". Partners in this project were: LMS International (Belgium), the Univ. of Manchester (United Kingdom), The University of Mining and Metallurgy (Krakow, Poland) and PZL-Swidnik (Swidnik, Poland).

REFERENCES

- [1] G.L. Barndt, S. Moon, "Development of a Fatigue Tracking Program for Navy Rotary Wing Aircraft", Proc. of the American Helicopter Society 50th Annual Forum, Washington DC, pp. 1359-1389, 1994.
- [2] R. Bielawa, Rotary Wing Structural Dynamics and Aeroelasticity, AIAA Inc., 1992.

- [3] G. Foss, T. Rosenberger, "The CH-47D "CHINOOK" Helicopter Shake Test", 15th IMAC, Orlando, Florida, pp. 497-501, 1997.
- [4] L. Girard, P. Lubrina, "Ground Vibration Tests for the High Speed Dolphin Helicopter", Proc. 49th American Helicopter Forum, pp.1041-1053, 1993.
- [5] W. Lisowski, T. Uhl, "Modal Analysis of Helicopters - the Experiment Conditions", Proc. ISMA 23, K.U. Leuven, pp. 1509-1516, 1998
- [6] L. Hermans, H. Van Der Auweraer, "Modal Testing and Analysis of Structures under operational conditions: Industrial Applications", MSSP, 13(2), 193-216, 1999.
- [7] M.J. Desforges, J.E. Cooper, J.R. Wright, "Spectral and modal parameter estimation from output-only measurements", MSSP, 9(2), pp. 169 - 186, 1995.
- [8] G.H. James III, T.G. Carne, J.P. Laufer., "The Natural Excitation Technique (NExT) for Modal Parameter Extraction from Operating Structures", Int. J. of Analytical and Experimental Modal Analysis, Vol. 10, no 4, pp. 260-277, 1995
- [9] L. Hermans, H. Van der Auweraer, "On the Use of Auto-and Cross-correlation functions to extract modal parameters from output-only data, Proc. of the 6th Int. Conf. on Recent Advances in Structural Dynamics, "Work in progress" Paper, 1997.
- [10] T. Uhl, W. Lisowski, J. Malecki, Strain Modal Testing of a Helicopter Tail Boom, Proc. 16th IMAC, Santa Barbara, CA, pp. 1271-1277, 1998.

PROBLEMATIQUES DES ESSAIS EN VOL DE DRONES

Jean-Philippe Dufour
Centre d'Essais en Vol
Base d'Essais de Cazaux
BP 16
33 260 La Teste

RESUME

L'absence de pilote à bord d'un aéronef introduit un certain nombre de problématiques spécifiques pour les essais en vol. Le Centre d'Essais en Vol, en phase de création d'un pôle d'activité dans le domaine, a cherché à les identifier. Cet article présente l'état de ses réflexions. Les sujets qui y sont abordés sont : l'environnement d'essais, le pilotage d'essais, l'emploi d'un aéronef d'accompagnement, l'instrumentation, les procédures, la simulation et les essais préalables aux vols.

INTRODUCTION

Il est tout d'abord utile de rappeler la définition officielle d'un drone (ou UAV, Uninhabited Aerial Vehicle), dans l'arrêté 1984 1005 m def ; ai : « Un aérodyne sans équipage, télépilote ou programmé, utilisé pour des missions diverses ». Cette définition, très large, englobe un domaine qui s'étend des micro-drones de 10 cm au Global Hawk affichant plus de 35m d'envergure. Elle ne fait pourtant pas apparaître qu'il convient pour les drones de raisonner en terme de système : une mission donnée est remplie par une ou plusieurs stations sol et un ou plusieurs véhicules aériens.

Ces dernières années ont vu ces systèmes prendre une importance croissante dans les opérations militaires, principalement pour des missions de reconnaissance. Ils se verront bientôt confier de nombreuses autres tâches, jusqu'à des missions de combat. Parallèlement, des concepts d'emploi civils fleurissent et promettent un vaste marché une fois les problèmes de navigabilité résolus.

Cette activité en pleine expansion se traduira, pour les essais en vol, par le développement, la qualification et la réception de drones militaires, et à terme le développement et la certification des drones civils. Pourtant, les perspectives ne s'arrêtent pas là.

En effet, l'utilité de démonstrateurs non pilotés à échelle réduite pour la validation de nouveaux concepts a été démontrée dès l'après seconde guerre mondiale aux Etats-Unis (1). De nombreux drones de ce type ont été réalisés dans des cadres

universitaires à fin de recherche ou d'enseignement (2-11). En France, l'Onera a initié une démarche comparable au sein du CERT avec SUPAERO dès 1984 (12), puis, plus récemment, à Salon de Provence, avec l'Ecole de l'Air. La réalisation de démonstrateurs technologiques sans pilote a été également adoptée par des industriels et la NASA, avec notamment le HiMAT (Highly Maneuverable Aircraft Technology) (13), le X-36 (14), le X-33 (15), le X-34, le X-38 et le X-43A. En France, la réalisation par Dassault Aviation de son Aéronef de Validation Expérimentale (AVE), le « Petit-Duc », et la maturité des technologies des systèmes de drones, ouvrent la voie à de tels démonstrateurs.

Les essais en vol structuraux, par nature dangereux, offrent également un champ d'application aux véhicules aériens non habités. La Naval Air Experimental Station a développé dès 1950 un équipement de télépilotage pour ce genre d'essais (16,17). La NASA a également réalisé des essais structuraux, notamment de flutter, grâce à des drones : il s'agissait du programme DAST (Drones for Aerodynamic and Structural Testing), mené de 1977 à 1983 (18).

Enfin, la NACA a validé dès les années 50 l'utilisation du dispositif développé par la NAES pour déterminer les qualités de vol d'un aéronef (19). Par la suite, les programmes HiMAT et X-36 ont mis en valeur l'utilité de modes automatiques lors des essais en vol (13, 14, 20).

Les essais en vol non habités représentent donc une activité potentiellement très vaste que le Centre d'Essais en Vol a récemment décidé de prendre en compte. Les problématiques nouvelles sont nombreuses, que ce soit celles liées à l'environnement d'essais, le pilotage d'essais, l'emploi d'un aéronef d'accompagnement, l'instrumentation, les procédures, la simulation ou les essais préalables aux vols. Cet article présente l'état des réflexions du CEV sur ces différentes problématiques, issues d'un travail amont, notamment bibliographique.

ENVIRONNEMENT D'ESSAIS

Les essais en vol nécessitent en général un environnement adéquat, et c'est encore plus vrai

lorsque l'aéronef en essai est inhabité. Les problématiques environnementales englobent la réglementation aérienne, les zones d'essais, la sécurité des vols et l'encombrement des fréquences.

Réglementation aérienne

Les drones ont à l'heure actuelle un statut aéronautique très flou. Les textes applicables (21-26) sont peu nombreux et présentent des imprécisions et des carences majeures.

Ils confinent pour l'instant les drones aux espaces aériens à statut « suffisamment protecteur » permettant d'assurer leur ségrégation avec les aéronefs pilotés. Ces espaces sont de trois types : zones réglementées dont les caractéristiques incluent l'activité drones ou vol d'essais (par exemple la R31 de Cazaux, la R34 de Mont de Marsan ou la R175 de Suippes), zones réglementées temporaires ou zones réglementées créées à titre permanent activables par NOTAM (par exemple, le couloir de transit en cours de mise en place entre les zones R31 et R34). Cette situation perdurera tant que des procédures et/ou équipements spécifiques n'auront pas été définis pour permettre aux drones de s'insérer dans le trafic aérien.

Cette situation n'est pas gênante pour les essais en vol, le CEV disposant d'espaces aériens satisfaisant ces conditions. Ce qui l'est plus est la définition des formations et responsabilités des équipes de mise en œuvre de systèmes de drones, notamment vis à vis de la protection des biens et des personnes au sol.

Il n'existe pas pour l'instant de brevet, civil ou militaire, autorisant à piloter ou opérer un drone. Les personnels des armées mettant en œuvre les systèmes en service ne disposent que de qualifications données par les industriels concepteurs des systèmes. La question se pose d'autant plus pour un vol d'essais qui nécessite, pour un aéronef piloté, une qualification particulière.

La responsabilité correspondant à celle du commandant de bord dans un aéronef piloté est pour un drone en circulation aérienne militaire (22) « exercée par la personne mettant en œuvre l'appareil ou assurant le commandement ou la direction des opérations. » Outre le manque de clarté de ce texte, il est évident qu'il pose des problèmes dans le cas de « hand over » (transfert d'autorité) entre deux stations, de relais des personnels au sol (usuels pour des missions longues de drones endurants), de perte de liaison de donnée...

Il convient donc, face au vide réglementaire, de mettre en place des procédures précises définissant clairement le *modus operandi* des essais en vol de drones.

Zone d'essais

Au vu de ces problèmes réglementaires, il est également indispensable, afin de limiter au maximum les risques, de voler sur des zones à densité de population très faibles. Dans le cas de premiers vols, il ne paraît pas envisageable de sortir de terrains militaires.

La seule solution court terme viable pour le CEV consiste donc en l'exploitation de la base d'essais de Cazaux associée au Centre d'Essais des Landes de Biscarosse.

D'autres solutions moyen ou long terme devront prendre en compte, outre ces éléments :

- l'évolution de la réglementation,
- les limites de la capacité des plates-formes actuelles, en terme de contrôle aérien, de facilités, de nuisance sonore, mais également de disponibilité de fréquences (voir plus bas),
- l'intérêt de régions désertiques planes et sans obstacles naturels comme celle d'Edwards en Californie (27), qui offrent le double avantage de pouvoir offrir des pistes naturelles pour des premiers vols ou des atterrissages en mode dégradé et de faciliter l'accès aux drones récupérés d'urgence sous parachute (la Section Technique de l'Armée de Terre, qui met en œuvre des drones depuis des années à partir du site ALT du camp de Mourmelon, connaît bien le problème des drones posés sous parachute en pleine forêt),
- les perspectives d'essais en vol de drones évoluant à haute altitude, pour lesquels la dérive en cas de terminaison du vol est conséquente et réclame des zones plus vastes,
- enfin, des considérations météorologiques (28) : un site d'essais en vol doit en général être choisi avec des considérations climatiques, et tout particulièrement pour un site destiné à des vols de drones pour lequel le vent est très pénalisant à double titre : d'une part, la plupart sont légers et volent à basse vitesse, et y sont donc particulièrement sensibles, d'autre part, un vent fort produit également une dérive importante en cas de terminaison du vol.

Sécurité des vols

Les vols de drones, et tout particulièrement les vols d'essais, nécessitent naturellement des dispositions particulières pour assurer leur sécurité. Des consignes existent déjà à la STAT, au CEAM et au CEL. La STAT par exemple impose dorénavant la présence d'un transpondeur, de feux de signalisation (stroboscopes) ainsi que d'un dispositif

de terminaison du vol. L'absence de système temps réel prédisant le point d'impact en cas de déclenchement du système de terminaison du vol impose des conditions de vol plus restrictives. Le CEL de son côté impose notamment la présence d'un répondeur radar spécifique permettant aux radars de trajectographie de suivre le drone très précisément.

Il est intéressant de noter que malgré l'étendue et l'aspect désertique des zones d'Edwards, la NASA applique des consignes très strictes (27). Pour voler au Dryden Flight Research Center, un drone doit en effet satisfaire à trois conditions :

- pouvoir donner en temps réel sa position sur un fond de carte présentant les limites de zones au pilote, mais également être équipé d'un transpondeur agréé FAA et d'un répondeur radar spécifique afin d'être suivi à la fois par les contrôleurs civils et militaires et par un officier de sauvegarde disposant d'un radar de trajectographie,
- être muni d'un système de terminaison de vol ayant au minimum pour effet la coupure du moteur et l'annulation de la portance, et éventuellement le déclenchement d'une récupération sous parachute,
- fournir en temps réel une estimation du point d'impact en cas de déclenchement du système précédent (29).

Le CEV travaille actuellement, en cohérence avec le CEL et les centres d'expérimentations militaires, à l'élaboration de consignes particulières de sécurité des vols de drones.

Encombrement des fréquences

Il y a une limite, appelée en télécommunications limite de Shannon, à la somme d'informations transmissibles dans une bande passante donnée. Le spectre est donc une ressource limitée dont les essais en vol sont gourmands. En effet, ils nécessitent des fréquences réservées à la télémétrie pour suivre en temps réel les paramètres de vol des aéronefs en essai.

Pour les systèmes de drones, le problème est plus crucial encore puisque chaque système possède une liaison de données transmettant la télémétrie (TM), la télécommande (TC), mais également les informations de charge utiles, souvent lourdes (vidéo, images SAR, etc.). Qui plus est, la sécurité des vols exige la redondance de la transmission de la TM/TC.

L'encombrement du spectre peut donc être très pénalisant pour les systèmes de drones. Aux Etats-Unis, c'est un sujet d'inquiétude pour la NASA (30). En France, le problème se pose aussi, notamment avec le CL-289 qui ne dispose de fréquences que

ponctuellement dans le temps et dans l'espace (dans le Larzac).

Les technologies de télécommunications peuvent encore évoluer pour fournir des liaisons de données plus performantes (à bande passante égale), mais pas indéfiniment. Une autre voie pourrait être l'utilisation du mode S du transpondeur pour transmettre en point à point des informations. Ce procédé permettrait de redonner la chaîne de TM/TC sans encombrement de fréquence supplémentaire.

Même si cette voie se révélait en effet prometteuse, la saturation du spectre risque d'être un problème délicat pour les vols de drones, et en particulier les vols d'essais, dans les prochaines années.

LE PILOTAGE D'ESSAIS

Même sur les systèmes de drones opérés du sol en temps réel, les modes de pilotage sont de plus en plus autonomes. Pourtant, lors d'essais de développement d'un système, il est impératif d'avoir un pilote dans la boucle avec un niveau d'autorité total (14, 27, 31, 32), ce qui n'est en général pas le cas des systèmes de série : cela implique certaines spécificités du système en essai.

Cette section discute de l'impact pour le pilote d'essais de se trouver au sol plutôt qu'à bord, de la façon dont concevoir une station-sol d'essais, des problématiques et de l'utilité des modes autonomes lors des essais en vol et enfin des conséquences méthodologiques de tous ces éléments.

La station-sol d'essais

Beaucoup des informations reçues consciemment et inconsciemment par un pilote d'essais à bord d'un aéronef (vue, sons, odeurs, vibrations, accélérations, etc.) ne lui sont pas disponibles dans une station de contrôle. Qui plus est, les informations lui sont transmises avec un délai plus ou moins grand selon la liaison de données.

Il est donc nécessaire de combler au moins en partie à ces déficiences pour permettre au pilote d'essais de conduire le vol. La NASA a largement étudié la question, notamment avec le programme d'essais du X-36 (14, 27, 32).

Cet appareil est un démonstrateur de chasseur furtif à échelle 28%. Sa station-sol est conçue comme un cockpit d'avion et pour restituer au maximum les sensations qu'aurait le pilote s'il était à bord de l'appareil : le pilote dispose d'un manche et de palonniers à retour d'effort, ainsi que d'une manette des gaz, d'interrupteurs classiques et d'une visualisation tête haute (ou HUD pour Head-Up Display).

Le HUD délivre l'image de la caméra frontale de l'UAV. La distance du moniteur aux yeux du pilote a été déterminée pour que l'image lui soit présentée

dans les mêmes proportions angulaires que s'il était à bord. En surimpression apparaît la symbologie classique des HUD d'avions d'arme et les paramètres usuels : vitesse, altitude, incidence, facteur de charge vertical. Certains éléments ont été ajoutés pour le besoin des essais : cercle indiquant l'incidence ou le facteur de charge désiré pour la manœuvre, puissance spécifique, limitations, avertissements, etc.

Le programme X-36 a également mis en valeur l'intérêt de fournir au pilote le son pris à bord de l'avion par un micro situé à l'emplacement du cockpit pour détecter rapidement des problèmes moteur.

Malgré cela, le pilote ne disposant ni de vision périphérique, ni de sensations physiques, il ne peut se reposer que sur le HUD pour avoir des informations d'attitude. Le X-36 étant instable en tangage et lacet et très manœuvrable (il affiche notamment des taux de roulis très importants), le pilote doit passer beaucoup de temps à regarder le HUD. Il est de ce fait beaucoup moins disponible pour d'autres tâches. Le pilote ayant notamment des problèmes pour remplir et inter changer les fiches à compléter pendant le vol, il fallut installer un présentoir lui permettant d'en changer facilement.

Les informations de position du drone et de limites de zone sont également essentielles à la conduite du vol. Pour le X-36, le pilote dispose d'un second moniteur de 20 pouces donnant ces informations ainsi que les points tournants, la position de la piste, etc., ainsi que diverses informations de télémétrie.

Ce cas est très instructif, notamment parce que les essais du X-36 sont parmi les plus contraignants que l'on puisse faire sur un drone, puisqu'il s'agit d'un aéronef rapide et manœuvrable, qui plus est, de par sa taille, plus soumis à la turbulence et aux rafales qu'un chasseur à échelle 1. Il nécessite donc des réactions très rapides du pilote d'essais.

Ce dernier ne souffrait pas du décalage entre la prise d'image et son affichage dans le cockpit au sol, très limité grâce à l'utilisation d'une liaison de donnée à large bande passante. Cependant, ce genre de liaison de données est onéreuse. L'USAF TPS a donc étudié l'influence de ce décalage sur la pilotabilité d'un drone et développé un modèle prédictif pour s'en affranchir (31). Ces études ont été menées grâce à un petit drone utilitaire de la NASA à voilure fixe aux caractéristiques similaires à celles d'un drone tactique. La station-sol consistait, comme pour le X-36, en un cockpit proche de celui d'un avion.

Si la présence d'un pilote avec très haute autorité dans la boucle reste incontournable pour des premiers vols de drone, il est néanmoins également envisageable de réaliser des essais avec des stations-sol plus proches de celles employées

opérationnellement dans le cas d'essais nécessitant moins de réactivité du pilote. On peut citer :

- les essais des drones de la famille Pathfinder/Hélios du programme ERAST (27, 32), pour lesquels le pilotage est plus proche des techniques employées en aéromodélisme, notamment en phase de décollage/atterrissage ou le drone est piloté de l'extérieur, mais également pendant le reste du vol puisque la caméra, située en bout d'aile, filme le drone et non ce qui est devant lui,
- le cas d'un drone peu manœuvrant et déjà connu pour lequel il faut procéder à une ouverture de domaine consécutive à une modification (33, par exemple).

Autonomie

Si les premiers vols d'un drone doivent se dérouler en mode purement télépilote, il est pourtant nécessaire d'essayer les modes de plus haut niveau d'autonomie, le pilote ayant un rôle alors plus ou moins important, jusqu'au « pilote de sécurité » n'agissant qu'en cas de problème.

Les modes autonomes, cependant, peuvent aussi se révéler d'un grand intérêt pour les essais en vol. La NASA, pendant le programme HiMAT, a démontré que l'emploi d'un pilote automatique lors d'essais en vol permettait un pilotage très précis lors des évolutions et, de ce fait, des manœuvres répétables à l'identique (13, 20) : de grandes quantités de données fiables ont ainsi été obtenues en des temps plus courts que lors d'essais équivalents réalisés par un pilote. Le procédé a été réemployé lors du programme X-36 (14), le pilote déclenchant des manœuvres en pressant une détente sur le manche et n'intervenant plus sur les commandes pendant son exécution qu'en cas de problème.

Méthodologie

L'approche consistant à restituer au mieux les sensations du pilote permet de transposer les méthodes et concepts de suivi des vols déjà connus en essais pilotés avec un minimum d'adaptations, et avec les considérations de facteurs humains présentées précédemment. Par contre, plus les essais se feront avec une approche « extérieure » du pilotage, et plus ils feront intervenir des modes autonomes, plus il faudra adapter, voire refonder, les méthodologies d'essais connues.

Le CEV envisage donc de se doter d'un banc d'essai destiné d'une part à étudier les différentes configurations d'une station-sol d'essais en vol et l'intérêt des équipements associés, d'autre part à développer puis à valider des méthodologies d'essais nouvelles pour les drones. Le banc d'essai le plus adapté semble être un aéronef optionnellement

piloté, c'est à dire pouvant être piloté à bord ou bien opéré comme un drone, le pilote de bord n'étant plus là qu'en back-up.

AERONEF D'ACCOMPAGNEMENT

Un aéronef d'accompagnement lors des essais en vol d'un drone peut se révéler utile pour deux tâches :

- surveiller le drone, éventuellement en transmettant à l'équipe d'essais au sol une vue caméra,
- jouer le rôle de station de contrôle de secours, la liaison de données étant moins susceptible d'être perdue (13,18).

La proximité d'un aéronef piloté et d'un drone implique bien sûr des précautions particulières dans la préparation et la conduite de l'essai pour assurer la sécurité du vol. Il convient d'être encore plus prudent pendant les premiers vols d'un drone, pour lesquels il est particulièrement intéressant de disposer d'un aéronef d'accompagnement. On peut par exemple définir une sphère de sécurité autour du drone dans laquelle l'aéronef piloté ne doit pas pénétrer, ceci afin de le protéger d'une manœuvre inattendue du drone.

INSTRUMENTATION

L'instrumentation est nécessaire pour tout vol d'essais. Elle consiste à équiper un aéronef de capteurs, d'enregistreurs et d'une chaîne de télémesure permettant de suivre en temps réel et d'exploiter en temps différé un vol d'essais.

Les systèmes de drones ont ceci de particulier qu'ils disposent déjà d'une chaîne de capteurs et d'enregistreurs de bord et en général (sauf à être totalement autonomes) de télémesure. Il pourrait donc être naturel d'utiliser les équipements propres du système en essai, en le complétant éventuellement de quelques senseurs pour l'acquisition de certains paramètres inutiles à l'exploitation courante du matériel. Cette démarche, cependant, n'est pas sans poser un problème méthodologique, puisqu'elle consiste à tester un matériel en l'utilisant lui-même en tant qu'outil de test.

Beaucoup d'essais en vol de systèmes de drones ont pourtant été réalisés de la sorte, moyennant naturellement certaines précautions de qualification des instruments de bord. Pourtant, il semble que certains constructeurs préfèrent éviter au maximum de travailler de la sorte et instrumenter leurs drones en essai indépendamment de leurs équipements propres... lorsque cela est possible. En effet, nombre de drones sont de très petite taille et n'ont que de très faibles capacités d'emport, que ce soit en terme de volume, de masse ou d'alimentation électrique, et

ne peuvent donc pas embarquer d'instrumentation indépendante.

Le problème est d'autant plus critique dans les démonstrateurs à échelle très réduite tels le X-33, pour lequel une instrumentation spécifique a été développée (15), ou de petits drones utilisés à des fins de recherche comme ceux employés au Sir Lawrence Wackett Centre for Aerospace Design Technology du Royal Melbourne Institute of Technology, instrumentés avec des matériels d'aéromodélisme (3,4). L'ingéniosité des chercheurs mérite d'être mentionnée : certains gyroscopes pour modèles réduits affichant des dérives à température fixe acceptables, des essais en variation de température leur ont permis de développer un algorithme qui, associé à un thermomètre, corrige convenablement la dérive (4).

PROCEDURES

Tout système complexe en essai nécessite des procédures d'essais bien précises, en particulier dans les situations d'urgence. C'est d'autant plus vrai avec un système de drone pour différentes raisons :

- une grande partie des références du pilote venant de la télémesure, une panne de capteur, surtout si elle n'est pas détectée, peut être catastrophique,
- une perte de liaison de données prive l'équipe d'essais de tout contrôle,
- le fait que le pilote soit au sol demande de penser différemment l'organisation de l'équipe d'essais.

La NASA recense au moins un cas de destruction de drone consécutif à une panne de senseur pour laquelle aucune procédure n'était définie (27). Il est donc essentiel que des procédures exhaustives soit écrites, validées et parfaitement connues de toute l'équipe. Une équipe d'essais doit parfaitement maîtriser toutes les procédures spécifiques au système qu'elle essaye, et doit donc être bien et continûment entraînée. S'il est utile qu'elles puissent être remises en question par l'équipe d'essais comme par des personnels extérieurs lors de briefings, elles doivent être appliquées strictement pendant les vols.

Il est aussi impératif que le système de drone en essai dispose de modes de sauvegarde autonomes en cas de rupture de liaison montante. La STAT impose d'ailleurs une démonstration réussie de la mise en œuvre de telles procédures dans ses vols de sécurité à Mourmelon. La NASA, quant à elle, recense un cas qui aurait pu être critique puisque le X-36 a perdu sa liaison de données juste après le décollage de son second vol. La programmation du drone et les procédures de l'équipe d'essais ont permis de récupérer la liaison et de poser l'appareil en toute sécurité (14, 27).

Enfin, une bonne organisation des tâches et des communications est indispensable. Il pourrait être tentant de confondre la station de contrôle du drone et la salle de conduite d'essais. C'est en fait un travers dans lequel il faut éviter de tomber pour bien séparer les tâches des personnels de mise en œuvre du système, et notamment le pilote, des ingénieurs d'essais. Pour des essais du type du HiMAT ou du X-36, il s'est révélé impératif d'isoler le pilote et de limiter les intervenants sur la fréquence qu'il emploie. La seule ouverture du cockpit du X-36 se situe derrière lui pour permettre à un « co-pilote » de l'assister s'il faut consulter le manuel de vol (14).

SIMULATION

La simulation est tout d'abord un outil d'entraînement très précieux, tant pour que le pilote se fasse à l'appareil que pour l'équipe d'essais dans son intégralité s'entraîne à l'application des procédures (14, 27).

Elle peut également aider grandement à la préparation des vols d'essai. En effet, un bon modèle aérodynamique du drone essayé permet de prédire convenablement le comportement du drone pendant un essai, le procédé étant bien entendu itératif puisque les résultats des essais en vol peuvent être réinjectés dans le modèle pour l'affiner (7).

Notons également que la simulation est également utilisée à l'université de Cranfield pour l'analyse « post-mortem » des vols d'essai de drone s'étant achevés par un crash (7).

ESSAIS PREALABLES AU VOL

La simulation n'est pas le seul outil utile à la préparation d'un vol de drone. Cette section présente certains autres essais possibles avant le vol libre d'un drone.

Réglage du PA

Beaucoup de petits drones présentent des taille, poids et vitesses d'évolutions compatibles d'essais au sol sur véhicule terrestre. Monter le drone sur un pivot au-dessus d'un véhicule permet ainsi de procéder à des essais délicats tels le réglage d'un PA d'un drone instable, sans risque pour l'appareil. Le procédé a été testé par l'université de Stanford (2). Notons qu'en France, SUPAERO possède une voiture banc d'essai dédiée à ce genre d'expérimentations.

Essais de liaisons de données

Etant donné la criticité de la liaison de données dans la conduite du vol, il convient de se donner les plus grandes assurances qu'elle fonctionnera bien tout le long de la mission avant un essai.

Il faut donc au moins avoir procédé à quelques essais au sol de sa liaison de données, notamment pour s'affranchir d'éventuels problèmes d'interférences dus aux systèmes de bord (2).

A titre d'exemple, le premier vol du X-36 a été précédé (14) :

- d'une double vérification de chaque branche de vol pour s'assurer que le X-36 serait bien toujours en vue directe de la station-sol,
- d'un essai sous grue,
- d'un vol porté sous hélicoptère allant jusqu'aux limites de l'espace d'essais.

Le fait que ces précautions n'aient pas empêché l'appareil de perdre sa liaison à son deuxième vol montrent bien à quel point le problème est délicat.

Autres vols portés

Il serait tout à fait envisageable de pratiquer d'autres vols portés de drones dont la taille et le poids le permettent, notamment pour valider leurs systèmes de navigation.

CONCLUSION

Les essais en vol de drones présentent donc un vaste champ d'activité mais également de problématiques nouvelles dont cet article a essayé de faire la synthèse. Ce travail, largement issu de recherches bibliographiques, doit maintenant être suivi par des expérimentations qui engageront le Centre d'Essais en Vol dans la création d'un véritable pôle de compétences.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Ernest G. Stout, Development of Precision Radio-Controlled Dynamically Similar Flying Models, Jour. Aero. Sci., vol. 13, no. 7, July 1946, pp. 335-345.

[2] Stephen J. Morris, Benjamin Tigner (Stanford University Dept. Of Aeronautics and Astronautics), Flight Tests of an Oblique Flying Wing Small Scale Demonstrator, AIAA, 1995, disponible à http://www.spyplanes.com/Background/OFW_94/index.html.

[3] E. Sofyan, C. Bil, R.A. Danaher, UAV Model Flight Test for Parameter Identification, ISASTI-96-3.1.1, pp. 118-129.

[4] Francis Valentinis, Cees Bil, Paul Riseborough, Development and Trials of an Autonomous Flight Control System for UAVs, ICAS-96-3.6.4, pp. 1294-1304, 1996.

[5] Eric Hallberg, Isaac Kaminer, Antonio Pascoal, Development of a Flight Test System for Unmanned Air Vehicles, presented at the 1998 American Control Conference, June 24, 1998, IEEE, 1999.

[6] P.G. Thomasson, Flight Test Experience with the Cranfield A3 Observer, Proceedings of the 15th International UAV Systems Conference, Bristol, avril 2000.

[7] D.J. Dyer & P.G. Thomasson, Twenty Years of Designing, Building and Flight Testing Unstable UAVs, Proceedings of the Society of Flight Test Engineers UAV workshop, mars 2001.

[8] Charles E. Hall, Jr., Siddharta Mukherjee, Teleoperated Experiments On Board Remotely Piloted Vehicles Using the World Wide Web, <http://membrane.com/video/chuck/TEOBRPV.html>.

[9] Charles E. Hall, Flight Testing with Small UAVs, Proceedings of the Society of Flight Test Engineers UAV workshop, mars 2001.

[10] Introduction to UAV Brumby – Sydney University's Rapid Prototype Research UAV, http://www.aero.usyd.edu.au/wwwuav/uav_brumby_intro.html.

[11] David Hyunchul Shim, Design, Implementation, and Testing of Berkeley UAV System, <http://hera.berkeley.edu/IRO/Summary/00abstracts/hcshim.1.html>.

[12] J.L. Boiffier, P. Vacher, Robotique Aérienne : Une Synergie Enseignement-Recherche-Industrie, Revue Scientifique et Technique de la Défense n°41, 1998, pp.33-36.

[13] HiMAT Fact Sheet, <http://www.dfrc.nasa.gov/PAO/PAIS/HTML/FS-025-DFRC.html>.

[14] Laurence A. Walker, The X-36 Program : A Test Pilot's Perspective on UAV Development Testing, NASA Tech Briefs DRC-97-55, disponible à <http://www.dfrc.nasa.gov/DTRS/1997/index.html>.

[15] Model X-33 Subscale Flight Research Program, <http://www.nasatech.com/Briefs/Oct99/DRC9922.html>

[16] J. B. Arnold, Development of Remote Control Flight Test Techniques, F6F-5K Nolo Flight Test Program, Naval Air Experimental Station, Phila., ASL NAM 2431, pt. V, août 1950.

[17] J. B. Arnold, Service Testing of NAES Remote Control Equipment, F7F-3 Nolo Flight Test Program, Naval Air Experimental Station, Phila., ASL NAM DE-205.1, pt. I, mai 1951.

[18] Drones for Aerodynamic and Structural Testing (DAST) Photo Gallery Contact Sheet, <http://www.dfrc.nasa.gov/gallery/photo/DAST/HTML/index.html>.

[19] Howard L. Turner, John S. White, Rudolph D. Van Dyke, Jr, Flight Testing by Radio Remote Control – Flight Evaluation of a Beep-Control System, NACA Technical Note 3496, 1955, disponible à <http://naca.larc.nasa.gov/reports/1955/naca-tn-3496/>.

[20] Eugene L. Duke, Franck P. Jones, Ralph B. Roncoli, Development and Flight Test of an Experimental Maneuver Autopilot for a Highly Maneuverable Aircraft, NASA TP-2618, septembre 1986.

[21] OACI, Convention de Chicago, article 8.

[22] Réglementation de la circulation aérienne, RCA 1, RCAM 1, application des règles de l'air.

[23] Code de l'Aviation Civile, articles R133-1-1 à 3 relatifs aux procédures de certification.

[24] Arrêté du 25 août 1986 relatif aux conditions d'emploi des aéronefs qui ne transportent aucune personne à bord.

[25] Arrêté du 24 juillet 1991 relatif aux conditions d'utilisation des aéronefs civils en aviation générale.

[26] Instruction n°750 / DIRCAM, chapitre 7 relatif au vol de drones.

[27] John H. Del Frate, Gary B. Cosentino, Recent Flight Test Experience With Uninhabited Aerial Vehicles at the NASA Dryden Flight Research Center, NASA TM-1998-206546, Avril 1998, disponible à <http://www.dfrc.nasa.gov/DTRS/1998/citation.html>.

[28] Edward H. Teets, Jr., Casey J. Donohue, Ken Underwood and Jeffrey E. Bauer, Atmospheric Considerations for UAV Flight Test Planning, NASA-TM-1998-206541, janvier 1998, disponible à <http://www.dfrc.nasa.gov/DTRS/1998/citation.html>.

[29] Jeffrey E. Bauer, Edward Teets, An Impact-Location Estimation Algorithm for Subsonic Uninhabited Aircraft, NASA TM-1997-206299, novembre 1997, disponible à <http://www.dfrc.nasa.gov/DTRS/1997/citation.html>.

[30] Current and Future Aeronautical Telemetry Spectrum Requirements, NASA White Paper, 7 décembre 1999.

[31] Major Andrew Thurling, Captain Andrew Adams, Captain Kelly Greene, Captain Shahnaz Punjani, Improving UAV Handling Qualities by Compensating for Time Delay, Proceedings of the Society of Flight Test Engineers UAV workshop, mars 2001.

[32] Dwain A. Deets, Dana Purifoy, Operational Concepts for Uninhabited Tactical Aircraft, Agard Conference Proceedings 594, System Design Considerations for Unmanned Tactical Aircraft (UTA), Mission Systems Panel 8th Symposium, pp. 14-1-14-4, Athènes, octobre 1997, disponible à <http://www.dfrc.nasa.gov/DTRS/1998/citation.html>.

[33] LCDR Beau Duarte, Andrew Pontzer, Flight Testing of a Remotely Controllable Camera Sensor in a Small UAV, Proceedings of the Society of Flight Test Engineers UAV workshop, mars 2001.

UTILISATION DE PC DANS LE CADRE DES SIMULATIONS PILOTEES

Jean-Pierre TOMASZOWER

DASSAULT-AVIATION

Direction Technique Numérique Moyens de Simulation "OASIS"

RESUME

L'apparition de cartes graphiques performantes, compatibles des standards de l'industrie, conjuguée à l'accroissement des performances des PC permettent d'utiliser en Simulation des solutions réduisant les coûts en matériel d'un facteur 10.

Les développements ou le portage d'applications existantes dans le monde des stations de travail sous UNIX sont grandement facilités par l'émergence du système d'exploitation LINUX.

Moyennant certaines précautions dans les développements, il est possible de produire des applications de Simulations Pilotées dans les mondes UNIX, LINUX et Microsoft Windows.

SOMMAIRE

- Contexte
- Simulations Pilotées
- Évolutions du matériel
- Utilisation de PC

CONTEXTE

Dassault-Aviation évalue des méthodes et des outils permettant de réduire le temps de réalisation des simulations.

Axes de progrès recherchés:

- Support du travail en équipe
- Réduction du temps d'intégration
- Réduction des coûts

SIMULATIONS PILOTEES



Cabine Salons Internationaux RAFALE

Les simulations pilotées, sont représentatives du système avion dans son aspect fonctionnel et logique de commande. Le temps de réaction du système aux actions du pilote doit être représentatif de la dynamique de vol. La partie commande physique Manche et Manette des gaz est réelle.

La réalisation de Simulations Pilotées fait appel à un large spectre de compétences:

HardWare

- Mécanique
- Électronique
- Réalisation et maintenance des cabines

Informatique

- Réseaux, Systèmes d'exploitation
- Développement des Architectures
- Temps Réel, Graphisme

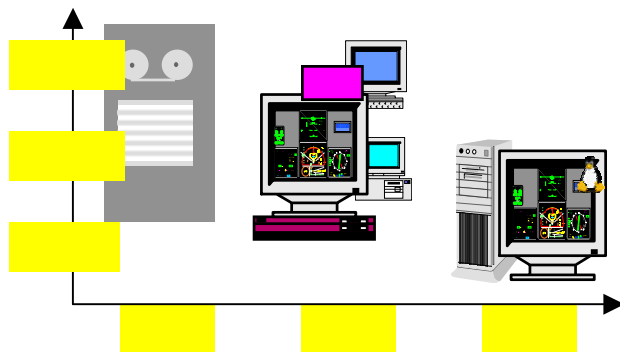
Système Avion

- Civil
- Militaire

ÉVOLUTION DU MATERIEL

Les dernières années ont vu le monde de la simulation évoluer des machines à capacité Temps Réel propriétaire vers des stations de travail sous UNIX.

Aujourd'hui des solutions sur architecture PC et système d'exploitation du commerce ou du domaine libre sont employées.



UTILISATION DE PC

L'utilisation d'une architecture PC dans la réalisation des simulations est rendue possible par la rapide évolution des performances de ces machines dont le taux de progression technologique est très élevé.

Les cartes mères multi processeurs permettent de réaliser des applications comparables en architecture à celles développées pour des stations de travail.

L'aspect déterminant de la pilotabilité est lié à la fréquence d'affichage des informations graphiques présentées au pilote. Sur certaines visualisations cette fréquence doit être supérieure à 30 Hz afin d'assurer la fluidité requise.

Pour tenir ces performances sur une scène 3D affichée plein écran, la carte graphique est l'élément prépondérant de la chaîne de calcul.

Dans ce domaine, les stations de travail à caractère graphique sont concurrencées par l'arrivée de cartes au standard PC portées par le marché des jeux.

Ces cartes permettent d'utiliser les bibliothèques graphiques du standard et proposent une alternative professionnelle dans le choix du matériel.



SIMULATION SUR PC

3 grandes étapes sont nécessaires pour mettre en œuvre une simulation sur une nouvelle architecture.

1. Environnement de simulation

L'environnement de simulation est constitué de fonctionnalités liées au système d'exploitation de la machine cible. (communication, partage d'informations entre tâches, gestion et cadencement des tâches)

2. Système de Navigation et d'Attaque

C'est un ensemble de sous-systèmes interdépendants permettant à l'avion de connaître son environnement au travers de ses capteurs, de pouvoir y évoluer en minimisant les risques et en optimisant la capacité à remplir sa mission. Informatiquement il s'agit du cœur du code de calcul non graphique.

3. Visualisations et Commandes

Ce sont les interfaces avec le Système de Navigation et d'Attaque. En simulation, ces interfaces sont à la fois réelles (manche et manette des gaz avion) et virtuelles.

Le mode virtuel, est une représentation graphique des périphériques capable d'interaction au travers d'un écran tactile et/ou d'un dispositif de pointage (souris, clavier).

Le rôle de ces interfaces avec le système est décomposé en 2 grandes catégories:

- Représenter l'état et fournir les informations pertinentes au pilote. Sur les avions modernes l'instrumentation et la symbologie sont affichées sur les écrans graphiques de la cabine.



- Agir sur le système à l'aide de périphériques dédiés. Le Manche et la Manette des gaz ainsi que les interfaces du poste de commande et les possibilités de fonctionnement multiplexées des boutons offrent une grande variété de comportements.



UTILISATION DE LINUX

Sur stations de travail, les simulations développées à ce jour utilisent les capacités du système d'exploitation UNIX. Dans le monde PC, LINUX :

- Est un système d'exploitation très proche qui peut être qualifié de "UNIX-LIKE".
- Utilise le gestionnaire de fenêtres X Window
- Est disponible sur de nombreuses plateformes
- Est proposé en distribution (RedHat, Mandrake, Suse...)
- Est disponible en code source

Ces avantages notables dans le portage d'applications et en particulier le dynamisme des évolutions apportées au système font de LINUX un candidat majeur dans la migration d'applications sur stations de travail vers le monde PC.

Cependant, lié au dynamisme, la rapidité de mise à disposition des versions peut, si elle n'est pas maîtrisée, conduire rapidement à des difficultés dans la maintenance des applications.

PORTAGE DES APPLICATIONS DE SIMULATION

1. Environnement de simulation

Le portage de l'environnement de simulation sous LINUX ne pose pas de problèmes majeurs. Les mécanismes système bas niveau d'UNIX se retrouvent sous LINUX.

Il est nécessaire de se conformer à des mécanismes non propriétaires pour limiter les efforts de portage. En la matière, le respect de la norme POSIX est un élément déterminant.

2. Système de Navigation et d'Attaque

Cette partie est essentiellement composée de modules de calcul écrits en langage C et FORTRAN, le portage dans un nouvel environnement n'est dépendant que du respect des normes de codage.

Un élément important de la qualité logicielle est le respect des règles de codage. Cet aspect est prépondérant lorsque l'on cherche à produire du code portable. La portabilité, signifie dans ce cas que le code peut être mis en œuvre sur des systèmes d'exploitation différents ou des environnements de développement différents sur un même système.

Le portage d'un code permet d'en accroître la robustesse.

3. Visualisations et Commandes

C'est en raison des avancées technologiques importantes dans le domaine graphique sur PC que le portage des simulations peut se concrétiser.

Dans ce domaine, on utilise le standard graphique professionnel OpenGL initialement développé par la société Silicon Graphics.

Ce standard est pris en compte par les cartes graphiques "grand public" qui fournissent l'accélération matérielle nécessaire à la représentation de scènes 3D.

L'utilisation de ce standard permet de développer des applications indépendamment de la plateforme cible.

On dispose sous LINUX des pilotes nécessaires à l'utilisation de ces cartes depuis environ 1 an.

L'ensemble des visualisations fait appel à des ordres graphiques 2D pour la représentation de la symbologie.

La représentation du monde extérieur dans un visuel est basé sur l'affichage en 3D de polygones texturés.

La représentation graphique des postes de commandes, du manche et la manette des gaz font appel à des images sur lesquelles viennent se superposer les boutons avec leur comportement.

UTILISATION DE MS WINDOWS

Le portage sous Microsoft Windows comporte plusieurs difficultés.

Le système d'exploitation diffère sensiblement d'un système UNIX. Les mécanismes "système" sont donc à revoir.

L'environnement fenêtrage de Microsoft Windows repose sur une technologie différente de celle utilisée dans le monde UNIX.

L'utilisation d'un environnement de développement (compilateur) non propriétaire est nécessaire si l'on veut garder une notion de code unique.

• Mécanismes "système".

En dehors de solutions ajoutant des sous-systèmes spécifiques dédiés au comportement "Temps-Réel" à Microsoft Windows, il est possible d'utiliser les fonctionnalités de la librairie Win32 de Microsoft. Les simulations pilotées, n'exigent pas de mécanismes Temps-Réel durs et peuvent reposer sur les librairies Microsoft.

Sur une machine Bi-processeurs, il est possible de garder à 50Hz un comportement prédictif.

Par soucis de portabilité, la couche développée dans l'environnement Microsoft doit être isolée au travers d'une interface.

• Environnement de Fenêtrage

Pour cette partie également, il est nécessaire de placer une couche intermédiaire entre le code utilisateur et l'interface de programmation sous Windows.

Les mécanismes de création des fenêtres et de gestion des événements sont propriétaires.

L'interface présente au développeur les mêmes notions quelque soit la machine cible.

Il existe dans le domaine des logiciels libres des interfaces de programmation permettant de s'affranchir de la plateforme et du système d'exploitation.

CONCLUSION

Les simulations développées avec ces quelques règles peuvent être présentées sur 3 types d'environnement avec un code équivalent.

- Stations de Travail "Silicon Graphics" sous UNIX
- PC sous LINUX
- PC sous Microsoft Windows

MESURE DE DEFORMEE EN VOL PAR SYSTEME LASER SMERALDA

Dominique SALIBA, DASSAULT AVIATION
Division Moyen d'Essais, Base 125 - BP 28 - 13801 Istres cedex
Jean François FARDEAU, CERSA-MCI
Parc expobat n°53 - 13825 Cabries cedex

RESUME

SMERALDA « Système de MESures à RAYon Laser pour Déplacements Angulaires » est un équipement embarquable conçu pour les Essais en vol. Il a été développé par la société CERSA-MCI, sur spécifications de DASSAULT AVIATION, pour identifier en vol les déformations de structure en roulis, tangage et lacet d'un emport sur avion d'armes.

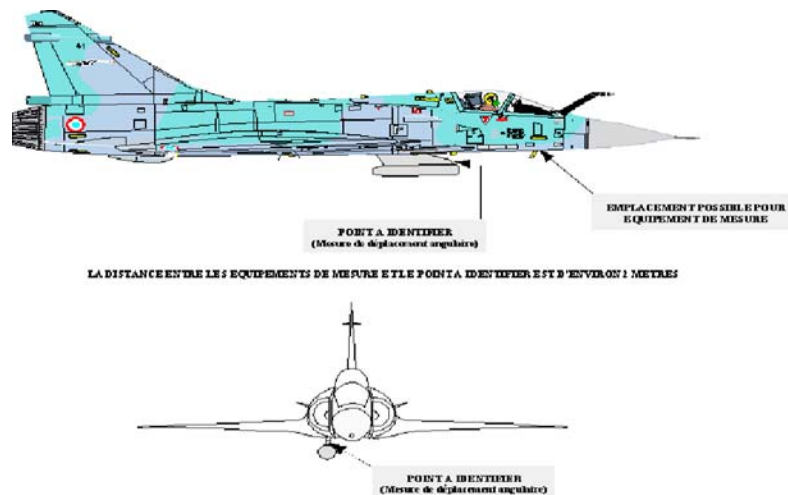
Cette présentation décrit SMERALDA par son principe de mesure, ses conditions d'utilisation sur avion, ses avantages et ses inconvénients.

SOMMAIRE

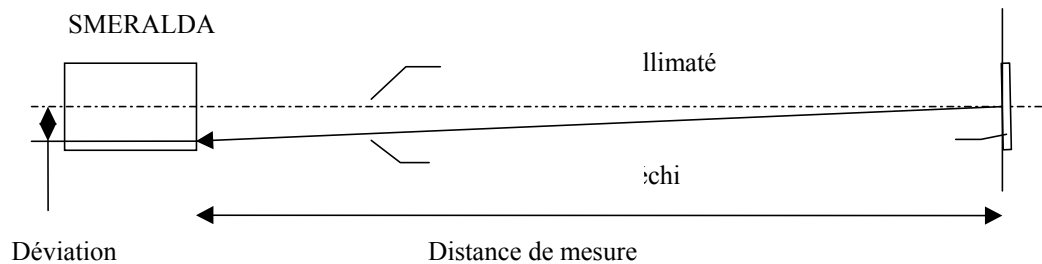
1. Spécifications
2. Principe
3. Constitution
4. Montage et utilisation sur avion
5. Avantages et inconvénients
6. Conclusion

1. SPECIFICATIONS

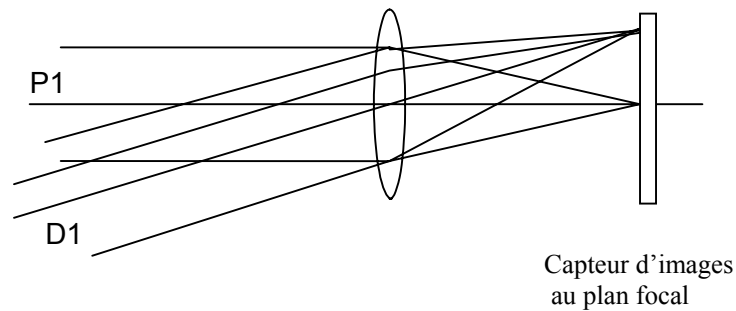
- Etendue de mesure : $\square$ 10 mrd
- Exactitude de mesure : 0,1 mrd
- Bande passante : 0 à 5 Hz
- 3 mesures analogiques : $\square$ 2,5 volts
- Conforme en vibrations et température (norme AIR 7306 personnalisé)



2. PRINCIPE



SMERALDA est basé sur le principe de mesure sans contact utilisant un procédé optique. Le système mesure la déviation angulaire d'un faisceau laser réfléchi par un miroir fixé sur la structure à identifier.



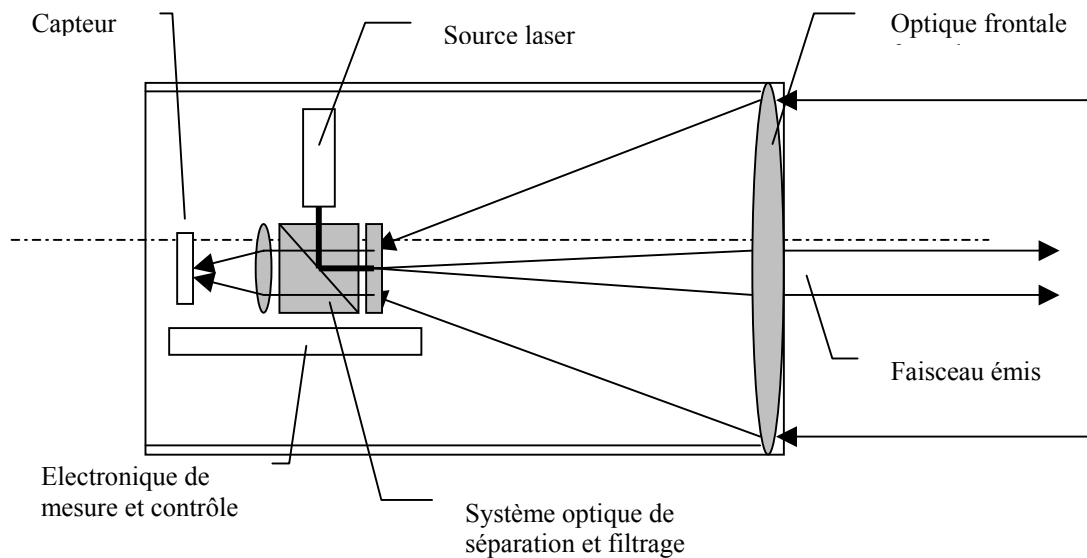
Le faisceau laser réfléchi se focalise dans le plan focal de la lentille de SMERALDA avec une déviation proportionnelle à la focale de la lentille. Un capteur CCD placé dans ce plan focal mesure le centre de gravité du spot laser dans son repère et détermine l'écart angulaire par rapport à une fonction de calibration établie sur un banc de test.

Du fait de la position du capteur au plan focal de la lentille, la mesure n'est sensible qu'à la déviation angulaire du faisceau réfléchi et ceci indépendamment de son point d'entrée sur la lentille et de la distance du miroir.

L'angle du faisceau laser réfléchi est le double de celui effectué par le miroir. Pour une déviation angulaire du miroir de $\pm 10\text{mrd}$ à une distance 2 mètres, le déplacement du faisceau sur la lentille de SMERALDA est de $\pm 40\text{mm}$. Avec un diamètre du faisceau laser de 10 mm, SMERALDA doit comporter une optique dont l'ouverture est au minimum de 90 mm de diamètre.

SMERALDA permet de mesurer le déplacement angulaire du miroir suivant 2 axes. Les mesures sont restituées sous la forme de tensions analogiques proportionnelles à l'angle mesuré sur chacun des axes (250mv/mrd).

3. CONSTITUTION



L'optique frontale est constituée de deux lentilles type doublet plus ménisque pour assurer une résolution suffisante du spot sur le capteur. On estime qu'à mi-hauteur le diamètre du spot sur le capteur doit être de $100\mu\text{m}$ environ.

Le système optique de séparation et filtrage comprend :

- une lentille convexe pour collimater les faisceaux sensiblement parallèles à l'axe.
- une lame quart d'onde pour la rotation de phase du faisceau laser.
- un prisme séparateur à 45° d'incidence
- un filtre passe bande centré sur la longueur d'onde du laser : 650nm .
- un doublet de focalisation sur le capteur

Le capteur est constitué d'une caméra numérique intégrant un capteur CCD matriciel $\frac{1}{2}$, un DSP (200 MIPS), une mémoire d'image et une liaison série vers l'organe de traitement externe.

La source laser est une diode collimatée à faisceau étroit : longueur d'onde 650nm (visible), puissance 3mW . Elle est pulsée en synchronisme avec l'obturateur électronique de la caméra. Ce fonctionnement permet de réduire dans des proportions importantes l'influence des sources lumineuses ambiantes comme la diffusion de la lumière du jour et les réflexions sur les supports métalliques des appareils autour du miroir de mesure.



Système de mesures SMERALDA

4. MONTAGE ET UTILISATION SUR AVION



Installation des 2 systèmes sur avion

Installation du miroir sur la structure à identifier

Le réglage et la configuration de SMERALDA s'effectuent par l'intermédiaire d'un PC.

Un logiciel utilisateur permet :

- de visualiser une image graphique de la mire de visée du récepteur optique,
- d'ajuster la position du faisceau laser sur la mire de visée,
- de charger et de sauvegarder dans SMERALDA les données de réglage et de calibration,
- de sélectionner le mode de fonctionnement du laser (continu ou pulsé)
- de récupérer les données de réglage résident dans SMERALDA,
- de capturer et de visualiser des images acquises par le capteur CCD.

Le positionnement grossier des faisceaux laser (incident et réfléchi) est réalisé manuellement par l'intermédiaire de supports de fixation réglable sur le miroir et sur SMERALDA. Pendant ces phases de réglage, le laser est activé en mode continu pour être visible par l'utilisateur.

5. AVANTAGES ET INCONVENIENTS

Le principe de mesure sans contact utilisé par SMERALDA permet d'identifier à distance de faibles déplacements angulaires de la structure sans en trop perturber les déformations physiques (adjonction d'un miroir). Le système SMERALDA est simple d'utilisation et de mise en œuvre mais il faut respecter quelques règles élémentaires.

Il faut veiller à ce que les points de mesures à identifier sur la structure soient visibles du système SMERALDA. Les débattements trop importants de structure (bout de voile) sont déconseillés pour l'utilisation d'un tel système. Les projections d'eau et de particules doivent être évitées car elles peuvent perturber les mesures (souillures sur le miroir et l'optique). Il est prudent aussi, pour limiter l'influence des lumières parasites (réflexion de la lumière du soleil), d'utiliser autour du champ de visibilité de SMERALDA des peintures mates antireflet (peintures optiques) et des surfaces planes.

Bien que certaines précautions soient prévues dans SMERALDA pour limiter ces effets néfastes, des saturations temporaires du capteur peuvent apparaître quand l'intensité de la lumière du soleil s'avère très importante.

SMERALDA a été développé pour mesurer un déplacement angulaire maximal de $\square 10$ mrd à une distance de 2 mètres. Une augmentation plus importante d'une de ces données occasionnerait une sortie du faisceau laser réfléchi sur le point d'entrée de la lentille de SMERALDA.

Projection de graisse sur le miroir

6. CONCLUSION

Les résultats d'exploitations des essais ne sont pas tous finalisés mais nous pouvons affirmer que les mesures réalisées lors des vols par le système SMERALDA sont satisfaisantes. Nous avons pu mesurer en temps réel les déplacements angulaires de la structure en vol suivant 3 axes.

Des dysfonctionnements, dus principalement à des perturbations externes à SMERALDA, sont néanmoins apparus au cours de certains vols. La projection de graisse au décollage sur les miroirs et sur l'optique de l'équipement a été l'une des premières causes. D'autres ont été occasionnés par certaines attitudes de l'avion en vol qui ont favorisé la saturation temporaire du capteur de SMERALDA par la lumière du soleil. Quelques améliorations devront être apportées au système pour limiter ce dernier type de perturbation.

Nous envisageons de réutiliser ce moyen de mesure pour une autre campagne d'essais comportant l'identification en vol des déformées d'un nouvel emport sur avion d'armes.

TELEMESURE VIDEO NUMERIQUE EN TEMPS REEL

Real time Digital Video for Telemetry

Mario D'Amico
KN SYSTEMES

m.damico@knsystemes.fr

Christian Herbepin
EUROCOPTER
Direction des Essais en Vols
christian.herbepin@eurocopter.fr

RESUME

Cette présentation décrit le système de multiplexage numérique, récemment introduit au sein de la direction des essais en vol de la société EUROCOPTER. Ce système permet la transmission sur une seule porteuse de deux message PCM, d'un message vidéo compressé, d'une voie phonie ainsi que d'un message RS232.

ABSTRACT

Recently, EUROCOPTER Flight Test Department introduced DIGITAL MULTIPLEXING for telemetry. The system combines two PCM links, a compressed video, a digitized audio signal, and an RS232 data message transmitted on a unique carrier frequency.

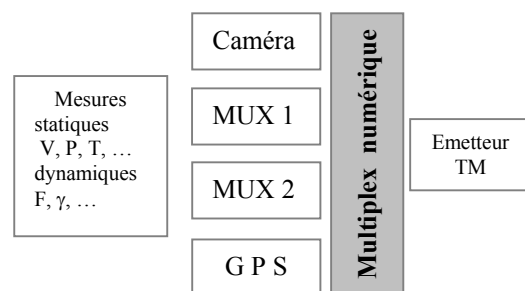
PRESENTATION DU BESOIN

En règle générale, les systèmes d'acquisition de l'installation d'essai génèrent, pour les besoins de télémessure deux messages PCM. L'un contient les paramètres quasi-statiques (Attitude, Vitesse, Pression, Température, positions de commandes et autres paramètres systèmes), l'autre contient les paramètres dynamiques (contraintes, vibrations). L'ambiance sonore cabine, ainsi que les dialogues de l'équipage, sont également transférés au sol sous forme d'une voie phonie. Ces trois sources d'informations sont actuellement multiplexées sous forme analogique à l'aide de sous-porteuses.

Les évolutions souhaitées en matière de télémessure sur hélicoptère sont principalement :

- Un accroissement des débits de données à transmettre, lié à la complexité croissante des systèmes.
- Le durcissement de la liaison afin de traiter correctement les paramètres discrets,
- La possibilité de transmettre des images vidéo sans devoir recourir à une émission sur une autre fréquence,
- L'insertion dans le message télémessure de la position de l'hélicoptère issue d'un récepteur GPS afin d'optimiser le pointage de l'antenne de réception.

Afin de satisfaire ces différentes demandes sans pour autant accroître de façon dramatique la largeur du spectre d'émission, il semble impératif de recourir à un multiplexage numérique.



UNE REPONSE, LE MTV 2000

Le **MTV 2000** est un système de multiplexage numérique qui intègre les fonctions les plus avancées de traitement pour la transmission d'images vidéo, de son et de données dans un contexte d'essai en vol. Il comporte un équipement embarqué et une station sol destinées à être insérées dans les chaînes de télémesure. La figure 1 représente l'architecture retenue. L'équipement embarqué réalise les fonctions de numérisation et de compression vidéo, de numérisation du son, d'acquisition des trames PCM d'entrée. L'ensemble de ces informations sont ensuite multiplexées au sein d'une trame PCM composite (vidéo +son +PCM1 +PCM2 +message série RS232). Avant transmission vers l'émetteur de télémesure, la trame PCM composite reçoit des codes correcteurs d'erreur et subit un entrelacement. L'étage de sortie peut être filtré pour limiter l'excursion fréquentielle des signaux émis.

COMPRESSION VIDEO

La nécessité de la compression vidéo est illustrée en annexe par la figure 2. Dans le contexte des essais en vol, la disponibilité des images au sol constitue un critère prépondérant, viennent ensuite la cadence et la qualité de ces images. Dans le MTV 2000, la compression est réalisée après numérisation. Elle est effectuée à deux niveaux. Le premier niveau permet d'éliminer la partie inutile dans l'image. Pour cela l'opérateur va choisir la zone d'intérêt qui sera transmise par PCM. Une compression JPEG est ensuite appliquée à la zone retenue. La compression JPEG offre l'avantage d'offrir des taux de compression de plus de 100 en conservant une bonne immunité aux pertes de trames vidéo. Ce critère est prépondérant dans un contexte de télémesure radio où le fading est la cause de pertes fréquentes de la liaison télémesure. Un exemple d'image compressée est présentée à la figure 3. L'image d'origine retenue est une image couleurs de plus de 7 Mbits. Les taux de compression réalisés montrent qu'en compressant à moins de 75 Kbits, les détails de l'image, qu'ils soient graphiques ou alphanumériques restent exploitables pour les essais en vol.

MULTIPLEXAGE

Lors du multiplexage, les données sont stockées temporairement pour être organisées au mieux dans le train PCM. Le contexte d'essais en vol, impose que la télémesure soit disponible et reçue au sol dans un délai inférieur à quelques centaines de

millisecondes. Par ailleurs, le multiplexage insère des données de synchronisation pour que la chaîne de réception puisse correctement identifier les trames et les mesures transmises. Le débit air disponible est cependant limité en regard des besoins de transmission de mesures. Un circuit électronique spécifique de type FPGA réalise le multiplexage, ce qui permet de maîtriser le temps de latence, et d'optimiser le taux de remplissage d'un trame et donc le débit air.

CORRECTION D'ERREURS

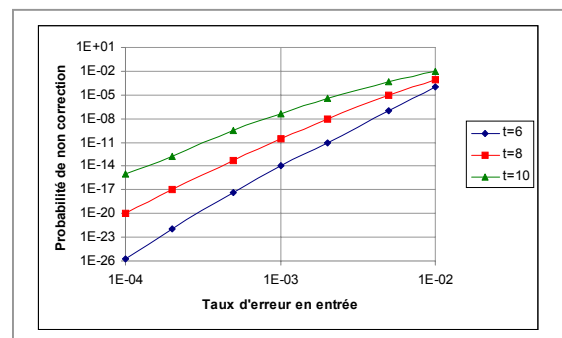
Le codage Reed-Solomon a été retenu pour ses performances de correction d'erreurs et son faible taux d'expansion. En effet l'efficacité de ce codage permet de corriger jusqu'à 80 bits erronés dans une séquence de près de 2 Kbits, avec un taux d'expansion d'information de 8%.

Les polynômes caractéristiques du codage sont :

$$P(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

$$G(x) = \text{Produit } (x - \alpha^i) \text{ pour } i = 0 \text{ à } 234$$

Ce code est compatible des standards les plus courants en matière de stockage, de vidéo ou de transmission de données (SMPTE, ANSI, MIL-STD-2179A, DVB, DDS, DAVIC, et DSL). Le temps de latence du codage reste inférieur à 1000 octets soit de quelques millisecondes. La figure suivante présente les performances du dispositif de correction d'erreurs.



Cependant dans une installation de télémesure, les erreurs sont principalement dues à la qualité de la liaison radio. En effet celle-ci est souvent bruitée par le fading ou le décrochage des antennes de poursuite. Les erreurs de transmissions sont donc caractérisées par des pertes de plusieurs dizaines d'octets. Cette répartition des erreurs réduit sensiblement les performances de la correction. Le choix d'associer le codage Reed Solomon à l'entrelacement des trains PCM permet d'améliorer la robustesse de la liaison radio.

ENTRELACEMENT

Afin de rendre le dispositif résistant aux pertes de liaison, un algorithme d'entrelacement est appliqué aux trames avant émission. Son principe est représenté par la figure 4. Chaque bloc de 255 colonnes par 8 lignes est entrelacé ce qui améliore sensiblement l'efficacité du correcteur d'erreur. Le MTV 2000 permet de corriger jusqu'à 640 bits erronés consécutifs, ce qui correspond par exemple à une perte de liaison de plus d'une milliseconde à 500 Kbits/s.

Le MTV 2000 : ses caractéristiques

Une photo de l'équipement sol du système MTV2000 est présentée en annexe à la figure 5. Ci après sont présentées les photos de l'équipement embarqué et de la carte électronique de traitement numérique. Afin de respecter les exigences de débit et de temps de réponse du dispositif, les fonctions de multiplexage, de codage de correction d'erreur, et d'entrelacement sont réalisées à l'aide d'un jeu des circuits intégrés spécifiques.



Carte de traitement numérique embarquée

RESULTATS OBTENUS

Les essais menés en laboratoire ont permis de réaliser des transmissions avec un taux de charge maximal de 2,5 MB/s en sortie. La transmission incluait le son à 8 KB/s, les PCM à 400 Kb/s et 250 KB/s, les données série à 9,6 KB/s, et la vidéo à 15 images par seconde. La limitation venant du temps de compression. La perturbation de la ligne a été simulée et n'a pu faire l'objet d'une évaluation quantitative de sa robustesse.

Les essais en vol sont prévus au premier semestre 2001. Ils permettront de valider le comportement en réel de l'ensemble du système.

CONCLUSIONS

Le MTV 2000, permet d'introduire la vidéo numérique en temps réel dans les chaînes de télémétrie des Essais en Vol d'Hélicoptères. Il permet d'y associer les messages de télémétrie, d'ambiance sonore et de localisation du porteur.

Les évolutions des techniques de compression vidéo comme JPEG 2000, permettent de gagner encore sur la quantité et la qualité des images transmises. Ces nouvelles capacités seront mises au service des Essais en Vol dans le respect des bandes de télémétrie allouées. Des efforts sont cependant encore à porter sur les temps de compression de ces nouveaux algorithmes.

Caractéristiques du MTV 2000

Equipement embarqué

Entrées :

2 canaux PCM : de 1 à 1000 Kb/s
Fech du son : 0, 4 ou 8 KHz
Fech vidéo : de 0 à 25 images / s
Compression : JPEG 1 à 100
Port série RS232 jusqu'à 9600 bds

Sorties :

PCM de 250 à 3000 Kb/s
NRZ-L, NRZ-S

Dimensions : 180x120x90 cm³

Station sol

Station PC / Linux rackable 19" / 5U

Sorties

Vidéo PAL, SECAM, NTSC, Son
PCM IRIG 106-96 NRZ-L, NRZ-S
PCM sur ethernet 100 MB

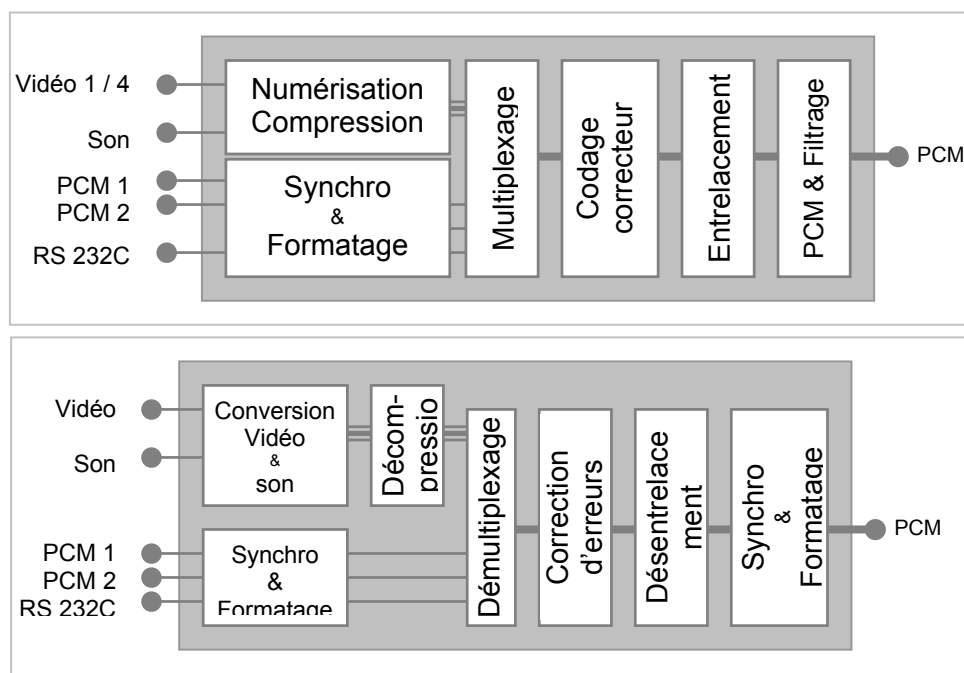


Fig. 1 : Architecture générale du MTV 2000

VIDEO MONOCHROME		2 000Kbits par image 640 x 400 pixels						
Cadence Images /s	Taux de compression							
	1	5	10	20	50	100	200	
25	50 000	10 000	5 000	2 500	1 000	500	250	
16	32 000	6 400	3 200	1 600	640	320	160	
8	16 000	3 200	1 600	800	320	160	80	
1	2 000	400	200	100	40	20	10	

VIDEO COULEUR		4 000Kbits par image 640 x 400 pixels						
Cadence Images /s	Taux de compression							
	1	5	10	20	50	100	200	
25	100 000	20 000	10 000	5 000	2 000	1 000	500	
16	64 000	12 800	6 400	3 200	1 280	640	320	
8	32 000	6 400	3 200	1 600	640	320	160	
1	4 000	800	400	200	80	40	20	

débit en kilobits par seconde	< 200	> 500	> 1000	> 5000
-------------------------------	-------	-------	--------	--------

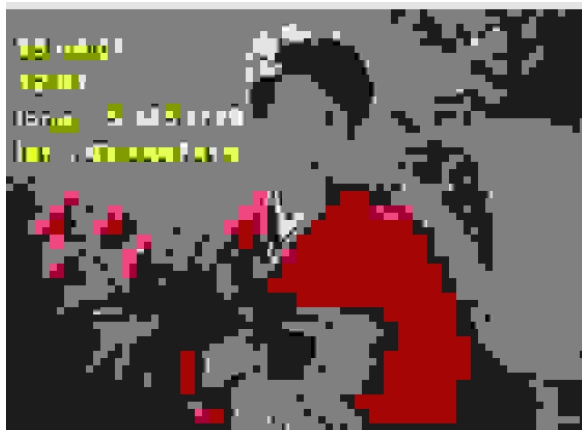
Fig. 2 Tableau des débits vidéo



taille : 154.4 Kbits
taux de compression 46



taille : 72 Kbits
taux de compression 100



taille : 45.76 Kbits
taux de compression 157.35

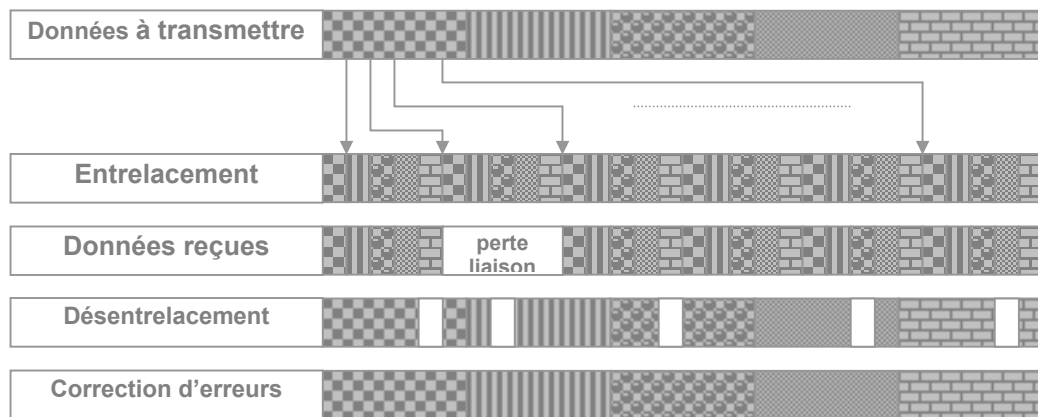


Fig. 4 : Principe d'entrelacement



Figure 5 : La station MTV 2000 et sa carte de traitement spécifique

SPECTRALLY EFFICIENT FQPSK TECHNOLOGIES: INTERNATIONAL AND US APPLICATIONS AND STANDARDIZATION UPDATE (CCSDS AND IRIG 106-00)

Dr. Kamilo Feher

Professor, University of California Davis, Davis, CA 95616, USA

President, FQPSK Consortium –DIGCOM, Inc. and Director

Feher patented GMSK for GSM and FQPSK Licensing Group

44685 Country Club Drive, El Macero, CA 95618 USA

Tel 530-753-0738; Fax 530-753-1788

E-mail: feherk@yahoo.com www.fehertechnologies.com

ABSTRACT

Spectrally efficient Feher's patented Quadrature Phase Shift Keying (FQPSK) 1st and 2nd generation technology developments, commercial and government "dual-use" FQPSK products, Test and Evaluation (T&E) results and standardization (CCSDS and IRIG 106-00) are highlighted. Recently developed –flight tested FQPSK products have bit rate agile and RF frequency agile implementations and operate at bit rates in the 64kb/s to 40Mb/s range. Applications of FQPSK in WCDMA have been demonstrated at 34Mchips/sec. NASA developed FQPSK has been tested over NASA's TDRSS satellite at 300Mb/s. FQPSK systems/chips are being developed by NASA in the 300Mb/s and 600Mb/s range and for up to 1Gb/s ultra high speed satellite applications.

US and International customer requirements, recent deployments, standardization programs are also described. Numerous Government and Commercial systems/programs have immediate and/or near term requirements for spectrally efficient telemetry systems, data links and other spectrally efficient wireless and broadcasting applications. 1st generation Feher's patented FQPSK DOUBLES the spectral efficiency of PCM/FM Telemetry and of Feher patented GMSK for GSM and of alternatives, while 2nd generation FQPSK QUADRUPLES the spectral efficiency of alternative Non-Linearly Amplified(NLA) power efficient systems. While the predominant focus of this presentation is on 1st generation of FQPSK technologies, 2nd and even 3rd generation FQPSK and FQAM systems will be briefly described. Use of FQPSK for applications such as telemetry, data links,

clear mode, enhanced GSM, TDMA, CSMA and CDMA, OCDMA, WCDMA as well as OFDM-COFDM will be included in the presentation.

Due to page limitation of the printed conference proceedings of this European Test and Telemetry Conference (ETTC-2001, Marseille, France June 12-14, 2001) and in consideration that several other in-depth Feher co-authored technical papers are contained in this conference proceedings we decided to include herein only the highlights of US and GLOBAL-INTERNATIONAL developments related to Feher patented GMSK for GSM and spectral efficient FQPSK. Performance characteristics and the Numerous cooperating organizations are illustrated in Table 1 : FQPSK Consortium. More than 50 readily available professional – technical publications, Feher's patents, books and industry/government research reports referenced herein provide in-depth material for technology transfer and licensing opportunities of Feher patented GMSK for GSM and FQPSK systems.

KEYWORDS

Feher's patented Quadrature Phase Shift Keying (FQPSK); Feher patented GMSK for GSM; Feher's patented Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK or FGMSK) for GSM; Feher's patented Quadrature Amplitude Modulation (FQAM); Gaussian Minimum Shift Keying; Spectral Efficient; Bandwidth Efficient

* Note: Parts of this material are based on Feher/Digcom Inc., reports/publications and remain the property of the author.

Table 1

FQPSK Consortium

**LICENSEES , commercial/manufacturing companies and cooperating organizations/programs of
Feher's patented GMSK for GSM and FQPSK**

RF Networks, Inc.	ANALOG Devices	INTEL Corporation
L3 Communications:	Telemetry East(Aydin)	Conic
	Interstate Electronics Co. (IEC)	Microdyne
	LOCKHEED MARTIN	HERLEY Industries-Vega
Tasc – Litton	Tybrin	EIP Microwave
Iota/NeoSoft	Emhiser Research Inc.	Applied Signal Tech.
Broadcast Microwave Systems	SEMCO	Centraxx
<u>US DoD:</u> SBIR (US Air Force)	CRADA-U.S. Navy	US Navy : Pt. Mugu & China Lake
FIRST; FIT; Telemetry	TGRS	ARTM (Edwards AFB)
<u>NASA:</u> TCA w/JPL-NASA up to 300Mb/s + chips		NASA GODDARD
<u>Standardization:</u> IRIG-106-00	International CCSDS	FIRST and Telemetry, AIAA

US DoD, NASA, AIAA and International CCSDS multiyear studies confirmed that FQPSK commercially available COTS products offer the most spectrally efficient robust BER performance Non Linearly Amplified(NLA) –RF Power Efficient FLIGHT Tested Transceivers. The AIAA 1998 approved standard recommended to the US Department of Defense (DoD), NASA and the International CCSDS that FQPSK modulation be immediately adopted as *interim-1* standard

-Spectral Efficient IRIG 106-00Telemetry Standard Specifies FQPSK

-NASA recommends to the International CCSDS use of FQPSK

Detailed Information available on: [www.http://tecnet0.jcte.jcs.mil/RCC/manuals/106-00/](http://www.tecnet0.jcte.jcs.mil/RCC/manuals/106-00/)

- BER=f(Eb/No) of NASA/JPL enhanced FQPSK-B in NLA systems is within 0.6dB of ideal QPSK
- US DoD's – ARTM specified FQPSK-B for telemetry & awarded contracts to multiple vendors
- US DoD's FIRST and FIT and TGRS programs use FQPSK
- RCC- IRIG 106-00 Telemetry Standard Specifies FQPSK-B
- FQPSK licensed products : most spectrally efficient, robust performance FLIGHT proven systems
- Spectral Efficiency of FQPSK is DOUBLE of GMSK and of PCM/FM telemetry and of alternatives
- FQPSK products are RF power (Non Linearly Amplified – NLA) and size efficient
- Bit rate agile 100kb/s to 40Mb/s FQPSK products
- RF up to 40GHz frequency agile (including L and S bands) and FCC-15 commercial bands
- NASA Implemented FQPSK for ULTRA HIGH Bit rates 300Mb/s , 600Mb/s rate up to 1Gbit/s
- NASA tested FQPSK at 300Mb/s rate over NASA's TDRSS satellite
- FQPSK Applications include: wireless/cellular, telemetry ,satellite
- enhanced GSM ,GPRS ,TDMA, CDMA, W-CDMA, FDMA, OFDM

*K. Feher et al.: "U.S. Patents No.: 6,198,777, 5,784,402, 5,491,457, 4,567,602; 4,644,565; CDN1211517, 1265851; Patent Cooperation Treaty (PCT); Internat. Public. No. WO 0010272, PCT/US99/17995. EURO Applic. No. 99951374.0; WO 0013382; PCT/US99/19909 EURO. No. 99951374.

For Feher patented Digcom's Technology Transfer and Licensing contact: DIGCOM, Inc.,- Dr. Kamilo Feher, 44685 Country Club Drive, El-Macero, CA 95618, USA; Tel 530-753-0738; Fax 530-753-1788; E-mail: feherk@yahoo.com and www.fehertechnologies.com

REFERENCES

1. K. Feher et al.: "U.S. Patents No. 6,198,777, 5,784,402, 5,491,457, 4,567,602; 4,644,565; Canadian Pat. 1211517, 1265851; Patent Cooperation Treaty (PCT); Internat. Public. No. WO 0010272, PCT/US99/17995. European Applic. No. 99951374.0; WO 0013382; PCT/US99/19909 European Applic. No. 99951374.. A convenient way to obtain US, International Patent Cooperation Treaty (PCT), European, Canadian, Australian and other Published Patent documents is from www.uspto.gov and <http://ec.espacenet.com> For **Feher patented GMSK for GSM, FQPSK, SOQPSK, FQAM, FK** and other Feher patented Digcom's Technology Transfer and Licensing contact: DIGCOM, Inc., Dr. Kamilo Feher, 44685 Country Club Drive, El Macero, CA 95618, USA; Tel 530-753-0738; Fax 530-753-1788; E-mail: feherk@yahoo.com, www.fehertechnologies.com
1. IRIG STANDARD 106-00 "Telemetry Standards" [Note: For higher bit rates when better bandwidth efficiency is required, the IRIG 106-00 Telemetry Standard specifies the use of Feher's patented Quadrature Phase Shift Keying (FQPSK-B). This Standard has been approved for Public Release - Distribution is Unlimited.] See <http://tecnet0.jcte.jcs.mil/RCC/manuals/106-00/>. Published by Secretariat of Range Commanders Council, US Army, White Sands, New Mexico 88002-5110, USA, January 2000
2. K. Feher: *Wireless Digital Communications: Modulation & Spread Spectrum Applications*. Book published by Prentice Hall, 1995. ISBN 0-13-098617-8
3. Digcom, Inc.: "FQPSK-B Revision A1, Digcom-Feher Patented Technology Transfer Document, First Issued 15 January 1999; Issue 2 Revised 15 May 2000," El Macero, CA, January 1999. [Note: This Digcom, Inc. proprietary document is available to Digcom's Licensees of the Feher patented FQPSK and GMSK Technologies, from Digcom, Inc]. The IRIG STANDARD 106-00 references (on pages 2-5) this Digcom document for the use of the standard specified FQPSK-B. See: <http://tecnet0.jcte.jcs.mil/RCC/manuals/106-00/>
4. S. Kato and K. Feher: "XPSK: A New Cross-Correlated Phase Shift Keying Modulation Technique," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-31, May 1983
5. K. Feher, R. Jefferis, E. Law: "Spectral Efficiency and Adjacent Channel Interference Performance Definitions and Requirements for Telemetry Applications," *Proc. of the International Telemetry Conference ITC/USA '99*, October 25-28, 1999, Las Vegas, NV, USA
6. G. Terziev, K. Feher: "Adaptive Fast Blind Feher Equalizers (FE) for FQPSK," *Proc. of the International Telemetry Conference ITC/USA '99*, October 25-28, 1999, Las Vegas, NV, USA
7. W. Gao, S.H. Wang, K. Feher: "Blind Equalization for FQPSK and FQAM Systems in Multipath Frequency Selective Fading Channels," *Proc. of the International Telemetry Conference ITC/USA '99*, October 25-28, 1999, Las Vegas, NV
8. G. Horcher: "Design Considerations for Development of an Airborne FQPSK Transmitter," *Proc. of the International Telemetry Conference ITC/USA '99*, October 25-28, 1999, Las Vegas, NV
9. R.P. Jefferis: "Link Availability and Bit Error Clusters in Aeronautical Telemetry," *Proc. of the International Telemetry Conference ITC/USA '99*, October 25-28, 1999, Las Vegas, NV
10. W. L. Martin, T.Y. Yan, L. V. Lam: CCSDS-SFCG Efficient Modulation Methods Study at NASA/JPL; Phase 3: End-to-End System Performance," *SFCG Meeting Report SF17-28/D*. Published by JPL/NASA, Pasadena, CA, USA, September 1997
11. W. L. Martin, T.Y. Yan, A. Gray, D.K. Lee: "CCSDS - SFCG Efficient Modulation Methods Study at NASA/JPL, Phase 4: Interference Susceptibility," Jet Propulsion Laboratory, JPL-NASA, Pasadena, California, 6 September 1999.
12. E.L. Law: "Estimating the Characteristics of the Aeronautical Telemetry Channel During Bit Error Events," *Proc. of the Internat. Telemet. Conf. ITC/USA '99*, October 25-28, 1999, Las Vegas, NV
13. M.K. Simon and T.Y. Yan: "Unfiltered FQPSK: Another Interpretation and Further Enhancements; Part-1: Transmitter implementation and optimum reception" [Dr. Marvin K Simon and Dr. Tsun-Yee Yan are with CalTech JPL-NASA], *Applied Microwave & Wireless Journal*, www.amwireless.com February 2000
14. M.K. Simon and T.Y. Yan: "Performance Evaluation and Interpretation of Unfiltered Feher-patented Quadrature Phase Shift Keying (FQPSK)," *JPL-TMO Progress Report 42-137*, May 15, 1999 available from the JPL/NASA authors, California Institute of Technology (CalTech) JPL/NASA, Pasadena, CA, USA; tel 818-354-4321 or http://tmo.jpl.nasa.gov/progress_report/

15. E. Law and K. Feher: "FQPSK versus PCM/FM for Aeronautical Telemetry Applications; Spectral Occupancy and Bit Error Probability Comparisons," *International Telemetry Conference ITC/USA '97*, October 27-30, 1997, Las Vegas, NV, USA
16. K. Feher: "FQPSK Transceivers Double the Spectral Efficiency of Wireless and Telemetry Systems," *Applied Microwave & Wireless*, June 1998; www.amwireless.com
17. D. Ernst, A. Hooke, C. Irving, K. Leinhsart: "International Standardization of Efficient Protocols for Aerospace Use," MITRE, NASA, U.S. Air Force and ESA-ESOC Chairman of CCSDS Panel-1, *European Telemetry Conference ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
18. R. Jefferis, E. Law: "Tutorial on Feher's Quadrature Phase Shift Keying (FQPSK) Technology and Applications," NAWCWD, U.S. Navy, Pt. Mugu, CA and Tybrin Corp., Edwards Air Force Base, CA, *European Telemetry Conference ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
19. P. Eastman, R.B. Formeister: "Spectral Efficient Bit Rate Agile and IF Frequency Selectable FQPSK Commercial and Government Product Developments," *RF Networks Inc.*, Phoenix, AZ, *European Telemetry Conference ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
20. J. Bottenfield, J. Carle, D. Heft: "Production Design of Government Standardized Spectrally Efficient FQPSK Transmitters," Herley Industries, Inc. (Vega Div.), Lancaster, PA, *European Telemetry Conference ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
21. H. Tsou, S. Darden, T.Y. Yan: "An Off-line Coherent FQPSK-B Software Reference Receiver," CalTech-JPL/NASA, Pasadena, CA, *European Telemetry Conference ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
22. E. Law: "IRIG FQPSK-B Standardization Progress Report," Member, RCC Telemetry Group, NAWCWD, U.S. Navy, Pt. Mugu, CA, *European Telemetry Conference ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
23. D. O'Cull: "FQPSK Demodulation and Performance," L-3 Communications, Inc., Microdyne Div., Ocala, FL, *European Telemet. Conf. ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
24. R.P. Jefferis: "FQPSK-B Performance in Air-to-Ground Telemetry," Tybrin Corporation, Edwards Air Force Base, CA, *European Telemetry Conference ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
25. J. McCorduck, M. Haghdad, J.S. Lin, K. Aflatouni, W. Gao, K. Feher: "Performance Enhancements of IRIG-106-00 Standardized FQPSK-B in a Complex Interference - RF Frequency Selective Faded Environment and Interoperability with Legacy Data Links," *European Telemetry Conference ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
26. K. Feher: "Standardized Feher patented FQPSK Doubles and 2nd Generation FQPSK Could Quadruple Spectral Efficiency of PCM/FM Telemetry, of Feher patented GMSK and of Alternatives," *Proceedings of the European Telemetry Conference, ETC 2000*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
27. D. Lee, T.Y. Yan, W. Martin: "Performance Comparison of 4D-8PSK TCM and FQPSK-B in a Non-Linear Satellite Channel," Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS). Authors are with JPL/NASA Pasadena, CA. To obtain copy of this submission contact the authors for *CCSDS PIE No. 00/04* Submission, May 15, 2000, Annapolis, MD, USA.
28. E. Kang, D. Lee, N. Lay: "Prototyping Parallel Algorithms for High Rate FQPSK Waveforms," Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS). Authors are with JPL/NASA Pasadena, CA. To obtain copy of this submission contact the authors for *CCSDS PIE No. 00/05* Submission, May 15, 2000, Annapolis, MD, USA.
29. H. Tsou, S. Darden and T.Y. Yan: "An Off-Line Coherent FQPSK-B Software Reference Receiver," Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS). Authors are with JPL/NASA, Pasadena, CA. To obtain copy of this submission contact the authors for *CCSDS PIE No. 00/07* Submission, May 15, 2000, Annapolis, MD, USA.
30. K. Feher: "Feher Patented GMSK and FQPSK" Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS). Author is with University of California, Davis and Digcom, Inc. El Macero, CA. To obtain a copy of this submission, contact the author for *CCSDS PIE No. 00/18* Submission, May 15, 2000, Annapolis, MD, USA.
31. W.L. Martin: "NASA Comments Regarding Digcom License Agreement," Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS). Author is with JPL/NASA, Pasadena, CA. To obtain a copy of this submission, contact the author for *CCSDS PIE No. 00/19* Submission, May 15, 2000, Annapolis, MD.
32. K. Feher: "Spectral Efficiency of Commercial Wireless and of Telemetry Systems Is Doubled with IRIG 106-00 Standardized Feher Patented FQPSK and Is Quadrupled with Feher Patented FQAM,"

- International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
33. E.L. Law: "IRIG FQPSK-B Standardization Progress Report," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 34. J. Bottenfield, J. Carle, D. Heft: "Production Design of Government Standardized Spectrally Efficient FQPSK Transmitters," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 35. P. Eastman, R.B. Formeister: "Spectral Efficient Bit Rate Agile and IF Frequency Selectable FQPSK Commercial and Government Product Developments," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 36. W. Gao, K. Feher: "Tests and Evaluations of Adaptive Feher Equalizers (FE) for IRIG-106-00 Standardized FQPSK for Fast RF Frequency Selective Faded Telemetry Systems," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 37. J. Youngdale, A. Archer, W.M. Tincup: "Telemetry Receiver Implications When Processing FQPSK," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 38. H. Tsou, S. Darden, T.Y. Yan: "Implementation and Tests of an Off-line Coherent FQPSK-B Software Reference Receiver," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 39. M. Haghdad, K. Feher: "Test & Evaluation of FQPSK Products in a Complex, Co-Channel Interference (CCI), Adjacent Channel Interference (ACI) and Gaussian Noise Environment," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 40. D. Ernst, A. Hooke, C. Irving, K. Leinhsart: "International Standardization of Efficient Protocols for Aerospace Use," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 41. J. McCorduck, K. Feher: "Forward/Backward Interoperability of IRIG-106-00 Standardized Feher Patented FQPSK with 3G Commercial Wireless Systems, GSM, Government Operated Legacy Data Links and Wideband W-CDMA," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 42. W.L. Martin: "FQPSK Developments Recommended for CCSDS Standardization by NASA/JPL," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 43. D. O'Cull: "FQPSK Demodulation and Performance," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 44. K. Temple: "Effects of Quadrature Modulator Imbalance on the FQPSK Airborne Telemetry Link," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 45. P. Ghuman, S. Koubek, T. Winkert, A. Gray and T.Y. Yan: "Ultra High Bit Rate (up to 1Gbit/s) Bandwidth Efficient FQPSK All-Digital Modulator/Demodulator Architectures and NASA Implementations," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 46. D. Lee, M. Simon, and T.Y. Yan: "Enhanced Performance of FQPSK-B Receiver Based on Trellis-Coded Viterbi Demodulation," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 47. J.S. Lin, K. Feher: "Spectrum and BER Performance of FEC Coded FQPSK," *International Telemetry Conference, ITC/USA 2000, San Diego, CA, October 23-26, 2000*
 48. K. Feher: "Spectrally Efficient FQPSK Technologies: International and US Applications and Standardization Update (CCSDS and IRIG 106-00)," *Proceedings of the European Test and Telemetry Conference, ETTC 2001, Marseilles, France, June 12-14, 2001*
 49. M. Haghdad, K. Feher: "Fast Dynamic equalizers for FQPSK and other spectral efficient systems for LEO satellite telemetry systems," *Proceedings of the European Test and Telemetry Conference, ETTC 2001, Marseilles, France, June 12-14, 2001*
 50. M. Haghdad, K. Feher: "A LEO satellite channel simulator for simulation of dynamic selective fading and Doppler Shifts environments," *Proceedings of the European Test and Telemetry Conference, ETTC 2001, Marseilles, France, June 12-14, 2001*
 51. J. Lin, K. Feher: "A study of Ultra High Spectral Efficient Feher Keying (FK)," *Proceedings of the European Test and Telemetry Conference, ETTC 2001, Marseilles, France, June 12-14, 2001*
 52. H.C. Park, K. Lee, K. Feher: "Non Coherent Detection of FQPSK Spectrally Efficient Systems," *Proceedings of the European Test and Telemetry Conference, ETTC 2001, Marseilles, France, June 12-14, 2001*
 53. J. McCorduck, K. Feher: "Demonstration of Standardized FQPSK's robust operation in harsh environments utilizing simulation and analysis," *Proceedings of the European Test*

- and Telemetry Conference, ETTC 2001, Marseilles, France, June 12-14, 2001*
54. V. Sank, S. Smith: "Testing of FQPSK Through NASA's Tracking and Data Relay Satellite System (TDRSS): A test report on 300Mb/s rate FQPSK NASA Goddard," *TDR.FQPSK.doc 1/2/01* taken in part from NASA's (J. Brase-ITT/NASA) report presented for the International Space Frequency Coordination Group SFCG-20, SF 20-5, Nov 7-16, 2000, Port Douglas, Australia
 55. Dr. Paul Eastman, R.B. Formeister: "Development of a Spectral Efficient Bit Rate Agile and IF Frequency Selectable FQPSK Commercial and Government Telemetry Demodulator," *Proceedings of the European Test and Telemetry Conference, ETTC 2001, Marseilles, France, June 12-14, 2001*
 56. J. McCorduck, K. Feher: "Compatibility of Dual Use Standardized FQPSK with Other Data Links and WCDMA," Available from: www.amwireless.com *Applied Microwave & Wireless Journal*, April 2001.

ULTRA HIGH SPECTRAL EFFICIENT ($>30\text{B/S/HZ}$) FEHER KEYING (FK): THEORETICAL, COMPUTER AIDED DESIGN AND HARDWARE DEVELOPMENTS

Jinsong Lin*, Student Member, IEEE
University of California, Davis, CA 95616
linj@ece.ucdavis.edu

Kamilo Feher, Fellow, IEEE
University of California, Davis, CA 95616
and DigiCom, Inc. feherk@yahoo.com

ABSTRACT

A performance study of a subclass of a new and ultra high spectral efficient modulation scheme, designated as Feher Keying [1], or FK, is presented. As part of FK, Clock Modulated (CM) and Shaped Clocked (SC) Transmitters-Receivers (Transceivers) are described. The Power Spectral Density (PSD) and Bit Error Rate (BER) characteristics of FK are demonstrated in analytical form, computer simulation with Matlab, and hardware measurement. FK has ultra high spectral efficiency of more than 30b/s/Hz and satisfies the frequency mask for ultra-fast WLAN defined in FCC part 15, and it has a simple structure for high bit rate implementation.

I. INTRODUCTION

The most important objectives of wireless communications, broadcasting, telemetry, infrared and in general "radio" systems as well as "wired" systems include: power and bandwidth or spectrum efficiency combined with robust Bit Error Rate (BER) performance in a noisy and/or strong interference environment. These Radio Frequency (RF) system objectives are specified in numerous systems, mobile and telemetry systems, broadcasting systems, cable, fiber optics and practically all communication transmission systems

The significant performance advantages of the Ultra Spectral efficient FK are highlighted by comparing FK's spectral efficiency of about 30 b/s/Hz to conventional QAM and others. The RF spectral efficiency of the systems for four state modulation systems, such as QPSK, DQPSK, SQPSK and FQPSK [2], is limited to 2 b/s/Hz . While the spectral efficiency of multi-state or multi-ary systems such as 64 state QAM is limited to 6 b/s/Hz . Among the highest spectral efficiencies attained with prior art QAM type of systems are for 1024 state 1024-QAM systems with a theoretical limit of 10 b/s/Hz and practical limit of about 8 b/s/Hz . However, such a relative high spectral efficiency requires very complex implementations, steep filters and a

significantly increased C/N requirement. For example, an ideal 1024-QAM systems, for a $\text{BER}=1\text{E-}8$, requires an approximate $\text{C/N}=40\text{ dB}$ [8]. This is an excessively high C/N requirement for many practical system environments.

Pulse Width Modulation (PWM) and Pulse Duration Modulation methods, described in Peebles's book [3] and in other prior art references, provide the signal information in the width and/or in the duration of the data symbols. However PWM and PDM methods have a very low spectral efficiency, and for this reason have not generally found applications in RF spectral efficient systems. H.R. Walker's patents [4] and [5] as well as Walker et al. publications, including [6] and [7], describe information signal transmission methods that could also attain ultra high spectral efficiencies of more than 30 b/s/Hz . In Walker methods the clock signals are not shaped and have the same basic form for the zero and one states respectively i.e., the Walker methods use NRZ or RZ type of symmetrical clock signals [1].

II. DESCRIPTION OF ULTRA SPECTRAL EFFICIENT FEHER KEYING (FK) SYSTEMS

In a FK processor and modulator specified clock, converted and clock shaped signal parameters are generated [1]. These are based on the input data signal patterns and are generated by means of control signals, which are designed in the data input control interface data signal and/or clock signal encoder units. The specified selectable clock signal parameters include symmetrical and non-symmetrical clock signals, shaped band-limited continuous clock signal patterns, shaped encoded clock signals, variable rise and fall time clock signals and asynchronous clock signal information transmission means, where asynchronous clocking is referenced to the incoming data source signals.

A fundamental, truly pioneering original discovery of the FK invention is that the information to be transmitted is contained in the shapes of the clock

* Significant parts of this material are based on the author's reports and remain the property of the authors.

signals and/or in the different shapes, that is differences of the clock signal shapes. In the vast majority of previously described systems the "data" signal elements have been processed, shaped and filtered to reduce the spectrum of the data pattern, while in FK, the "clock" signals have been shaped. Based on our understanding, the prior art literature to [1], including Walker inventions, do not contain discoveries for asymmetrical binary, synchronous and/or asynchronous binary and /or multilevel information transmission whereby the data content-data information is contained in shaped clock signals.

The FK processors are also used in conjunction with NLA cross-correlated and Bit Rate Agile (BRA) quadrature FQPSK, FQAM and also non quadrature modem systems and as input drive signals to FM-VCO based systems to SSB to VSB to DSB-SC and in conjunction with conventional QPSK and QAM transceivers. (Ref. Feher's Wireless book [8], Feher's paper [10], and Lin/Feher paper [11])

Among various FK signals described in [1], signal patterns with variable amplitude clock levels (CL) and different shaped clock (SC) signals for the one and zero states are investigated in this paper. Figure 1 shows two of them. The first one (designated as FK-1 signals in this paper) is square type signals with different amplitude clock levels, 3 to 1 in this case, for the one and zero states. The second one (designated as FK-2 signals in this paper) is similar to the first one but uses sinusoidal type shaped clock signals.

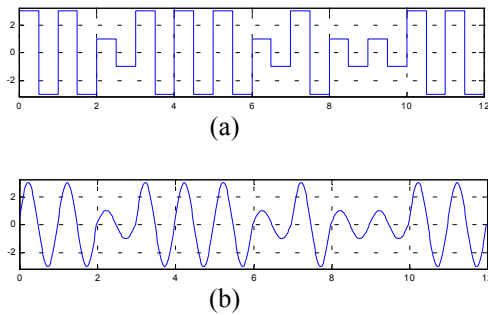


Figure 1. Illustrative FK-1 and FK-2 signal waveform patterns. Information is carried in variable amplitude clock levels. (a) FK-1 (3/1) signals. (b) FK-2 (3/1) signals.

At first glance FK signals look like NRZ signals, but both NRZ and RZ signals have continuous segments of 1,1,1,... "high state" data signal levels and/or continuous segments of 0,0,0,... "low state" data signal levels, while this is not the case for FK signals. FK is a scheme that adds periodic components to random binary data without loss of information.

III. ANALYTICAL PERFORMANCES OF TWO TYPES OF FK SIGNALS: FK-1 AND FK-2

A. Power Spectral Density

For FK-1 signals, "0" and "1" states are represented by

$$g_1(t) = \begin{cases} A, & -\frac{T_s}{2} < t \leq 0 \\ -A, & 0 < t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad \text{and} \\ g_2(t) = Ng_1(t),$$

where $T_s = 1/f_s$, and f_s is the symbol rate.

For FK-2 signals, "0" and "1" states are represented by

$$g_1(t) = -A \sin\left(\frac{2\pi}{T_s}t\right), \quad -\frac{T_s}{2} < t \leq \frac{T_s}{2}, \quad \text{and} \\ g_2(t) = Ng_1(t).$$

The power spectral density of digital baseband signals is given [8] by

$$S(f) = 2f_s p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ + f_s^2 [pG_1(0) + (1-p)G_2(0)]^2 \delta(f) \\ + 2f_s^2 \sum_{m=1}^{\infty} |pG_1(mf_s) + (1-p)G_2(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s) \quad (1)$$

where

p = probability of occurrence of the $g_1(t)$,
 $1-p$ = probability of occurrence of the $g_2(t)$,
 $G_1(f)$ = the Fourier transform of $g_1(t)$,
 $G_2(f)$ = the Fourier transform of $g_2(t)$.

According to Eq. (1), we derived the power spectral density of FK-1 to be:

$$S(f) = \frac{2A^2}{\pi^2} \left\{ (N-1)^2 \frac{f_s}{f^2} \sin^4\left(\frac{f}{2f_s}\pi\right) \right. \\ \left. + (N+1)^2 \sum_{\substack{m=1 \\ m=\text{odd}}}^{\infty} \frac{1}{m^2} \delta(f - mf_s) \right\}.$$

The power spectral density of FK-2 is also derived from Eq. (1) to be:

$$S(f) = A^2 \left\{ (N-1)^2 \frac{f_s^3}{2\pi^2(f^2 - f_s^2)^2} \cdot \sin^2\left(\frac{f}{f_s}\pi\right) + \frac{1}{8}(N+1)^2 \delta(f - f_s) \right\}$$

B. BER Performances

The BER performance as a function of E_b/N_o , i.e. $BER=f(E_b/N_o)$, for a simple set of non-coherent FK demodulator is derived in this section. We did not attempt to optimize the BER performance, nor to find "optimal" FK receivers and demodulators. Instead, we focus on the performance of some of the simplest FK demodulators.

According to communications theory [9], the bit error probability for a binary signal assuming matched filter and infinite bandwidth is:

$BER = Q\left(\sqrt{d_{12}^2/2N_o}\right)$, where d_{12} is the Euclidean distance of the two signal.

At $BER = 1E-4$, the E_b/N_o required by the FK (3/1) signals is lower bounded by 15.4 dB with conventional matched filter, and the E_b/N_o required by the FK (2/1) signals is lower bounded by 18.4 dB with conventional matched filter.

While the former results are based on optimal matched filter theory, but contrary to conventional optimal filter, in our implementation we use miss-matched structure instead of matched filter structure.

In our study, the signals are band-limited, matched filter is not used, and in the implementation of receivers for FK-1 and FK-2, the receiver samples twice at $(N+0.25)*T_s$ and $(N+0.75)*T_s$, where $N=1, 2, 3, \dots$, instead of $N*T_s$ as in the case of matched filter receiver. The magnitude difference of these two samples is compared with a threshold to make the binary decision. With a simple-structured miss-matched receiver like that, we are able to obtain BER performance that are close to the ideal BER predicted by matched filter theory. Figure 2 shows the block diagram of FK BER simulation.

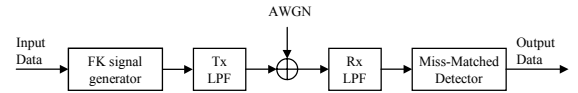


Figure 2. Block diagram of baseband FK computer simulation.

C. Comparison of FK with Some Other Modulation Schemes

Table 1 summarizes the BER (for $BER=1E-4$) and PSD performances (at transmitter interpreted at -30 dB) of FK, BPSK, QPSK, 256 QAM, and 1024QAM. The increased E_b/N_o requirements of these simple FK systems over BPSK and QPSK is justified for many systems which require a high spectral efficiency.

	BPSK	QPSK	256 QAM	1024 QAM	FK
E_b/N_o (dB) for $BER=E-4$	8.4	8.4	22	27.5	15.6
Spectral Efficiency*	1 b/s/Hz	2 b/s/Hz	8 b/s/Hz	10 b/s/Hz	30 b/s/Hz

Table 1. BER and spectral efficiency performances of FK, BPSK, QPSK, 256 QAM, and 1024 QAM.

*Spectral Efficiency at transmitter interpreted at -30 dB.

IV. EXPERIMENTAL HARDWARE SETUP OF FEHER KEYING

The experimental hardware setup for generation and measurement of FK signals is shown in Figure 3, which is an implementation of the structure presented in Figure 1. The signal outputs of the two clock generators come from the two channels of a waveform generator, and are fed into a two-input switch. The outputs of the two clock generators are shaped clock signals with different amplitude levels representing ones and zeros. The clock signals are square shape (FK-1 signals) or

sine shape (FK-2 signals) in our implementation. An error analyzer clocked by the waveform generator generates pseudo-random binary sequence (PRBS) that is used as the control signal to the two input switches.

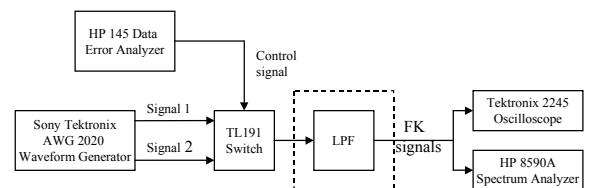
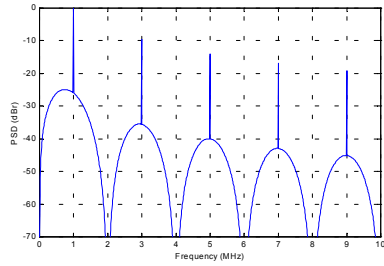


Figure 3. Experimental hardware setup for generation and measurement of FK signals at bit rate 1 Mb/s. The dashed line around low pass filter means it is optional.

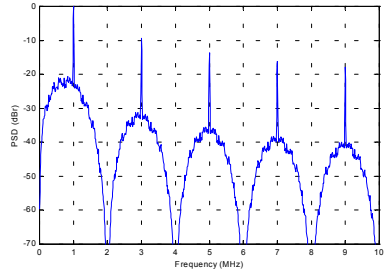
V. SIMULATION AND MEASUREMENT RESULTS

A. Power Spectral Density

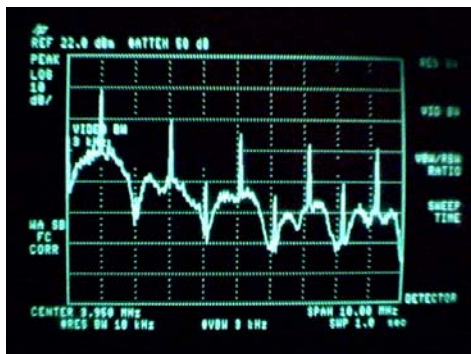
Figure 4 shows the analytical results, computer simulation by Matlab, and hardware measurement results of the power spectral density (PSD) of FK-1 with frequency resolution 10 kHz. Figure 5 shows the measured PSD of FK-1 with frequency resolution 3 kHz. Figure 6 show the power spectral density of filtered FK-1 signals with resolution bandwidth 3 kHz.



(a)



(b)



(c)

Figure 4. Power spectral density of 1 Mb/s FK-1, frequency resolution bandwidth 10 kHz. (a) analytical result, (b) computer simulated result, (c) hardware measured result with video bandwidth 3 kHz and span 10 MHz.

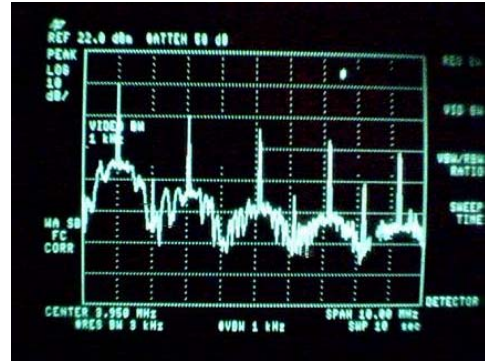


Figure 5. Hardware measured power spectral density of 1 Mb/s FK-1, frequency resolution bandwidth 3 kHz in stead of 10 kHz shown in Figure 4, video bandwidth 1 kHz and span 10 MHz.

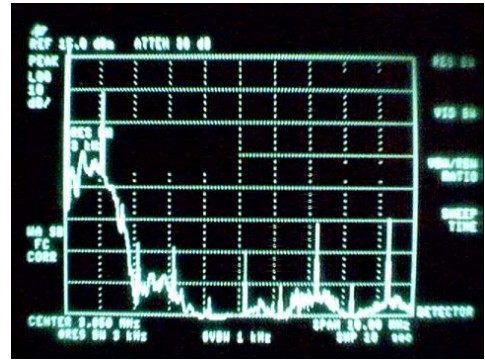
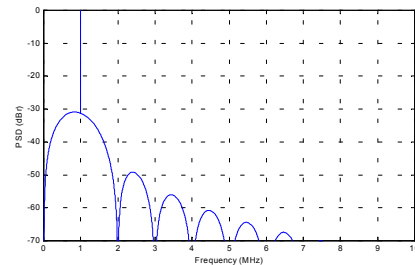
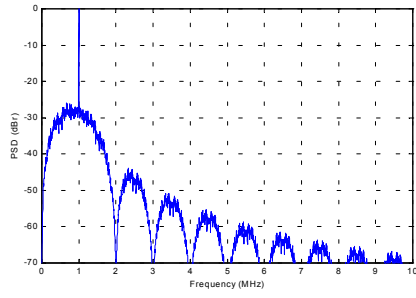


Figure 6. Measured PSD of 1Mb/s FK-1 after Butterworth 4th order filter, with frequency resolution bandwidth 3 kHz, video bandwidth 1 kHz, and span 10 MHz.

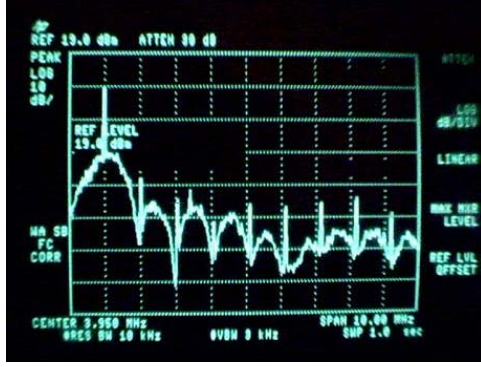
Figure 7 show the analytical result, computer simulation, and hardware measurement results of the PSD of FK-2 with frequency resolution 3 kHz. Figure 8 show the power spectral density of filtered FK-1 signals with resolution bandwidth 3 kHz.



(a)



(b)



(c)

Figure 7. Power spectral density of 1Mb/s FK-2 with frequency resolution bandwidth 3 kHz. (a) theoretical result, (b) computer simulated result, (c) hardware measured result with video bandwidth 1 kHz and span 10 MHz.

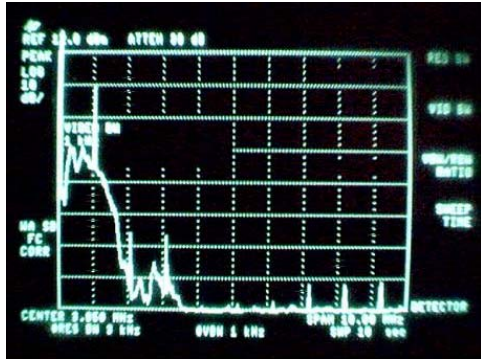


Figure 8. Measured power spectral density of 1Mb/s FK-2 after Butterworth 4th order filter, with resolution bandwidth 3 kHz, video bandwidth 1 kHz and span 10 MHz.

When the frequency resolution is lowered by n times, the magnitude difference of the discrete spectral components and the continuous spectral components increases by $10\log_{10} n$ times. This is confirmed by comparing figure 4 (c) to figure 5.

The derived, simulated, and measured power spectral densities for the specific FK signals have similar shapes. The computer simulated power spectral densities of FK-1 and FK-2 agree with the hardware measured results. With the height of the discrete component unchanged, there is about 3-

dB difference between the analytical result and the hardware-measured result of the continuous component of the power spectral density. This is probably because the spectrum analyzer used in measurement use real, or non-ideal, IF filters in measurement and smoothes the actual power spectral density of the input signals given by analytical calculation.

Figure 9 shows that the filtered FK-1 and FK-2 signals easily satisfy FCC part 15 frequency mask for WLAN, which to the authors' understanding requires the power spectrum to be 20 dB down beyond the 1 MHz range for 1 Mb/s signals. The frequency resolution is chosen to be 3 kHz. For frequency resolution smaller than 3 kHz, the differences of the discrete component and continuous component of the spectrum of FK-1 and FK-2 signals can be even larger.

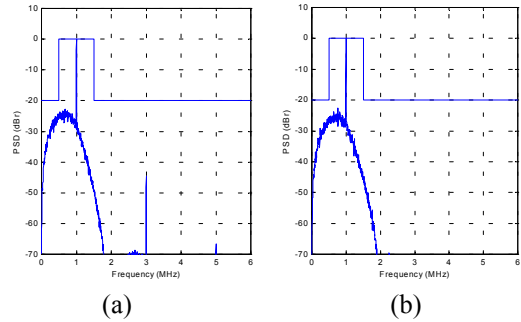


Figure 9. The power spectral density of filtered 1Mb/s FK-1 and FK-2 signals (with frequency resolution 3 kHz) satisfy the FCC-15 frequency mask for WLAN. (a) filtered FK-1, (b) filtered FK-2.

B. BER Performance

The BER performances of quadrature FK modulation with miss-matched receiver structure under various situations are computer simulated, and the results are summarized in Figure 10. BER performance of GFSK, which is used in WLAN (IEEE 802.11), is also shown. We can see that FK-2 with amplitude ratio 3:1 gives the best result. At $\text{BER}=1\text{E-}4$, the E_b/N_o required is 15.6 dB, approaching the theoretical limit 15.4 dB with complex matched filters and infinite bandwidth.

VI. CONCLUSION

A subclass of a new and ultra high spectral efficient modulation scheme: Feher Keying [1], or FK, and its performance were presented. The power spectral densities of filtered FK-1 and FK-2 signals are demonstrated to easily satisfy the

frequency mask for WLAN defined in FCC part 15, and the spectral efficiency of FK is more than 30 b/s/Hz at -40 dB. With sub-optimum and miss-matched receiver, the BER performance of FK-1 and FK-2 were found to be more robust than

GFSK used in WLAN. Due to its simple transmitter/receiver structure, FK could be implemented in high bit rate and bit rate agile systems.

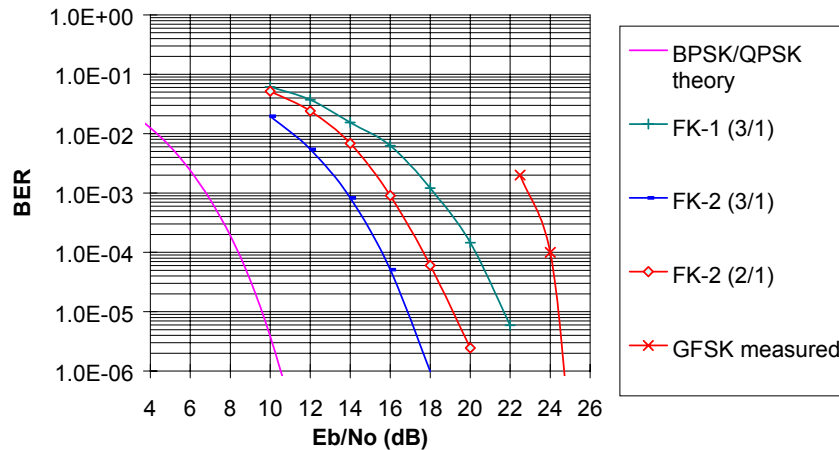


Figure 10. Simulated BER performance of FK-2, FK-1 and measured BER performance of GFSK with 160 kHz deviations. 3/1 and 2/1 means the amplitude ratio of the two shaped clock signals representing 1 and 0 is 3 to 1 and 2 to 1, respectively.

REFERENCE:

- [1] Feher, K., et al., U.S. patents: 4,567,602; 4,644,565; 5,491,457; 5,784,402; 6,198,777, International Patent Cooperation Treaty (PCT) No: PCT US99/17995; Internat No: WO 00/10272, published Feb. 2000. Licensor: Digcom, Inc., 44685 Country Club Drive, El Macero, CA USA, Tel: 530-753-0738; Fax: 530-753-1788; URL: www.fehertechnologies.com; E-mail: feherk@yahoo.com.
- [2] Feher, K.: "FQPSK Transceivers Double the Spectral Efficiency of Wireless and Telemetry Systems," Applied Microwave & Wireless, June 1998
- [3] Peebles: "Communications Systems Principles" Addison Wesley, 1979.
- [4] United States Patent 4,742,532 issued 5/1988 to Walker
- [5] United States Patent 5,185,765 issued 2/1993 to Walker
- [6] Walker, H.R.: "VPSK and VMSK Modulation Transmit Audio and Video at 15 Bits/Sec/Hz," IEEE Transactions on Broadcast Engineering, January 1997.
- [7] Walker, H.R., Stryzak, B., Walker, M.L.: "VMSK Modulation, a Tutorial-Bandwidth Efficiencies of 30bits./Sec./Hz," Proceedings of the Sixth Annual WIRELESS Symposium, Santa Clara, CA, February 9-13, 1998.
- [8] Feher, K.: "Wireless Digital Communications", Prentice-Hall PTR, 1995.
- [9] Proakis, J. G.: "Digital Communications", McGraw-Hill, Now York, 1995.
- [10] Feher, K, "Spectral Efficiency of Commercial Wireless and Tlemetry Systems is Doubled With IRIG 106-00 Standardized FQPSK and is Quadrupled with FQAM", Proceedings of the International Telemetry Conference, Las Vegas, NV, October 23-26, 2000.
- [11] Lin, Jinsong, Feher, K.: "Bandwidth Efficiency and BER Performance of Non-linearly Amplified Enhanced and FEC Coded FQPSK", Proceedings of the International Telemetry Conference, Las Vegas, NV, October 23-26, 2000.

NON-COHERENT DETECTION OF FQPSK SPECTRALLY EFFICIENT SYSTEMS

Hyung Chul Park*, Kwyro Lee*, and Kamilo Feher**

*Dept. of EECS and MICROS Research Center
Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST)
373-1 Kusong, Yusong, Taejon, 305-701, Korea
and during Sep. 2000 ~ 2001 at UC Davis
Tel: +82-42-869-8033, Fax: +82-42-869-8590
E-mail: chori@dimple.kaist.ac.kr, krlee@ee.kaist.ac.kr

** Professor, University of California, Davis
and President, Digcom, Inc.,
44685 Country Club Drive, El Macero, CA USA
Tel: 530-753-0738; Fax: 530-753-1788; E-mail: feherk@yahoo.com

ABSTRACT

A new class of non-coherent detection techniques for recently standardized Feher patented quadrature phase-shift keying (FQPSK) systems is proposed and studied by computer aided design/simulations and also verified by experimental hardware measurements.

The theoretical concepts of the described non-coherent techniques are based on an interpretation of the instantaneous frequency deviation or phase transition characteristics of FQPSK-B modulated signal at the front end of the receiver. These are accomplished either by Limiter-Discriminator (LD) or by Limiter-Discriminator followed by Integrate-and-Dump (LD I&D) methods. It is shown that significant BER performance improvements can be obtained by increasing the received signal's observation time over multiple symbols as well as by adopting trellis-demodulation. For example, our simulation results show that a $\text{BER}=10^{-4}$ can be obtained for an $E_b/N_0=13.0$ dB.

Keywords – Feher patented QPSK or FQPSK, Feher patented GMSK, Non-coherent detection, Multiple symbol observation, Viterbi detection, Maximum likelihood detection.

I. INTRODUCTION

Multiyear studies by the US Department of Defense (DoD), NASA, AIAA, and the International Committee Consultative on Space Data Systems (CCSDS) confirmed that FQPSK technologies [1-7] offer the most spectrally efficient and robust (smallest degradation from ideal theory) BER performance of NLA-RF power efficient systems.

For coherent FQPSK-B detection, an $E_b/N_0=9.8$ dB is required for a $\text{BER}=10^{-4}$ if simplest symbol-by-symbol detection is used. For FQPSK-B

with trellis decoding using Viterbi algorithm, for $\text{BER}=10^{-4}$, reduced $E_b/N_0=9.1$ dB is required [8]. These NLA requirements of FQPSK-B are 1.4dB and 0.7dB worse than that of ideal theoretical QPSK operated in a linear amplified system, respectively [5], [8]. However, since phase noise caused by oscillators and frequency synthesizers, and relatively large Doppler spread [2], [9] may degrade the performance of relatively low bit rate coherent demodulators and may increase the synchronization time, non-coherent detection is preferable for certain mobile applications [10].

In this paper, eight non-coherent detection techniques for FQPSK-B signal are proposed and their BER performance in a Gaussian channel is compared using a simulation study as well as hardware evaluation. In the next section, Section II, we summarize the analysis of non-linearly amplified FQPSK-B modulation with non-coherent detection. In Section III, eight non-coherent detection techniques for FQPSK-B signal are presented. Section IV contains simulation results, hardware measurements and discussion. Finally, Section V presents the conclusion.

II. FQPSK-B MODULATION ANALYSIS FOR NON-COHERENT DETECTION PROPOSAL

In the FQPSK-B modulator, the amplitude parameter "A" of the cross correlator is chosen to $1/\sqrt{2}$ for the modulated signal to have quasi-constant envelope. This quasi-constant amplitude characteristic of FQPSK-B signal allows us to interpret it as a CPM [11], which can be demodulated by frequency discrimination and/or by phase detection. Based on one of our interpretation of the NLA-FQPSK signals [11], we get the following.

1. The maximum rate of the modulated signal's phase change is at time instant where the constellation is at integer multiplied at 90° . When the phase crosses one of the axes, then the sign of the other quadrature signal will change. Since the FQPSK-B signals is interpreted as a continuous phase modulation (CPM) signal, i.e., non-quadrature modulated CPM, then we can derive from the FQPSK-B "non-quadrature" signal interpretation that the allowed number of instantaneous frequency deviations of the XPSK signal, interpreted as CPM, are 5, i.e., $-1, -1/\sqrt{2}, 0, +1/\sqrt{2}$ and $+1$. Out of these 5 values, "0" indicates no data change and other 4 values indicate data change.

2. The phase returns and/or stays at $\frac{\pi}{4}$ + integer multiplied at 90° . Thus, we have zero frequency deviation. This means that the data has not been changed.

3. The total allowed phase changes between $2nT_b$ and $2(n+1)T_b$ are

$$\Delta\phi = \pm\frac{\pi}{4}, \pm\frac{3\pi}{4}, \pm\frac{\pi}{2}, \pm\frac{5\pi}{4}, 0. \text{ Among these,}$$

$$|\Delta\phi| > \frac{\pi}{4} \text{ indicates the data at } 2(n+1)T_b \text{ has}$$

been changed from that at $2nT_b$. Otherwise, there is no change.

The above observations and interpretation of the FQPSK signals as a non-quadrature CPM [11] allows us to detect FQPSK-B modulated signal non-coherently by differential decoding of the I and Q channel data, separately. Observations 1 and 2, allow us to use LD (limiter-discriminator) detection scheme for non-coherent detection with the instantaneous frequency deviation characteristic. And observation 3 allows us to use differential detection of phase change or LD I&D (Limiter-Discriminator followed by Integrate-and-Dump) detection schemes for non-coherent detection with the characteristic phase transition at T_b interval.

III. NON-COHERENT DETECTION TECHNIQUES FOR FQPSK-B SIGNALS

As discussed in Section II, FQPSK-B signal can be detected symbol-by-symbol using LD detection (*Method 1*). Both observations 1 and 2 allow us to detect FQPSK-B signal using 3-level frequency discrimination, i.e., $+\frac{\pi}{4}, 0$, and $-\frac{\pi}{4}$.

In addition, as shown in Section II, differential decoders in respective I and Q channel data are required for non-coherent detection techniques for FQPSK-B signals. Differential decoding has a problem of error propagation. Thus, a special encoding scheme called QDE (Quadrature Differential Encoding) is proposed to solve this

problem. This is to encode differentially for the I, Q channel data separately. It is represented in (1).

$$y_{2n} = y_{2(n-1)} \oplus x_{2n}, \quad (1)$$

$$y_{2n+1} = y_{2n-1} \oplus x_{2n+1}.$$

Here x is the NRZ input data and y is the QDE output and $\oplus$ means modulo-2 addition. IRIG 106-00 standardized FQPSK-B has a differential encoder [7]. This is different from QDE. However, QDE is equivalent to cascaded pre-coding differential encoder (PDE) and differential encoder in IRIG 106-00 standard. PDE is represented in (2).

$$\bar{y}_{n+1} = y_n \oplus \bar{x}_n \quad (2)$$

Here $\bar{x}$ is the inversion of NRZ input data and y is the PDE output and $\oplus$ means modulo-2 addition. Note that if QDE is employed, then very simple receiver structure can be obtained, as shown in Fig. 1, which also gives better BER performance.

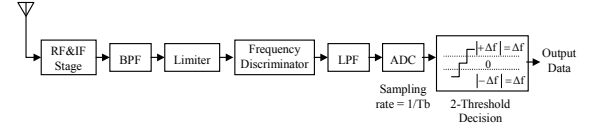


Fig. 1. Receiver structure based on LD followed by symbol-by-symbol detection for QDE FQPSK-B signal.

Also, in Section II, it is noticed that only certain combinations of phase changes of FQPSK-B modulated signals are allowed, i.e., FQPSK signal has memory. In this case, it is well known that the detection based on multiple symbol observation performs better than symbol-by-symbol detection [12], [13].

As described in Section II and References [1] and [11], $N+3$ data sequence is required to get an instantaneous frequency deviation vector that is composed of "N" instantaneous frequency deviation components. This means that many of the input vectors in L-space are mapped into the identical vector in m-space. As the symbol observation interval increases, the ratio, m/M , of number of the allowed instantaneous frequency deviation vector to the total number of random combinations of symbol-by-symbol data (3 level in our case of Section II) reduces significantly, as shown in Table. 1. This means that the correction ability for the erroneous LD output value improves significantly.

Table. 1. Relationship between symbol observation interval and number of the allowed instantaneous frequency deviation vector for the N -step process during $(N+3)T_b$ interval.

N	$L=2^{N+3}$	$M=3^N$ (vectors)	m (vectors)	m/M
3	64	$3^3=27$	23	85.2%
5	256	$3^5=243$	95	39.1%
7	1,024	$3^7=2,187$	383	17.5%

N : Number of symbols observed

L : Number of possible vectors tupled with $(N+3)$ binary data sequence

M : Total number of vectors formed by random combination of symbol-by-symbol data

m : Number of allowed N -tupled vector

Three detection techniques with multiple symbol observation are studied in our work, i.e., multiple symbol observation and middle bit decision (*Method 2*), multiple symbol observation and majority voting (*Method 3*), and maximum likelihood sequence detection (MLSD) [14] with multiple symbol observation (*Method 4*). In the *Method 2*, the detector calculates distance between the N tupled vector formed by consecutive LD output symbols and those in m -space and chooses the vector with the smallest distance, and makes a decision on the middle bit. In the *Method 2*, only the middle bit is decided from the best matched vector, which, however, also has some information for other bits, too. One of the simple ways to consider this is to decide a bit based on the majority voting among those found from N nearest vectors. It is *Method 3*.

Better BER performance than above two methods is expected if we use MLSD of multiple symbol observation data. In the proposed MLSD, the states of trellis consist of allowed instantaneous frequency deviation vectors in m -space. The branch metric is defined as the distance between N -tupled vector, formed by consecutive LD output signals, and that by the allowed instantaneous frequency deviation vectors. The survival path is the path that has the smallest accumulated branch metric, i.e., state metric. Output data are the middle bit of states, which are allowed instantaneous frequency deviation vectors in m -space, on the survival path.

Also, it is well known that integrate-and-dump (I&D) detection can give better BER performance than simple sampling based one [15]. Thus, we expect better BER from integrate-and-dump of LD output signals, which is nothing but the phase transition. In Section II, it is shown that when differentially encoded bit 0 is transmitted, the absolute value of the sum of two-phase transition values between $t=(n-1)T_b$ and $t=(n+1)T_b$ interval is less than or equal to $\pi/4$, and it is larger than $\pi/4$ when 1 is transmitted. Thus transmitted data can be detected on a symbol-by-symbol basis from the observation of the total phase transition in $2T_b$ period. It is the LD I&D followed by symbol-by-symbol decision, i.e., *Method 5*.

Likewise in LD based detection techniques, the

multiple phase transition observation method can improve the performance of LD I&D detection. There are also 3 methods, multiple phase transition observation and middle bit decision (*Method 6*), multiple phase transition observation and majority voting (*Method 7*), and MLSD with multiple phase transition observation (*Method 8*). The allowed multiple phase transition vectors and element values differ from that of limiter-discriminator detection, as shown in Table. 2.

Table. 2. Relationship between phase transition observation interval and number of allowed phase transition vector.

N	$L=2^{N+3}$	$M=5^N$ (vectors)	m (vectors)	m/M
3	64	$5^3=125$	31	24.8 %
5	256	$5^5=3125$	127	4.1 %
7	1,024	$5^7=78125$	511	0.65%

IV. SIMULATION RESULTS, HARDWARE MEASUREMENTS AND DISCUSSION

To show the bit error rate (BER) performance of the proposed non-coherent detection techniques, MATLAB simulation is performed using baseband equivalent model [16]. The receiver BPF, which is implemented with equivalent LPF in the MATLAB, is the phase equalized 4th order Butterworth filter, $BT_b = 0.5$. The LPF of LD output signals is raised cosine filter with roll-off factor = 0.5 and -6dB bandwidth = $0.42 \cdot 1/T_b$. Hard limiter is assumed to approximate the non-linear amplifier in the transmitter. And, ideal symbol synchronization is assumed.

Fig. 2 presents the BER performance of the various detection techniques with LD scheme. The number of observed symbols is chosen at $N=5$. The LD followed by symbol-by-symbol decision scheme suffers as large as 9.5dB degradation at $BER=10^{-4}$ from the best symbol-by-symbol coherent detection [5]. But this degradation decreases significantly as we increase the observation time. MLSD based on 5-symbol observation leads to 3.7dB degradation at $BER=10^{-4}$ compared with best symbol-by-symbol coherent detection of FQPSK-B performance.

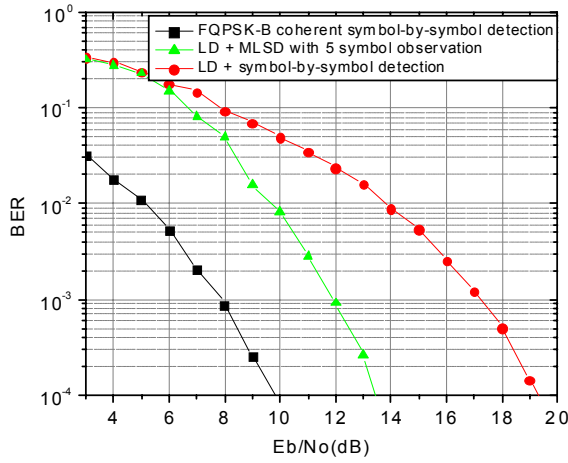


Fig. 2. BER performance of LD-based non-coherent detection techniques.

Fig. 3 shows the BER performance comparison of different symbol observation intervals with LD followed by multiple symbol observation and middle bit decision scheme. It is shown that the performance is increased as the symbol observation interval increases, as shown in Section III.

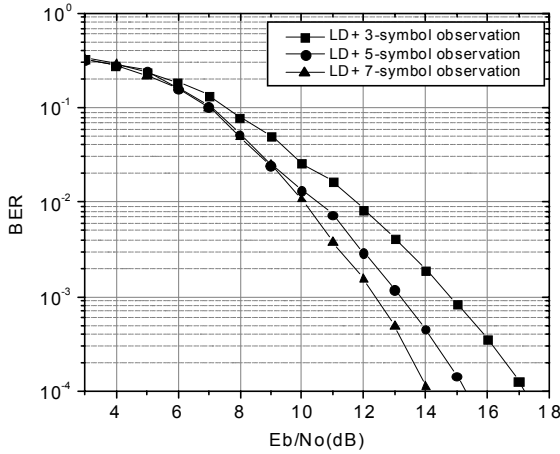


Fig. 3. BER performance of LD followed by multiple symbol observation and middle bit decision with various symbol observation intervals.

Fig. 4 represents the BER performance of the various detection techniques with LD I&D scheme. The number of observed symbols is chosen at $N=5$. The LD I&D followed by symbol-by-symbol decision scheme suffers 8.6dB degradation at $BER=10^{-4}$ from the best symbol-by-symbol coherent detection of FQPSK-B performance. But this degradation decreases significantly as we increase the observation time. MLSD based on 5-symbol observation leads to 3.2dB degradation at $BER=10^{-4}$ compared with best symbol-by-symbol coherent detection of FQPSK-B performance.

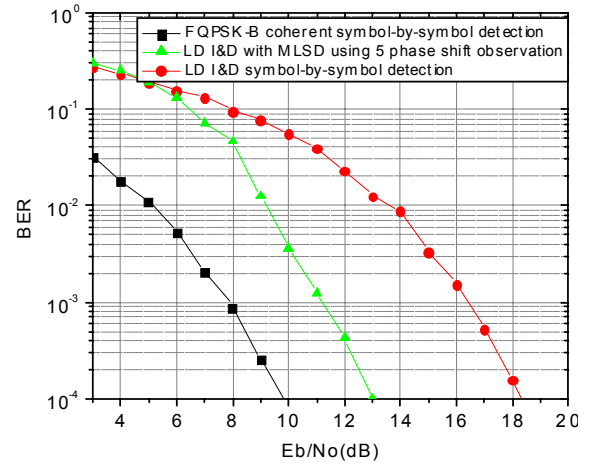


Fig. 4. BER performance of LD I&D-based non-coherent detection techniques.

However, simulation results are not optimized.

To measure the non-coherent detector output of FQPSK-B signal, the simple non-coherent detector is implemented, which is presented in Fig. 5. In the experimental system, the data rate is 1 Mb/s, the carrier frequency of transmitted signal is 70 MHz, the delay time for the non-coherent detection is about 35nsec, i.e., about 1/30 of bit period, and the -3dB bandwidth of Butterworth LPF is 420kHz.

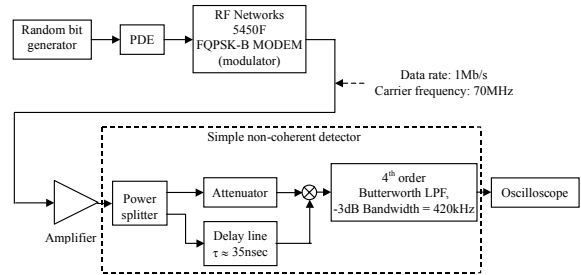


Fig. 5. Implemented non-coherent detector block diagram for non-coherent detector output measurement.

The implemented non-coherent detector is an approximate model of the limiter-discriminator detector with small delay time, i.e., $\tau \approx 35\text{nsec} \approx 1/30 \cdot T_b$. The measured time patterns of detector output are compared with the computer-generated patterns as shown in Fig. 6. It is noticed that the measured and generated time patterns are similar to each other.

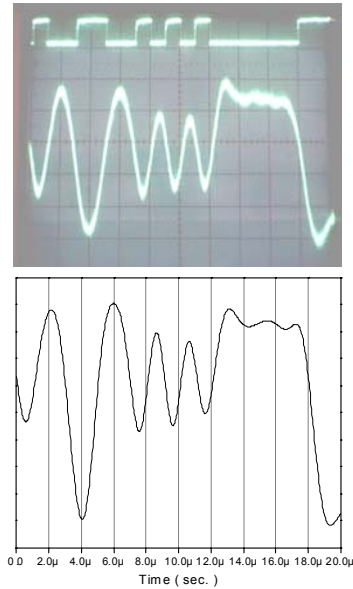


Fig. 6. Measured time patterns (upper) and computer-generated time patterns (lower) of non-coherent detector output. In the measured photos, the horizontal scale is $2\mu\text{sec}/\text{div}$, upper signal is transmitted NRZ data and lower signal is non-coherent detector output. And, the data rate is 1Mb/s , the carrier frequency of transmitted signal is 70MHz , and -3dB bandwidth of post frequency discrimination LPF is 420kHz .

V. CONCLUSIONS

Based on the CPM based interpretation, we have proposed eight non-coherent detection techniques for FQPSK-B. It is shown that the BER performance of the LD and LD I&D-based non-coherent detection techniques improves significantly using the inherent memory in the FQPSK-B modulated signal phase, i.e., multiple symbol observation followed by middle bit decision, majority voting, and MLSD.

Simulation results show that LD followed by MLSD with 5-symbol observation performs $\text{BER}=10^{-4}$ at $E_b/N_0=13.5\text{dB}$. In addition, LD I&D, followed by MLSD with 5 phase transition observation, performs $\text{BER}=10^{-4}$ at E_b/N_0 as low as 13.0dB . These non-coherent receivers suffer 3.7dB , 3.2dB degradation at $\text{BER}=10^{-4}$ from the best symbol-by-symbol coherent detection of FQPSK-B performance, respectively.

Acknowledgment

The work at KAIST is supported by the Korea Research Foundation and MICROS Research Center.

References

[1] K. Feher et al., U.S. patents: 4,567,602; 4,644,565; 5,491,457; 5,784,402; 6,198,777, International Patent Cooperation Treaty (PCT)

No: PCT US99/17995; Internat No: WO 00/10272, published Feb. 2000. Licensor: Digcom, Inc., 44685 Country Club Drive, El Macero, CA USA, Tel: 530-753-0738; Fax: 530-753-1788; E-mail: feherk@yahoo.com.

[2] K. Feher, *Wireless Digital Communications*. New Jersey: Prentice-Hall, 1995.

[3] T. Le-Ngoc, K. Feher, and H. Pham Van, "New Modulation Techniques for Low-Cost power and Bandwidth Efficient Satellite Earth Stations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, pp. 275-283, Jan. 1982.

[4] S. Kato and K. Feher, "XPSK: A New Cross-Correlated Phase-Shift Keying Modulation Technique," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-31, pp. 701-707, May 1983.

[5] G. L. Do, "A Robust and Ultra Bandwidth Efficient Transceiver for Interference Environment," Ph. D. dissertation, Univ. of Cal. Davis, Davis, USA, 1998.

[6] K. Feher, "Spectrally Efficiency of Commercial Wireless and Telemetry Systems Is Doubled with IRIG 106-00 Standardized FQPSK and Is Quadrupled with FQAM," *Proc. of ITC 2000*, pp. 225-237, Oct. 2000.

[7] "IRIG Standard 106-00: Telemetry Standards", Telemetry Group, Range Commanders Council, U.S. Army, White Sands, USA, January 2000. Detailed information available from : <http://tecnet0.jcte.jcs.mil/RCC/mauals/106-00/> and www.telemetry.org.

[8] D. Lee, M. Simon, T. Yan, "Enhanced Performance of FQPSK-B Receiver Based on Trellis-Coded Viterbi Demodulation," *Proc. of ITC 2000*, pp. 631-640, Oct. 2000.

[9] W. C. Jakes, Jr., *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974.

[10] K. Feher, *Advanced Digital Communication Systems and Signal Processing Techniques*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987.

[11] H. C. Park, Kwyro Lee and K. Feher, "An Interpretation of FQPSK signals as non-quadrature CPM modulated signals," *Univ. of California, Davis, Digital Communication Research Laboratory report*, Dec. 2000 and *Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), Korea, Solid State Electronics Laboratory report*, Dec. 2000.

[12] J. B. Anderson, T. Aulin, and C. E. Sundberg, *Digital Phase Modulation*. Plenum Press, New York, 1986.

[13] M. Geoghegan, "Improving the Detection Efficiency of Conventional PCM/FM Telemetry by Using A Multi-Symbol Demodulator," *Proc. of ITC 2000*, pp. 675-682, Oct. 2000.

[14] G. D. Forney, "Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference," *IEEE*

- Trans. on Inf. Theory*, vol. IT-18, No. 3, pp.363-378, May 1972.
- [15] J. E. Mazo and J. Salz, "Theory of error rates for digital FM," *Bell Sys. Tech. J.*, pp. 1511-1535, Nov. 1966.
- [16] T. Lee, "Spectral and Power Efficient Modulation Schemes for Digital Communications," Ph. D. dissertation, Univ. of Cal. Davis, Davis, USA, 1997.

DEMONSTRATION OF STANDARDIZED FQPSK'S ROBUST OPERATION IN HARSH ENVIRONMENTS UTILIZING SIMULATION AND ANALYSES

James A. McCorduck* and Kamilo Feher**

***Consultant, Entech Engineering
8061 Cantata Way; Antelope, CA USA 95843
and University of California, Davis**

****Professor, University of California, Davis
and President, Digcom, Inc.,
44685 Country Club Drive, El Macero, CA USA 95618**

ABSTRACT:

The robust operation of the recently standardized, spectrally efficient Feher-patented Quadrature Phase Shift Keying (FQPSK) systems in harsh interference environments and with hardware imperfections including I and Q amplitude imbalance, phase and Additive White Gaussian Noise (AWGN), various levels of amplifier saturation, fading effects, ultra-high bit rate agility from 1 Mb/s to 600 Mb/s, and interoperability with other data links is demonstrated both in simulation and hardware testing.

INTRODUCTION:

One notable feature of FQPSK [1-3] systems is its reliability of operation in harsh environments while maintaining excellent BER performance and spectral efficiency. The robust features of FQPSK have allowed for standardization, interoperability with other data links, and dual use (commercial and government). Standardization includes that of the Inter-Range Instrumentation Group (IRIG-106-00) and the Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS). This paper will demonstrate, via simulation and published test results, these benefits of FQPSK.

The performance of FQPSK in environments such as oscillator phase noise, amplifier saturation, in addition to Power Spectral Density in an environment of amplitude imbalances (amplitude fluctuations of the I and Q channels), and interoperability can be illustrated via simulation. FQPSK's resistance to these conditions is then analyzed and compared to hardware measurements. Bit rate agility and resistance to fading will be shown via hardware testing and analyses. Finally, the versatility of

FQPSK can be demonstrated by describing compatibility and interoperability with other data links such as GMSK.

Performance in the Presence of Phase Noise:

FQPSK systems demonstrate strong resistance to phase noise, which is typically introduced to the system by the oscillator circuits. This is shown both through simulations and experiments. Figure 1 shows the block diagram of the hardware setup used to illustrate the experimental results. The phase noise is experimentally simulated by FM modulating Additive White Gaussian Noise (AWGN) with a carrier frequency. The range of measured phase noise is between 10KHz frequency deviation of the FM modulator (or -103 dBc/Hz at a distance of 100KHz from the carrier frequency) to 40KHz frequency deviation (-91 dBc/Hz at a distance of 100KHz from the carrier frequency) [4,5]. The results of using a carrier frequency with 40 KHz frequency deviation (which was the worst case scenario for this test) resulted in a 1 dB degradation at $1E-4$. The only significant degradation occurs when the measured phase noise is at 40KHz frequency deviation. The other data points showed very little change in the BER performance. Simulations produced almost identical results to the overall system performance.

Performance with Amplifier Saturation:

FQPSK systems are noted for robust operation in a Non-Linearly Amplified (NLA) environment. Because FQPSK architecture is constant envelope, spectral spreading is minimal, when comparing Power Spectral Density (PSD) of the modulated signals with linear

amplification or hardlimited amplification in the transmitters.

This section illustrates the BER performance of FQPSK systems when the amplification in the transmitter is in three separate regions. These regions are 1) linear amplification 2) softlimited amplification (Output Back-Off or OBO of 5dB from hardlimited case), and 3) hardlimited amplification. The three "regions" of the transmitter amplifier are illustrated in Figure 2.

The BER performance of FQPSK when amplified in each of the three regions described above degrades minimally

PSD Performance with Amplitude Imbalances:

Another harsh environment for Quadrature modulation systems are amplitude imbalances between the I and Q channels. The constant envelope signal is compromised under these conditions. An illustration of this environment is shown in Figure 3 below.

Amplitude variations as much as 5 dB only cause spectral spreading below approximately -30 dBc. Figure 4 shows the results of a software simulated imbalance. Figure 5 shows the results of a hardware measurement for 5 dB amplitude imbalance.

Fading Environment, Bit Rate Agility, and Compatibility:

A typical aeronautical telemetry RF frequency selective fading channel has delay spreads between 20 - 200 ns. In response to this harsh channel, the Feher Equalizer (FE) has been developed [6]. Experiments [6] have shown that the addition of the architecture shown in Figure 6 below improves FQPSK BER performance by 6 dB.

FQPSK based systems have operated and been implemented in the 100kb/s to 40Mb/s range. NASA's FQPSK implementations have been tested in the ultra high bit rate in the 300 Mb/s to 1 Gb/s range [9]. Another feature of FQPSK systems is its compatibility with other commonly used data links. In particular, GMSK and O-QPSK data links can be utilized with FQPSK systems when Differential Encoders (DE) are added to the FQPSK architecture. As shown in Figure 7, a hybrid modem can be developed with the FQPSK architecture. Other important features of FQPSK systems include its interoperability with any other future FQPSK based data links and its adoption for standardization (IRIG-106-

00). Figure 8 demonstrates FQPSK performance when integrated with a WCDMA 3G+ system. Note that there is no noticeable difference in performance between the spreading and non-spreading systems. Finally, Figure 9 illustrates compatibility with future data links and demonstrates its superior performance to legacy systems such as PCM/FM.

CONCLUSION:

This paper presented the robust operation and implementation of FQPSK data links in the presence of harsh environments such as phase noise, amplitude imbalances, and various levels of amplifier saturation as well as operation in a wide range of bit rates and compatibility with other data links. With phase noise and various levels of amplifier saturation inserted into the FQPSK architecture, FQPSK showed little change in its BER performance. Little spectral spreading was observed only when the amplitude imbalances between the I and Q channels were set to an extreme value of 5 dB. With the addition of the FE architecture to the FQPSK based system, an improvement of 6 dB was noted for a 20 - 200 ns delay spread in the channel. Bit rate agility up to 40 Mb/s has been proven in implementations and up to 300 Mb/s to 1 Gb/s in tests.

REFERENCES:

- [1] K. Feher et al., U.S. Patents 4,567,602; 4,644,565, 5,491,457; 5,784,402; 6,198,777; International Patent Cooperation Treaty (PCT) No: PCT US99/17995; Internat No: WO 00/10272, published Feb. 2000. Licensor: Digcom, Inc. 44685 Country Club Drive, El Macero, CA USA 95618; Tel: 530-753-0738; FAX: 530-753-1788; email: feherk@yahoo.com
- [2] K. Feher: Wireless Digital Communications: Modulation & Spread Spectrum Applications, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [3] IRIG STANDARD 106-00 "Telemetry Standards" [Note :For higher bit rates ,when better bandwidth efficiency is required, the IRIG 106-00 Telemetry Standard specifies the use of Feher' s patented Quadrature Phase Shift Keying (FQPSK-B) . This Standard has been approved for Public Release-Distribution is Unlimited. See : <http://tecnet0.jcte.jcs.mil/RCC/manuals/>

- [106-00/](#) . Published by Secretariat of Range Commanders Council, U.S. Army, White Sands, New Mexico 88002-5110, USA , January 2000.
- [4] K. Feher: Telecommunications Measurements, Analysis, and Instrumentation, Crestone Engineering, Littleton, CO, 1996.
- [5] J. McCorduck, *Interoperability Studies of FQPSK Transmitter and Receiver Subsystems and Compatibility with Other Legacy Systems*, Masters Thesis, University of California, Davis, 2000.
- [6] J. McCorduck, M. Haghdad, J.S. Lin, K. Aflatouni, W. Gao, K. Feher: "Performance Enhancements of IRIG-106-00 Standardized FQPSK-B in a Complex Interference – RF Frequency Selective Faded Environment and Interoperability with Legacy Data Links" European Telemetry Conference ETC 2000, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000.
- [7] K. Feher, M. Yu, D. Lee, W.C.Y. Lee: "Innovative Modulation Approaches ENHANCE CDMA and GSM Performance" Wireless System Design, October 1996.
- [8] J. S. Lin, K. Feher, "Spectrum and BER Performance of a Set of FEC Coded Enhanced FQPSK" International Telemetry Conference ITC '00, San Diego, CA October 23-26, 2000.
- [9] J. McCorduck, K. Feher, "Compatibility of Dual Use Standardized FQPSK with Other Data Links and Wideband W-CDMA", *Applied Microwave & Wireless*, April 2001.

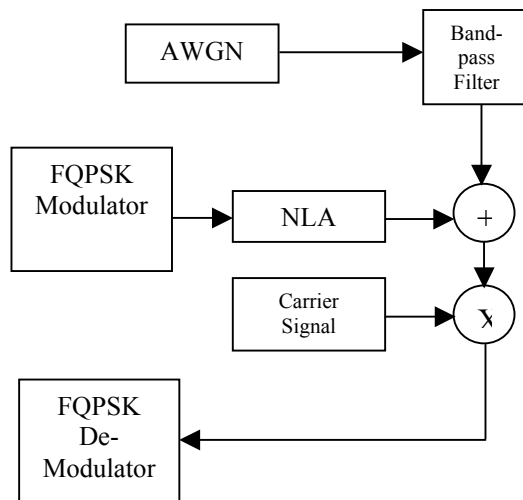


Figure 1: Block diagram of the experimental setup for the FQPSK phase noise experiment [5].

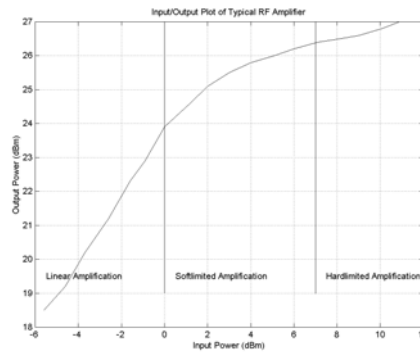


Figure 2: Illustration of amplifier input vs. output ranges used in this experiment. Note that three regions are formed from various input ranges and saturation limits of the amplifier [5].

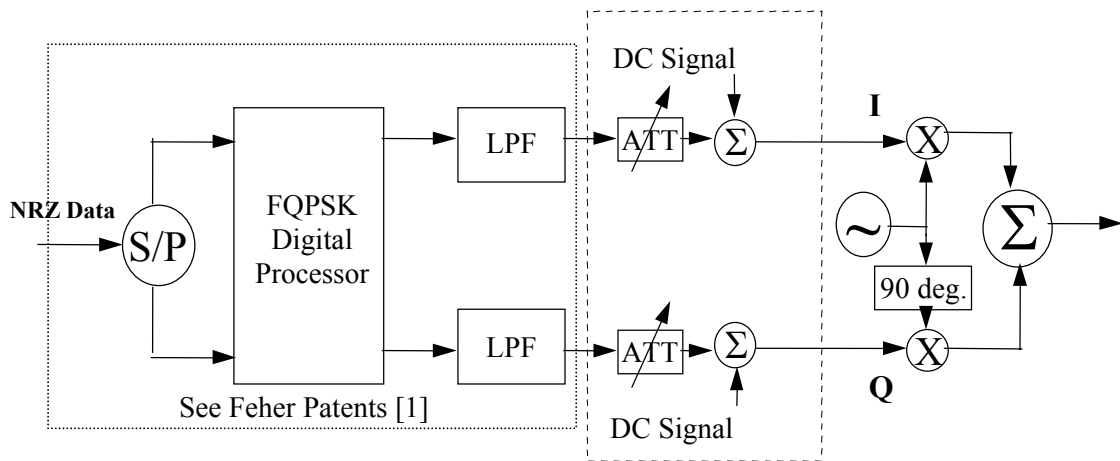


Figure 3: Conceptual diagram of the added circuitry (shown in dashed box) to provide for amplitude and DC offset manipulation of the I & Q channel signals in the FQPSK architecture [5].

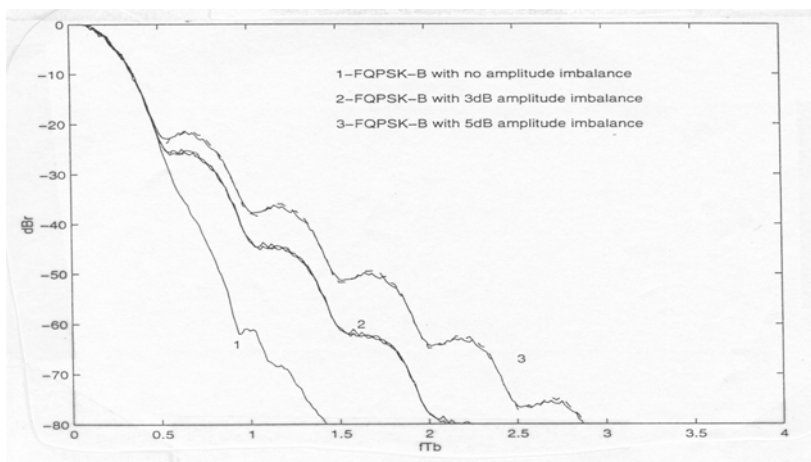


Figure 4: Simulated FQPSK with 3 dB amplitude imbalance, 5 dB amplitude imbalance and no amplitude imbalance [5].

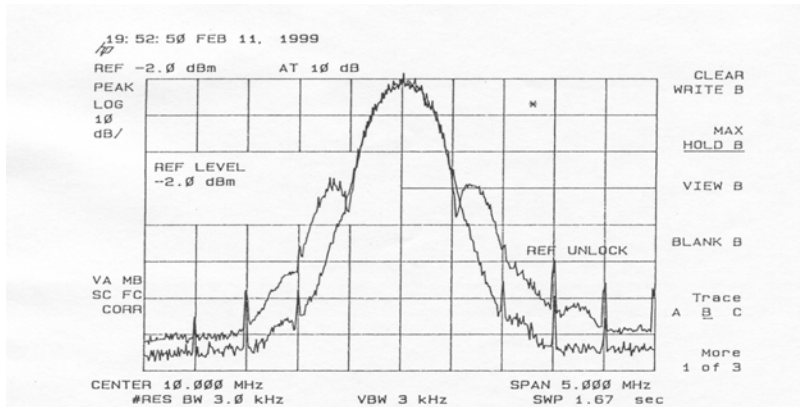


Figure 5: Measurement of spectral spreading for 5 dB offset between the I and Q channels [5].

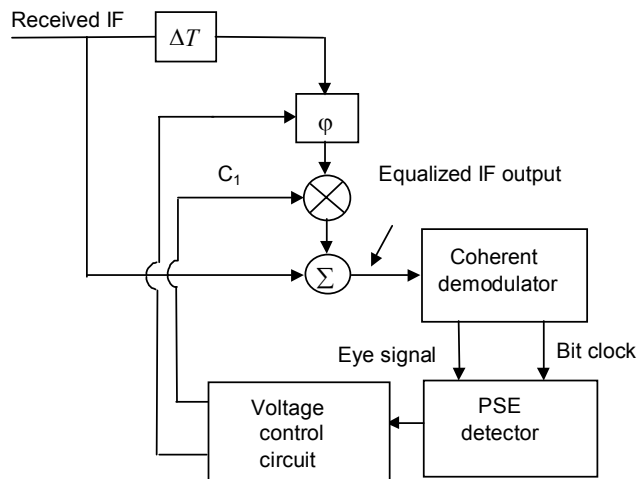


Figure 6: An adaptive FE based on a pseudo error monitoring technique [6].

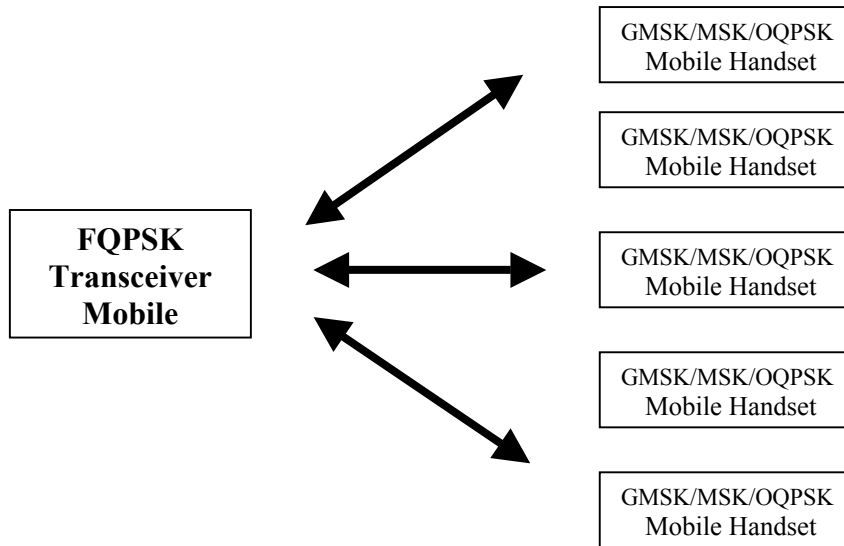


Figure 7: Proposed architecture for interoperability of FQPSK with legacy data links. Note that the FQPSK can be implemented for both transmitter and receiver applications as well as for future spectrally efficient data links [6].

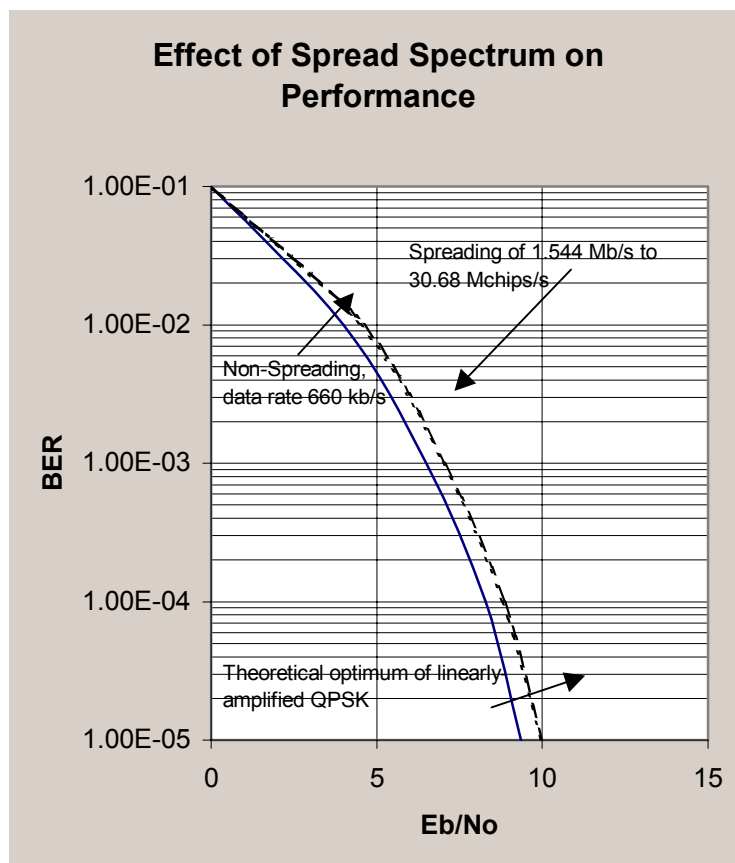


Figure 8: Effect of WCDMA 3G+ systems integration with FQPSK on the Bit Error Rate (BER) performance of transceiver systems. As can be noted, there is no notable performance penalty for incorporating spread spectrum into the transceiver architecture [7].

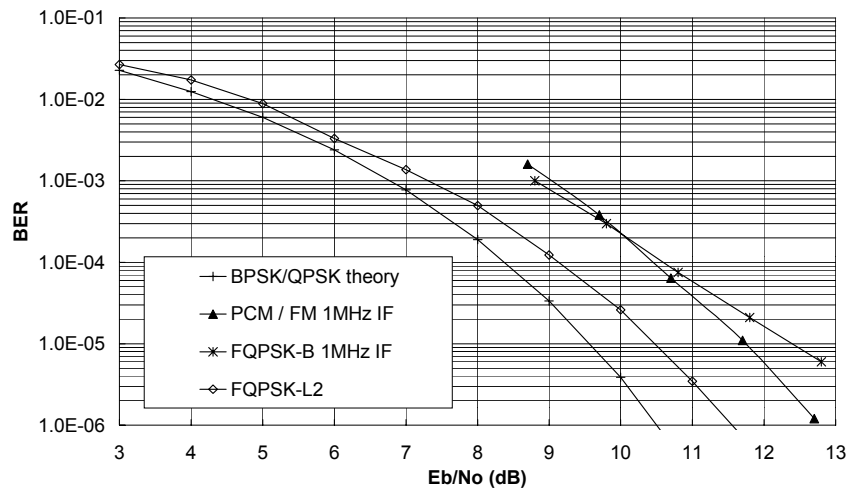


Figure 9: BER for enhanced FQPSK (variation L2), and 1Mb/s FQPSK-B and PCM/FM. The BER performance of FQPSK-B and PCM/FM was measured for a 1Mb/s signal and 1 MHz IF filter bandwidth. The demodulator of FQPSK-B was a non-optimized modified QPSK demodulator; the PCM/FM was limiter detected [6,8].

BANDWIDTH-EFFICIENT MODULATIONS FOR SPACE APPLICATIONS GMSK: THE BEST CHOICE FOR EUROPE

Jean-Luc GERNER

ESA/ESTEC – Jean-Luc.Gerner@esa.int

European Space Agency / Head of the TT&C and Radio Navigation Section

Chairman ECSS-E-50-05 RF & Modulation Panel

Chairman CCSDS RF & Modulation Panel

SUMMARY

Both the Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS) and the European Committee for Space Standards (ECSS) are currently working at establishing a set of new standards to cope with the steadily increase in data rate of spacecraft telemetry transmissions and the limitations in bandwidth availability. CCSDS is an international organisation of space agencies working at the development of space communication standards to facilitate inter-agencies cross-support. ECSS membership includes European space agencies and European industry. CCSDS agencies, which include European agencies, dedicated a lot of efforts in analysing and comparing the suitability of a wide set of modulation schemes for space science medium to high rate spacecraft telemetry. A set of modulations have emerged out of these studies, namely GMSK which is offering the best performances altogether, SRRC-OQPSK, less performing in general but more simple and almost compatible with existing infrastructures, FQPSK(*), comparable with GMSK on bandwidth compactness but not on other parameters and a few more, less known but which known performances do not outperform GMSK.

Technically, GMSK could cover all the needs of space science medium to high rate operations in an optimum way. However, to cope with constraints on some agencies, the CCSDS has prepared as a compromise a set of new recommendations for efficient modulations, based on GMSK, Filtered-OQPSK and FQPSK-B*.

European agencies and industries could come rather rapidly to a consensus and are currently putting the final touch to a standard based on GMSK and SRRC-OPQSK for continuity with existing infrastructure. The choice of GMSK was driven by the following factors:

- Outstanding performances
- Already an industry standard (ETSI¹). While FQPSK-B exists only as demonstrators, as far as the author knows, European industry benefits of a solid operational experience of GMSK with hundreds of millions of mobile terminals (GSM standard) roaming around Europe and most of the rest of the World.
- In the public domain. Contrary to FQPSK (*), the GMSK modulation scheme is not covered by a patent.

Most of the results presented in this paper have been extracted from study reports produced by NASA and ESA in the frame of the CCSDS studies. References are systematically provided.

¹ European Telecommunication Standard Institute

1. WHY A NEW MODULATION STANDARD FOR SPACE SCIENCE TELEMETRY?

1.1 New Trends and Constraints for Space Science

Nobody can deny the impressive boom in the domain of telecommunications over the recent years. Space had its share with the steadily increasing number of telecommunication satellites being launched every year, each of them with exponentially increasing capacity. Though at a lower rate, a similar phenomenon can be observed among the community of scientific satellites which is the domain of predilection of space agencies around the World, with an increasing amount of data being collected by the payload instruments.

1.1.1 A Steadily Increasing Demand in Data Rate Capacity

If we want to push a bit further the comparison between telecommunication satellites and space science satellites, we should first recall that the ultimate 'raison d'être' of telecommunication satellites is the transmission of signals whereas for scientific satellites the telecommunication link is only a means to return to Earth the data collected by the scientific instruments onboard. Hence telecom satellite will be placed on the lowest Earth orbit compatible with the mission constraints, i.e. in practice no further than the geostationary orbit; the relative proximity to the Earth makes it possible to accommodate high amounts of data with the transmission capabilities offered by the technology (EIRP, G/T). The limitation is not on the link capacity (link budget) but on the bandwidth capacity. Given the economical interest to make best use of the available spectrum resources, huge efforts were made in the development of bandwidth-efficient modulation schemes for telecommunications satellites.

In the case of the science satellites, on the other end, the choice of the orbit is driven by the mission and distances to the Earth range from the LEO to deep space. In many cases, and in particular with deep space missions, the limited onboard power resources and the huge distances are the limiting factor for the science return data transfer capability.

1.1.2 A Steadily Increasing Number of Satellites Sharing the Same Spectrum Resources

Since the late 70s in Europe, the command and control of scientific satellites is operated in the S-Band, namely the 2025-2120 MHz for commanding and 2200-2300 MHz for telemetry. Currently, the 90 MHz part of the band allocated to near Earth missions is oversubscribed at a level of 20 users per MHz. The sharing of the band is complicated by the fact that missions in the band can range from the low Earth orbiter occupying 10 MHz bandwidth to missions to the Moon (400 000 km) or to the Lagrange point L2 (1 500 000 km), featuring a range of powers at the Earth surface of some 70 dB.

1.2 Evolutions and Revolutions

1.2.1 Towards New Frequency Bands

SS Near Earth missions which are particularly sensitive to interference (L2, Moon) are now gradually moving from the overcrowded S-Band into the X-Band (7190-7235 MHz uplink, 8450-8500 MHz downlink). It should be noted however that the downlink allocation is limited to 50 MHz and might get saturated rather rapidly.

SS Deep Space missions are pushed out of the S-Band with the primary allocation at WRC'97 of the 2110-2120 MHz band to IMT-2000. The use of the X-Band especially on the downlink (8400-8450 MHz) allows for higher data rate capability.

1.2.2 SFCG New Spectrum Regulations

The Space Frequency Co-ordination Group (www.sfcgonline.org) is composed of most of the space agencies in the world. The SFCG provides a forum for multilateral discussion and co-ordination of spectrum matters of mutual interest between space agencies for the following radiocommunication services:

Space research
Space operations
Earth exploration satellite
Meteorological satellite
Inter-satellite
Radionavigation satellite

Radioastronomy and radar astronomy to the extent that they are relevant to spacecraft missions
Conscious of the increasing need to tighten the transmitted spectra, the SFCG members have adopted in 1999 recommendation 17-2 which stipulates that transmissions at symbol rates in excess of 2 Ms/s shall meet the mask of figure 1.

1.2.3 Mature Efficient Digital Modulations

The past decade has witnessed an exponential development of highly commercial telecommunication applications which were able to support important investments in the development of efficient modulation techniques, in particular with regard to bandwidth compactness. So, GMSK (Gaussian Minimum Shift Keing), thanks to its unique bandwidth compactness, has become the most widespread modulation standard for Mobile systems like the GSM (Global Standard for Mobiles in Europe and other continents), HIPERLAN or DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications).

2. CCSDS STUDIES ON BANDWIDTH-EFFICIENT MODULATIONS: A WORLD-WIDE EFFORT

2.1 CCSDS: An Active World-wide Committee

The Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS) is an international voluntary consensus organisation of space agencies and industrial associates interested in mutually developing standard data handling techniques to support space research, including space science and applications.

The main objective of the CCSDS is the development of data communications standards so as to facilitate interoperability between space and ground elements of member agencies either for cross-support or in the frame of co-operative space missions or for the sharing of mission products. To foster this inter-agencies collaboration, the CCSDS aims at providing a forum whereby interested Agencies may exchange technical information relative to the internal development or application of space mission data systems standards.

The CCSDS develops through consensus appropriate technical Recommendations which guide the development of compatible Agency standards so that interoperability is maximised.

Participants in the CCSDS include Member Agencies which participate in the consensus process within the CCSDS, Observer Agencies which have expressed the desire to participate with a reduced effort and Associates which are those scientific and industrial organisations desiring a formal tie with the CCSDS through which they can more closely monitor the technical document development process.

2.2 CCSDS Work

With the prospective of upcoming requirements from SS for telemetry transmission rates of tens of Mb/s, the CCSDS Subpanel 1E (RF & Modulation) undertook in 1997 to work at the establishment of modulation standards for high data rate telemetry applications. Two categories of applications can be identified, each with specific needs:

- Space Science Near-Earth (SS-NE) with data rates of up to a few tens of Mb/s operating in oversubscribed frequency bands
- Space Science Deep Space (SS-DS) with data rates of no more than a few Mb/s, operating in less crowded bands but with extremely tight link budget constraints

Applications	Frequency Bands	Data Rates	Orbits	Major Constraints
SS-NE	2.2-2.29 GHz 8.45-8.5 GHz 37-38 GHz	< 10 Mb/s < 10 Mb/s 100Mb/s typ	LEO, GEO, Moon, L2	- BW compactness - Interference resistance
SS-DS	2.29-2.3 GHz 8.4-8.45 GHz 31.8-32.3 GHz	< 10 Mb/s < 10 Mb/s 10Mb/s typ	> 2 million km Up to several AU	Minimum implementation losses
Table 1: Space Science Missions Categories				

2.2.1 Selection Criteria

The following criteria were identified for the comparative analysis of candidate modulations:

- Bandwidth compactness. The issue is particularly critical in the near Earth 2 GHz band, already very crowded, and the rather narrow 8 GHz band slot.
- Implementation losses. This criterion is primary for deep space missions for which power is scarce and distances huge.
- Interference susceptibility. An important parameter given the wide range of powers, bandwidths, modulation schemes which share the same band.
- Implementation complexity/cost. CCSDS is a consensus committee of a large number of agencies. Cost is an important factor in the decision process.

2.2.2 Selection Process

On the basis of above criteria, a number of modulation schemes were selected for detailed comparative analysis. These modulations are:

- GMSK with values of BT from 2 down to 0.25
- Filtered OQPSK with:
 - Butterworth filtering
 - Bessel filtering
 - Square Root Raised Cosine SRRC shaping
- FQPSK²
- Shaped Offset QPSK (S-OQPSK) [4]
- Trellis-coded OQPSK (T-OQPSK) [8]

GMSK and Filtered OQPSK are modulations techniques well documented in the open literature and widely used in a number of operational systems. FQPSK* is an American patented technique which detailed characteristics are commercial confidential. The performances of S-OQPSK and T-OQPSK are only known from simulations.

Performances were evaluated with and without forward error correction coding. The coding scheme considered in the study is the CCSDS standard concatenated coding scheme: Reed-Solomon (223, 255) and Convolutional ($r=1/2$, $k=7$) with interleaving depth of 5.

2.3 Main Results

The comparative analysis was based on the following criteria:

- Implementation losses, particularly critical for deep space applications (SS-DS)
- Occupied bandwidth, the major parameter for near-Earth applications (SS-NE)
- Interference susceptibility
- Implementation complexity and cost

² Feher-patented QPSK. K. Feher and S. Kato, U.S. Patent 4,567,602; K. Feher, U.S. Patent 5,491,457; K. Feher U.S. Patent: 5,784,402.

2.3.1 Implementation Losses

Implementation loss of modulations was computed on the basis of a non-linear channel (SSPA, output back-off 0dB, see fig.2), 3-bit Viterbi decoding. Performances are shown

- in table 2 for E_b/N_0 at $BER=10^{-6}$, concatenated coded signals
- in table 3 for E_b/N_0 at $BER=10^{-3}$, uncoded signals

	E_b/N_0 at $BER=10^{-6}$	Loss (dB) at $BER=10^{-6}$
BPSK (benchmark) (1)	2.57	0.00
Butt. OQPSK (2)	2.92	0.35
SRRC-a OQPSK (3)	2.75	0.18
SRRC-b OQPSK (4)	3.14	0.57
GMSK BTb=0.5 (5)	2.58	0.01
GMSK BTb=0.25 (11)	2.73	0.16
FQPSK B (BTs=1) (7)	2.99	0.42
T-OQPSK (BTs=1) (8)	2.96	0.39
S-OQPSK (9)	Not available	
Table 2: Implementation Loss in Coded, Non-Linear Channel		

	E_b/N_0 at $BER=10^{-3}$	Loss (dB) at $BER=10^{-3}$
BPSK (benchmark) (1)	6.78	0.00
Butt. OQPSK (2)	7.34	0.56
SRRC-a OQPSK (3)	7.39	0.61
SRRC-b OQPSK (4)	7.78	1.00
GMSK BTb=0.5 (5)	6.82	0.04
GMSK BTb=0.25 (6)	7.20	0.41
FQPSK B (BTs=1) (7)	8.55	1.74
T-OQPSK (BTs=1) (8)	7.42 (8)	0.61
S-OQPSK (9)	(10)	
Table 3: Implementation Loss in Uncoded, Non-Linear Channel		

Notes

- (1) Unfiltered BPSK transmitter, SSPA, integrate and dump receiver
- (2) Butterworth 6-poles, BTs=1, receiver with integrate and dump filter, threshold detector
- (3) Square-Root Raised Cosine OQPSK, roll-off factor $\alpha=0.5$, SSPA, receiver with SRRC filter $\alpha=0.5$, threshold detector
- (4) Square-Root Raised Cosine OQPSK, roll-off factor $\alpha=0.5$, SSPA, receiver with integrate and dump filter, threshold detector
- (5) GMSK, BTb = 0.5, SSPA, receiver with filter impulse response $C_0(-t)$ ³ and a threshold detector.
- (6) GMSK, BTb = 0.25, SSPA, 'type 2' receiver [1]: filter with impulse response $C_0(-t)$ ², 3-tap FIR equalizer (Wiener filter), threshold detector
- (7) Patented. Parameters unknown
- (8) Assumes ideal carrier and symbol tracking
- (9) Shaped OQPSK [4]
- (10) Data not available at 10^{-3} . At 10^{-5} , simulations with an conventional OQPSK (integrate and dump) demodulator give performance similar to FQPSK-B* [4].
- (11) GMSK, BTb=0.25, SSPA, 'type 3' receiver [9]: two parallel filters with impulse responses $C_0(-t)$ ² and $C_1(-t)$ ² respectively, a sampler and a 4-state Viterbi detector. A simpler 'type 2' receiver as described in note (6) would lead to slightly higher losses (0.16 dB).

³ $C_0(-t)$ and $C_1(-t)$ are the two main pulses in the Laurent's decomposition of the GMSK signal

On the criterion of implementation losses, GMSK $BT_b=0.5$ is the best solution, particularly suitable for SS-DS, because of its quasi-null losses with regard to the ideal unfiltered BPSK. In uncoded channel, FQPSK* presents the poorest performances.

2.3.2 Occupied Bandwidth

The criterion used for the comparative analysis of occupied bandwidth is the -60 dB bandwidth at the output of the SSPA.

Table 4 presents for the modulations under study the two-sided -60 dB bandwidth in the reference non-linear channel as a function of the symbol rate.

Modulation	Two-sided -60 dB BW
BPSK (unfiltered)	635 Rs
Butt. OQPSK ($BT_s = 1$)	4.72 Rs
SRRC-OQPSK ($\alpha = 0.5$)	3.80 Rs
GMSK ($BT_b=0.5$)	3.02 Rs
GMSK ($BT_b=0.25$)	2.14 Rs
FQPSK-B	2.18 Rs
T-OQPSK	3.02 Rs
S-OQPSK	1.98 Rs
Table 4: -60 dB Occupied Bandwidth	

GMSK ($BT_b=0.25$) presents the best performances. FQPSK-B is slightly less compact in bandwidth because it is only of quasi-constant envelope. Butterworth filtered OQPSK and SRRC-OQPSK ($\alpha = 0.5$) are not of constant envelope; the non-linear channel produces spectral regrowth, cause of the bandwidth expansion.

A synthesis of implementation losses and bandwidth efficiency is presented on figures 3 (coded case) and 4 (uncoded case). On these two performance criteria, GMSK appears clearly as the best performing modulation scheme, with GMSK 0.5 offering the lowest absolute losses and GMSK 0.25 the loss-bandwidth compromise.

2.3.3 Interference Susceptibility

One of the main reasons for introducing bandwidth-efficient modulations being the heavy oversubscription of the 2 GHz band in particular, it is essential that the sensitivity of these modulations to interference is properly assessed.

Several studies were performed, under different conditions, in the frame of CCSDS. They all led to similar types of conclusions. This paper reports of some of the most significant results in [6] and [7].

Two categories of interference signals were considered in [6]:

- Narrow band: a pure carrier with center frequency f_c , $f_c + 1/2T$ or $f_c + 1/4T$
- Wide band: a signal of the same format as the useful signal and center frequency f_c , $f_c + 1/2T$ or $f_c + 1/4T$

For each of the considered modulation schemes and interferers, in a non-linear channel (SSPA), the value of the signal to interferer ratio

$$\eta = \text{useful signal power} / \text{interferer power}$$

that causes a degradation of 1 dB with respect to ideal BPSK at a bit error rate of 10^{-3} was determined. Figure 5 presents the value of η for which a degradation of 1 dB is observed for BPSK, Butterworth-OQPSK, SRRC-a OQPSK and GMSK ($BT_b=0.5$). These results correspond to worst case phase and timing and may not be representative of the reality (the interferer in practice is not synchronised with the usefull signal). SRRC-b OQPSK is not shown because losses with regard to BPSK are already 1 dB without interferer (table 3). GMSK ($BT_b=0.25$) is not reported here but other simulations showed rather similar behaviour of both GMSK.

GMSK 0.5 and FQPSK-B are compared [7] in Figure 6. Simulations conditions are non-linear channel, BER = 10^{-3} , narrow band interferer (pure carrier) with frequency offset ranging from 0.7 Rb down to 0.1 Rb. Curves show Eb/No degradation versus frequency offset for $\eta = 12$ dB and $\eta = 9$ dB. It can be seen that FQPSK is more sensitive than GMSK to inband interferers but the degradation decays more rapidly with FQPSK when the offset increases.

2.3.4 Compatibility with existing Ground Networks - Implementation Complexity & Cost

Implementation complexity and cost should be looked at for both ground and onboard hardware.

- On Ground

Indeed, the CCSDS member agencies are conscious on the one hand that bandwidth-efficient modulations need to be implemented now systematically on every new mission featuring a high rate telemetry but on the other hand they realise that the full upgrade of all ground networks will not be achievable before long. Hence it was found necessary to make sure that the solution(s) adopted will allow for a 'soft' transition. The key issue is that currently most ground networks are equipped with conventional demodulators matched to unfiltered BPSK/(O)QPSK types of modulations for high rate applications. To account for this reality, CCSDS undertook to evaluate the mismatch losses to be expected when demodulating the selected modulation(s) with conventional demodulators. Furthermore, it was felt that CCSDS member agencies would not reach a consensus for a single modulation type and mismatch losses between selected modulation schemes were also to be looked at.

The figures shown in table 5 are the results of simulations confirmed by hardware tests [5]. They present the Eb/No value required to achieve a BER of 10^{-3} in the uncoded non-linear channel. Given that demodulators implementations are not unique and that the ideal matched receiver would have led in some cases to too high complexity, one should not take these figures as absolute but as indications or orders of magnitude. One may be for instance surprised that the GMSK demodulator is better at demodulating FQPSK-B* than the FQPSK* demodulator itself. The main conclusion to draw from results of table 5 [5] is that conventional OQPSK demodulators can support GMSK, FQPSK-B* and Butterworth filtered OQPSK with mismatch losses in the range of 0.5 to 1.5 dB. Cross-support between these modulations can also be insured with losses of similar order of magnitude.

RECEIVE	TRANSMIT		
	GMSK	FQPSK-B	Butt. OQPSK
GMSK	7.1	7.8	7.1
FQPSK-B	7.5	8.2	7.5
Filtered OQPSK	7.5	8.6	7.3
OQPSK	8.0	9.2	7.4

Table 5: Demodulation cross-support losses

- On Board

No agency has plans in the short term for use of the 37-38 GHz band as no mission has been initiated yet with very high telemetry rates. In the 2 and 8 GHz bands, limitations are of the order of 10 Mb/s. No doubt that such rates with filtered OQPSK can be achieved with digital modulator implementations with the current available technology. A study performed by industry demonstrated that current hi-rel digital technology can support GMSK up to rates of 20 Mb/s. FQPSK* characteristics are only known to NASA. Modulators up to 300 Mb/s have been tested, but with analog implementation and not for space applications yet. T-OQPSK and S-OQPSK are only known theoretically and no report is available to date on hardware implementation and testing.

2.4 Status

The objective of CCSDS is to develop standards which permit interoperability between agencies. For a number of reasons, consensus could not be found within CCSDS Subpanel 1E on one single modulation for each of the two categories of applications considered, namely space science near-Earth (SS-NE) and space science deep space (SS-DS). The subpanel 1E reached a compromise whereby it is left up to each member agency to choose among the selected schemes. The subpanel has verified that Interoperability is guaranteed between these various modulations under the condition of a slight link degradation.

The subpanel 1E has issued in October 2000 'red' recommendations for agency review. The review will be completed by end April 2001 and recommendations are expected to be finally approved at the May 2001 session of CCSDS.

The subpanel 1E has recommended:

SS-NE case

FQPSK-B

GMSK $BT_b = 0.25$

Filtered OQPSK, including SRRC-a OQPSK, $\alpha=0.5$; Butterworth 6 poles, $BT_B = 0.5$;
Shaped Offset QPSK.

SS-DS case

GMSK $BT_b = 0.5$

T-OQPSK [8]

The European agencies members of CCSDS, in cooperation with European space industries, have recorded a common position which is reflected in the draft ECSS (European Cooperation for Space Standards) standard E50-05 (RF & Modulation Standard) under preparation. The agreed position is:

SS-NE: GMSK $BT_b=0.25$

SS-DS: GMSK $BT_b=0.5$

Provision is also made for SRRC OQPSK $\alpha=0.5$ (tbc) to account for existing infrastructure.

3. ECSS STANDARDISATION: A REALISTIC CHOICE BASED ON PERFORMANCES, FEASIBILITY AND COST

3.1 ECSS Work

While contributing to the work performed in the CCSDS Subpanel 1E on bandwidth-efficient modulations, European agencies have been preparing, in the frame of the ECSS E50-05 Panel, the European standard for medium to high rate space science telemetry. The synergy between these two committees ensures the compatibility of the European infrastructures with those of the other agencies in the World. Specific work was performed with the European industry to ensure the feasibility and acceptable complexity of hardware implementation of spaceborne GMSK transmitters. Industry looked into aspects like technology to be used in association with required data rates, possibility of integration into an ASIC of the modulator functions, radiation hardness, power consumption, ... All these questions having received favourable answers, the GMSK was adopted on the following criteria:

- **GMSK offers the best bit error rate (BER) performances**
GMSK $BT_b=0.5$ presents the lowest losses as can be seen from figures 3 and 4 and was selected for deep space application
GMSK $BT_b=0.25$ presents the second best BER performances (figures 3 and 4) and was selected for near-Earth applications for which bandwidth compactness is critical
- **GMSK $BT_b=0.25$ presents the narrowest –60dB bandwidth with S-OQPSK**
- **GMSK presents the second lowest demodulation cross-support losses after Butt. OQPSK**
Butt. OQPSK on the other end is rather poor in bandwidth compactness
- **GMSK susceptibility to interferers is comparable with other modulations**
- **GMSK is already a standard of industry.**
GMSK is the modulation used in the GSM standard for mobiles, adopted in all Europe and in many other countries on other continents, with the exception of the US. Nowadays hundreds of

millions of mobiles around the World are operating with GMSK and all European industries developing mobile phones have developed a strong competence on GMSK.

- **GMSK is not patented.**

Out of the different modulations studied by CCSDS, only FQPSK(*) is patented and developers and operators would have to pay license fees for its use.

As an alternative solution, SRRC OQPSK was also retained for backward compatibility with existing infrastructure.

3.2 Status

The ECSS E50-05 is now close to finalisation by the Panel and is expected to be submitted for public review and final approval within a few months.

4. CONCLUSION

The CCSDS member agencies have performed a huge effort in comparative analyses of candidate modulations for space science medium to high rate telemetry transmissions. Due to various constraints, more than one modulation was earmarked for recommendation out of which GMSK, the only one retained for both near Earth and deep space applications. The ECSS Panel in charge of developing the European standard has selected the most promising modulation, namely GMSK, thus ensuring optimal performances of future European space telemetry systems but also cross-support capability with other World-wide space agencies.

GMSK is a universal modulation scheme with high performances in a wide range of applications: already known for its qualities for mobile telephony (short range, fading channels), the CCSDS studies have demonstrated its suitability for space telemetry applications where reliable links are a must together with high link performances (low BER) in a highly dynamic environment and a wide range of distances. No doubt that GMSK could also well serve other applications such as missile or aircraft telemetry transmissions.

The CCSDS recommendations are currently under agency review and should be raised to blue level (final approval) before the end of 2001. The ECSS E50-05 standard is currently in the process of completion and should be soon submitted for public review.

ACKNOWLEDGEMENTS

The author thanks all the authors of papers who contributed in the comparative analyses cited in this paper. Special thanks to NASA/JPL, NASA/GSFC, Politecnico Torino and ESA contributors.

REFERENCES

- [1] End-to-End Performances of Selected Modulation Schemes, Part II: Coded Channels
G. Povero (Polit. Torino), E. Vassallo (ESA), M. Visintin (Polit. Torino), CCSDS Doct 00/11
 - [2] Coded BER Performance of Selected Bandwidth Efficient Modulations
D. Lee, Tsun-Yee Yan, NASA/JPL, CCSDS Doct 00/06
 - [3] Performance of Selected Bandwidth Efficient Modulations
D. Lee, Tsun-Yee Yan, NASA/JPL, CCSDS Doct 99/34
 - [4] An Assessment of Shaped Offset QPSK for Use in NASA Space Network and Ground Network Systems, Badri Younes NASA/GSFC, James Brase, Chitra Patel, John Wesdock
ITT Industries
 - [5] BER Performance of GMSK, FQPSK-B, SRRC OQPSK and Butterworth OQPSK with Block V receiver, D.Lee, J.Weese, W.Martin, T.-Y.Yan Doct 00/29
 - [6] Interference Susceptibility of Selected Bandwidth-Efficient Modulation Schemes
G. Povero (Polit. Torino), E. Vassallo (ESA), M. Visintin (Polit. Torino) Doct 99/19
 - [7] Efficient Modulation Methods Study at NASA/JPL, Phase 4: Interference Susceptibility
W. L. Martin, T.-Y. Yan, A. Gray, D. K. Lee Doct 99/36
 - [8] “Trellis-Coded QPSK with Variable Overlapped Raised-Cosine Pulse Shaping”, M. Simon, P. Arabshahi, and M. Srinivasan, JPL TMO Progress Report 42-136, February 1999
 - [9] Improved GMSK (BTb-0.25) Demodulation Performance
E. Vassallo (ESA), M. Visintin (Polit. Torino) Doct 00/26
- (*) Feher-patented QPSK. K.Feher and S. Kato, U.S. Patent 4,567,602; K. Feher, U.S. Patent 5,491,457; K. Feher U.S. Patent: 5,784,402.

Fig.1 - SFCG Spectral Mask

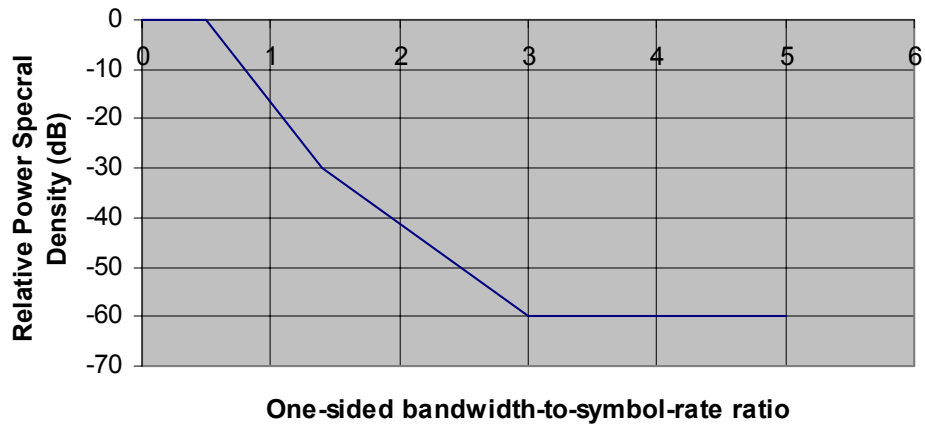
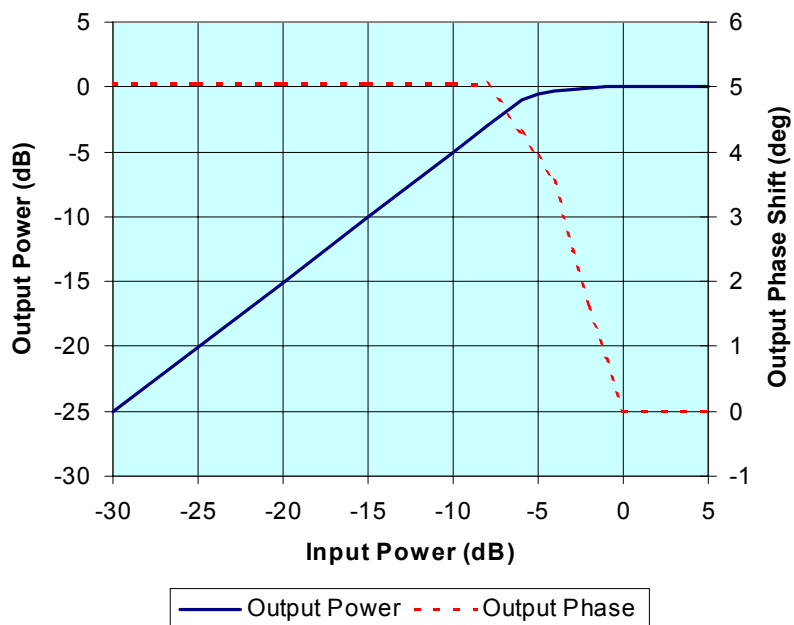


Fig.2 SSPA AM/AM, AM/PM



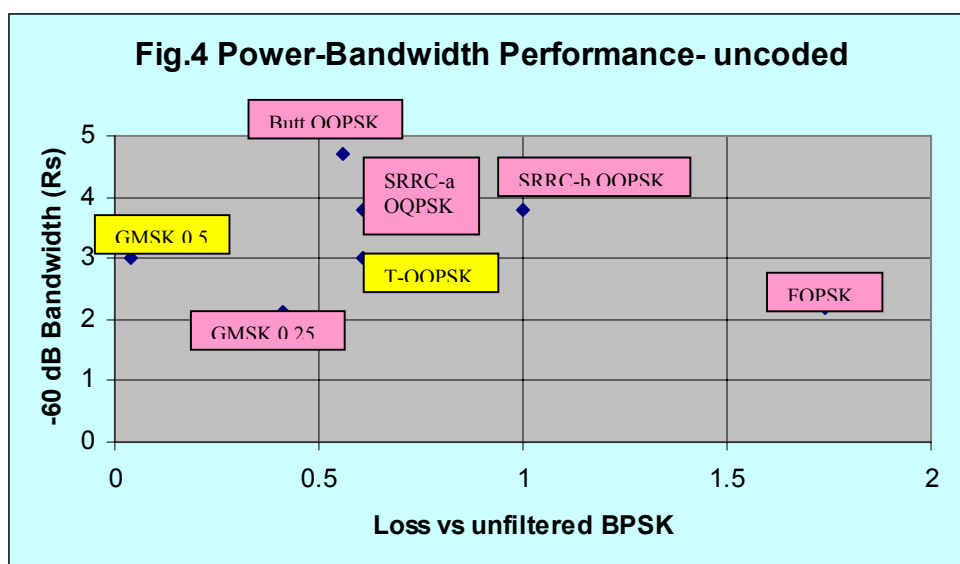
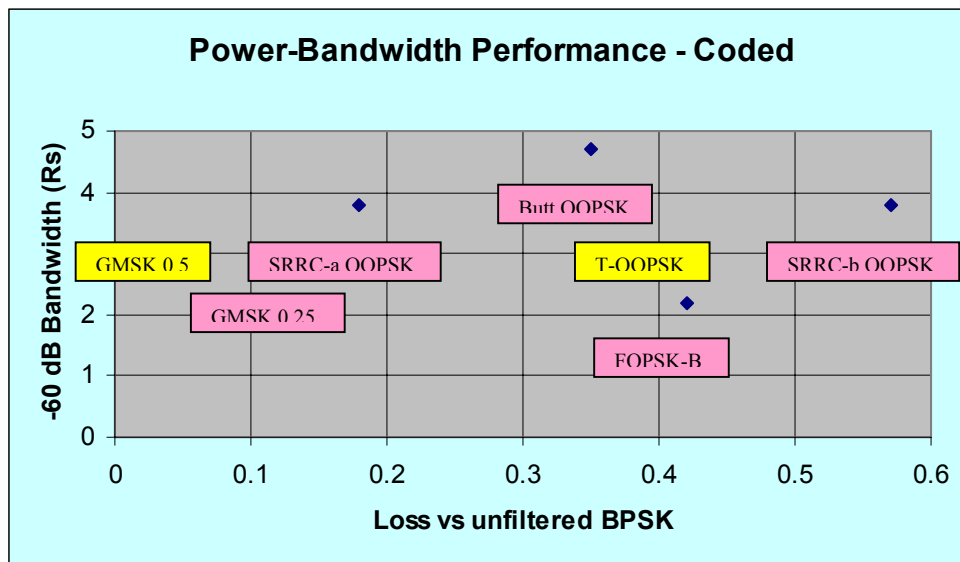


Fig.5 Interference Susceptibility

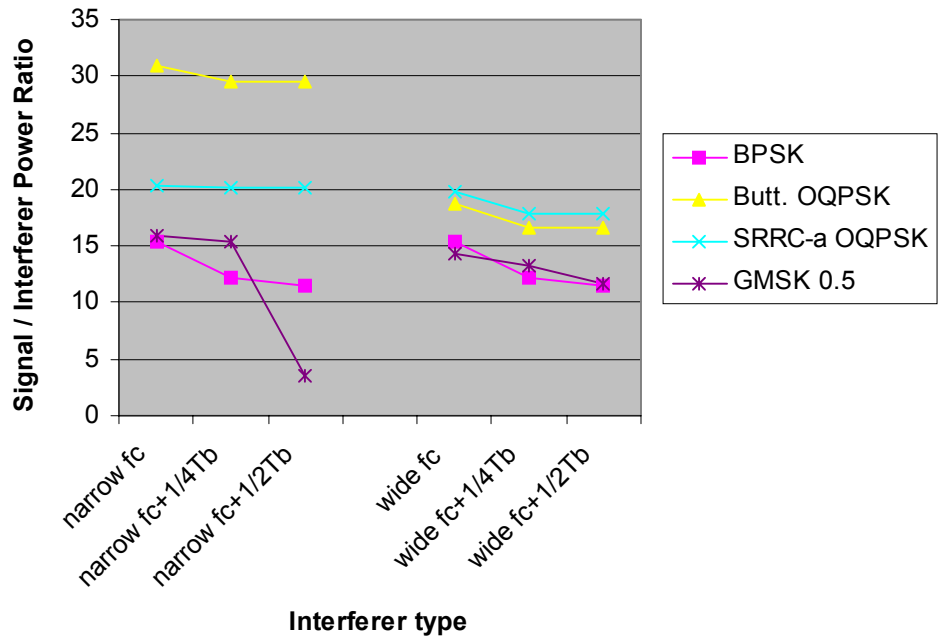
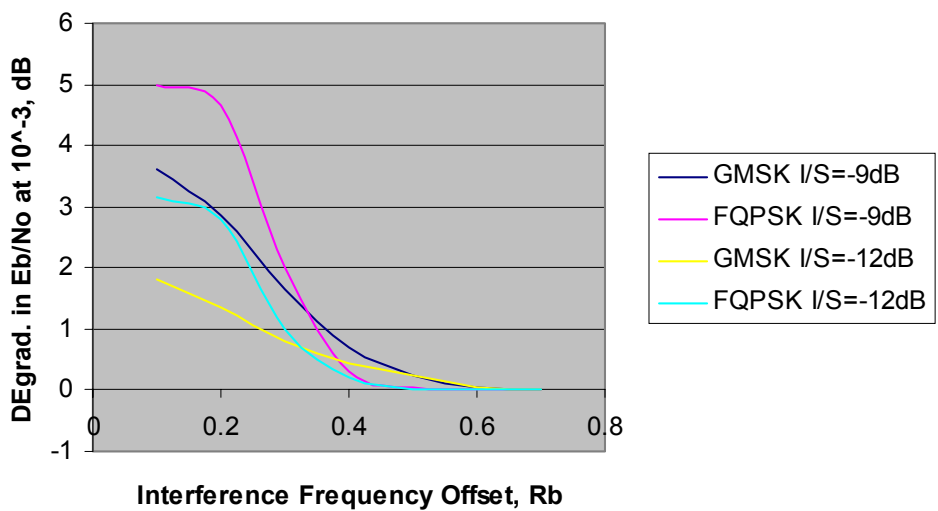


Fig.6 Susceptibility to Narrow Band Interferer



APPLICATION DE LA MODULATION COFDM A LA TELEMESURE DES ESSAIS EN VOL AIRBUS

Christian LOPEZ – Luc FALGA

RESUME

La particularité des liaisons télémessure appliquées aux essais en vol réside de plus en plus dans la nécessité de transmettre les données en augmentant simultanément débit, efficacité spectrale et qualité dans un canal radio affecté notamment par les multi-trajets.

Dans ce contexte, la modulation COFDM a été choisie par EADS AIRBUS-France pour le programme d'essai de l'A340-600.

Cette présentation décrit les caractéristiques et les bénéfices de la modulation, son intégration dans une chaîne de télémessure classique, les performances globales obtenues en conditions opérationnelles ainsi que les perspectives pour les prochains programmes.

1 - INTRODUCTION

Dans le cadre des essais en vol pour la certification des avions civils, les systèmes de télémessure sont systématiquement mis en œuvre.

Leur utilisation permet de réduire le cycle des essais tout en assurant une sécurité maximum.

Pour permettre une exploitation temps réel par les spécialistes en salle de réception, la qualité du signal doit être optimale, voire absolue pour certains types d'essais et l'objectif est une transmission sans erreur dans toutes les phases d'essais exploitées.

Les configurations de transmission sont très variables. Les distances peuvent s'échelonner du champ proche (essais "pilote automatique" ou "freinage") à plus de 300 Km en haute altitude (essais "Performance" ou "Qualité de vol").

Les infrastructures de réception, mises en place par EADS AIRBUS-France, consistent en six stations de réception réparties dans le sud et l'ouest de la France qui permettent de suivre l'avion du sud de l'Angleterre jusqu'à la frontière italienne.

Début 2001, suite au réaménagement du plan de fréquence national, un nouvel espace hertzien nous a été alloué dans la bande 2.7 GHz

MHz et qui est divisé en 3 canaux selon la figure 1 ci-dessous.

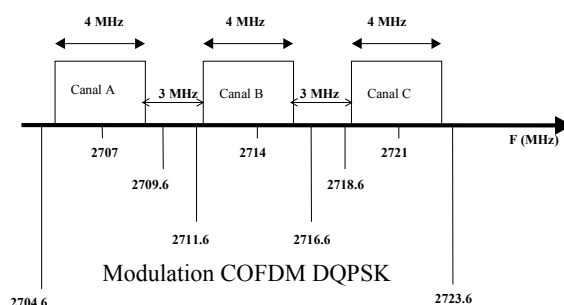


Figure 1

Ceci, permet de suivre en télémessure trois avions simultanément.

Ce glissement de la bande L à la bande S, nous a amené à faire évoluer les systèmes d'émission et de réception. Les infrastructures, les éléments lourds tels que les paraboles et les systèmes de pilotage n'ont pas été modifiés profondément.

Actuellement, le débit sur chacun de ces canaux est de 2.86 à 4.49 M bits/s, selon le code correcteur d'erreur utilisé.

Le système émetteur/récepteur est basé sur un principe de modulation COFDM fourni par SAGEM-SA et dérivé du modèle STERN, développé à l'origine pour de la transmission Digital Video Broadcast, pour laquelle le COFDM est standardisé en Europe.

Les amplificateurs de puissance ont été réalisés sur spécification par la société SMP.

2 - SPECIFICITES DE CE TYPE DE TELEMESURE

CHAMP LOINTAIN

Les systèmes de réception (parabole de 2m de diamètre) et la puissance émise par le porteur sont dimensionnés pour assurer dans toutes les configurations un bilan de liaison au moins supérieur à 20 dB. Ceci permet un rapport S/N garantissant à un taux d'erreur au sens statistique quasi non mesurable.

La portée maximale est en fait sensiblement équivalente à la portée optique.

CHAMP PROCHE

Les phases de transmission en champ proche concernent des essais réalisés :
soit dans la zone de la base de ISTRES
soit dans la zone aéroportuaire de TOULOUSE.

En ce qui concerne principalement ce dernier site, l'environnement industriel, composé de hangars équipés de bardages métalliques génère de nombreux multi-trajets.

Etant donné l'implantation des bâtiments dans la zone, les échos sont longs (supérieurs à quelques μ s) et pourraient provoquer des interférences inter-symbole dans le cas d'une modulation classique.

PORTEUR

La taille des avions en essais est en général assez importante :

- . 80m de longueur, pour l'A340/600
- . de l'ordre de 30 m de longueur, pour la gamme ATR.

La configuration des différentes surfaces est telle qu'il est impossible, avec une seule antenne, d'éviter totalement les problèmes de masquage.

Aussi, généralement, deux antennes sont installées : une en sommet de dérive et une seconde sous la pointe avant du fuselage.

EFFICACITE SPECTRALE :

La demande des exploitants du système de télémesure en terme de débit est sans cesse croissante (augmentation du nombre et de la cadence des paramètres, transmission d'images...). A allocation fixe d'une largeur de bande, l'efficacité spectrale est un critère important dans le choix du type de modulation.

REJECTION HORS BANDE

La puissance émise est importante et de plus, l'émetteur est mobile et se déplace sur un vaste territoire. Il est donc important que l'émission hors de la bande allouée ("shoulders") soit suffisamment faible pour éviter des problèmes de cohabitation avec nos voisins hertziens.

Une autre spécificité de notre système de télémesure est la possibilité de suivre trois avions de façon simultanée, chacun émettant sur une des trois bandes du spectre alloué (cf. figure 1). Chaque avion est alors suivi par une des trois antennes dont nous disposons sur la base de TOULOUSE.

Or, il est possible, par une conjonction géographique du positionnement des avions que le lobe d'une antenne pointée vers un avion évoluant à 300 Km sur un canal capte l'émission d'un second avion au parking à courte distance et émettant sur un canal différent. Comme le montre la figure 2, une forte réjection hors bande est alors nécessaire pour éviter un brouillage par une bande adjacente.

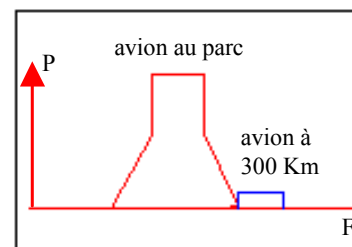


Figure 2

POURSUITE ANTENNE

Notre système de télémesure a un taux d'utilisation extrêmement important car les vols sont nombreux en phase de certification et fréquemment de longue durée (supérieure à 5h). Par exemple, le nombre d'heures de transmission télémesure en 1992 a été de 280 heures.

Le pointage est réalisé selon trois modes :

."manuel" .

."pointage automatique" sur un principe de source tournante "Targui" (matériel IN'SNEC).

."désignation d'objectif" à partir de la position DGPS de la cible. Ce dernier mode est rendu possible par le fait que la position avion est transmise dans le message de télémesure lui-même. Ce principe présente cependant l'inconvénient de rendre ce mode inopérant en cas de perte de la transmission.

En règle générale, le suivi des avions en champ lointain est réalisé en mode "pointage automatique" ou en mode "désignation d'objectif".

En effet, les évolutions, même rapides de l'avion, provoquent des vitesses angulaires faibles et la poursuite s'effectue dans de bonnes conditions.

En champ proche, compte tenu de l'environnement aéroportuaire, la présence d'échos peut avoir une influence importante sur la poursuite.

En mode "pilotage automatique", l'antenne peut se verrouiller sur un écho fort.

En mode "désignation d'objectif", les multi-trajets sont susceptibles d'influer sur la qualité de la transmission et peuvent provoquer la perte de données de position.

Dans ce cas, la poursuite n'est plus assurée.

Les deux cas de défaut de poursuite sont résolus en commutant le système en mode manuel.

La présence de ce type de défauts nécessite de la part des opérateurs qui assurent la poursuite, une attention soutenue et une réactivité importante.

D'autre part, compte tenu de la possibilité de recevoir les émissions de plusieurs avions suivis par des antennes différentes et de la nécessité de mise en route et de pointage d'antennes conservées en stand-by en cas de difficulté de suivi par l'antenne active, la charge de travail des opérateurs de suivi et de gestion des antennes représente un poste important du fonctionnement du centre. Pour alléger cette charge de travail, il est nécessaire de disposer d'un système de transmission peu sensible au dépointage d'antenne et résistant à l'effet des multi-trajets.

La modulation COFDM a été retenue en lieu et place d'une modulation PCM/FM classique avec diversité de fréquence, car elle présente notamment les avantages suivants :

- . modulation adaptée aux multitrajets longs
- . très bonne efficacité spectrale
- . caractéristiques du spectre hors bande avantageuses
- . technologie d'implantation permettant d'optimiser les paramètres de la modulation par rapport aux spécificités du canal hertzien.

3 - TECHNIQUE COFDM

L'architecture générale d'un système de transmission utilisant le CODM est la suivante :

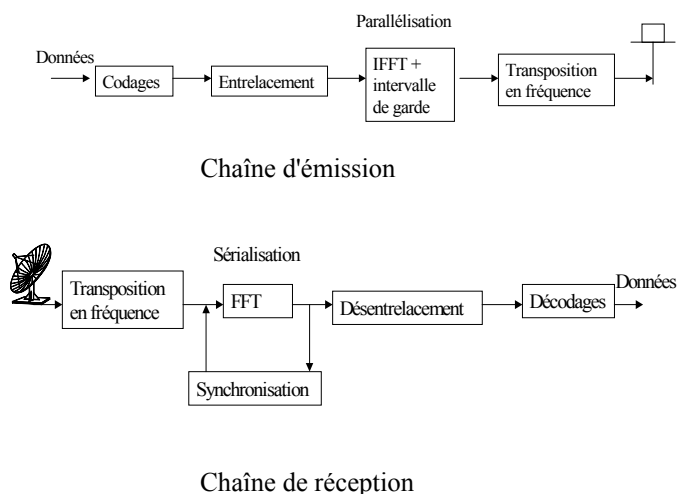


Figure 3

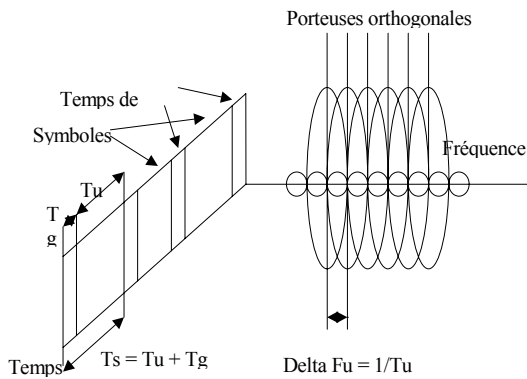
Comme son nom l'indique, le COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex) est un système de multiplexage fréquentiel où l'on utilise des porteuses dites orthogonales et où le codage prend une part essentielle.

UNE TRANSMISSION MULTI-PORTEUSES

Le multiplexage fréquentiel du COFDM consiste à répartir le débit D du flux d'informations à transmettre sur un grand nombre N_u de porteuses émises en parallèle et modulées à bas débit : D/N_u . Il s'agit donc simplement d'une transmission multi-porteuses. Les porteuses occupent toutes une faible bande passante et individuellement, leur spectre ne subit que peu de distorsion sous l'effet des échos du canal. La distorsion des porteuses est même réduite à zéro par l'insertion d'un intervalle de garde, qui, lorsqu'il est correctement dimensionné, absorbe complètement les échos de transmission entre chaque symbole émis.

Si la bande passante utilisée par chaque porteuse doit être aussi limitée que possible pour contrer les échos de propagation, elle doit cependant être suffisante pour résister à l'étalement Doppler.

Figure 4



A débit utile D constant, cela signifie qu'il faut s'adapter au type de canal rencontré : le nombre de porteuses modulées doit être important en présence d'échos longs mais faible si le canal varie rapidement. Si ces deux fonctions sont réunies simultanément, un compromis doit être trouvé.

INTERVALLE DE GARDE

Le principe de l'insertion de l'intervalle de garde est simple : en émission, pour chaque porteuse, on "rallonge" d'un temps de garde Tg le symbole réellement utile de durée Tu.

Ce temps est dimensionné pour être supérieur à l'étalement des échos du canal de transmission. En réception, on ne tient compte que de la partie utile Tu, du symbole pour démoduler le symbole reçu, sachant que la partie Tg est en partie corrompue par de l'interférence inter-symbole (ISI) due aux multi-trajets.

Le signal exploité en démodulation ne souffre alors d'aucune interférence inter-symbole, mais uniquement d'interférence intra-symbole qui, en moyenne, est plus constructive que destructive.

CONDITION D'ORTHOGONALITE

L'aspect d'orthogonalité du COFDM permet de conserver une bonne efficacité spectrale en autorisant le recouvrement des spectres de chaque porteuse tout en garantissant une séparation totale des symboles qu'elles portent à l'aide de techniques de démodulation par FFT. La condition d'orthogonalité s'exprime simplement par le fait que l'écart fréquentiel F_u entre chaque porteuse modulée doit être égal à l'inverse du temps symbole utile :

$$T_u : F_u = 1/T_u.$$

NECESSITE DU CODAGE

Le dernier aspect du COFDM essentiel est le codage associé à l'entrelacement des symboles émis. Si la modulation à bas débit de nombreuses porteuses et l'insertion d'un intervalle de garde suppriment les effets d'interférence inter-symbole, ils n'empêchent pas les atténuations de certaines porteuses, qui correspondent à de l'interférence intra-symbole.

L'utilisation d'un code correcteur d'erreur approprié associé à un entrelacement fréquentiel et temporel permet alors d'éliminer l'effet de l'atténuation de certaines porteuses.

A noter que pour notre application ou l'aspect temps réel des prises de décision et de dialogue sol/bord est primordial, l'entrelacement temporel est limité à 300 ms.

Le système peut être programmé selon les combinaisons décrites sur le tableau 1.

MODE	NOM	Débit max H&D (Mbits/s)	Débit ASI max (Mbits/s)	Echo max toléré (km)	Nombre de porteuses	Intervalle de garde	Echo max toléré (µs)	Taux de codage	Entrelacement temporel
1	512G4C14	2.86	3.12	8.4	448	1/4	28	1/2	4 trames
2	512G4C24	3.82	4.16	8.4	448	1/4	28	2/3	4 trames
3	512G8C14	3.18	3.46	4.2	448	1/8	14	1/2	4 trames
4	512G8C24	4.24	4.62	4.2	448	1/8	14	2/3	4 trames
5	512G6C14	3.37	3.67	2.1	448	1/16	7	1/2	4 trames
6	512G6C24	4.49	4.89	2.1	448	1/16	7	2/3	4 trames
7	512G4C14	2.87	3.13	4.2	448	1/4	14	1/2	4 trames
8	256G4C24	3.83	4.17	4.2	224	1/4	14	2/3	4 trames
9	256G8C14	3.19	3.48	2.1	224	1/8	7	1/2	4 trames

Tableau 1

4 - ASPECTS OPERATIONNELS

Le synoptique figure 5 décrit l'installation bord. L'installation se compose d'un émetteur et de deux amplificateurs, chacun relié à une antenne d'émission.

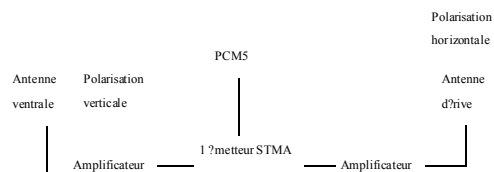


figure 5

- l'antenne située en haut de la dérive est à polarisation horizontale.

- l'antenne située à l'avant sous le fuselage est à polarisation verticale.

Cette combinaison de polarisation a été mise en place pour éviter des interférences dans l'espace.

Une des contraintes du COFDM réside dans la nécessité de conserver une grande linéarité dans

toute la chaîne amplificatrice et un recul par rapport au point de compression important dû à la très large répartition en amplitude du signal.

Dans la plupart des applications, les amplificateurs mettent en œuvre une technologie de classe A. Ceci a pour conséquence, un rendement faible qui entraîne une consommation importante et par voie de conséquence, un volume et une masse de l'amplificateur plusieurs fois supérieurs aux amplificateurs de classe C utilisés pour les modulations classiques.

L'amplificateur que nous avons fait développer sur nos spécifications est de classe A/B, ce qui permet de concilier linéarité et rendement. Le point de recul a été optimisé pour réduire l'amplitude des "shoulders".

Pour ce faire, nous avons fait réaliser une simulation permettant de générer l'allure du spectre fourni par un amplificateur de fonction entrée/sortie donnée et ceci pour différents points de recul.

Quelques exemples de résultats de ce logiciel sont donnés figure 7.

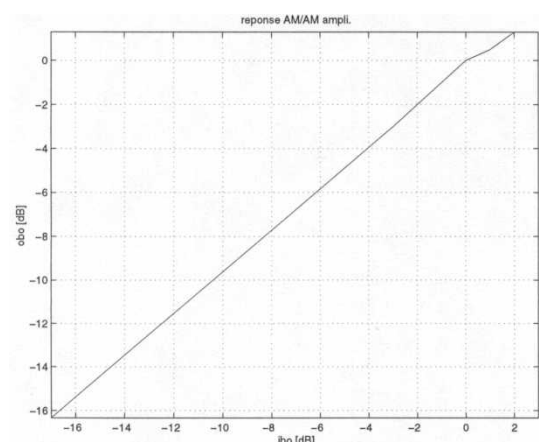


figure 6 : fonction entrée sortie de l'amplificateur

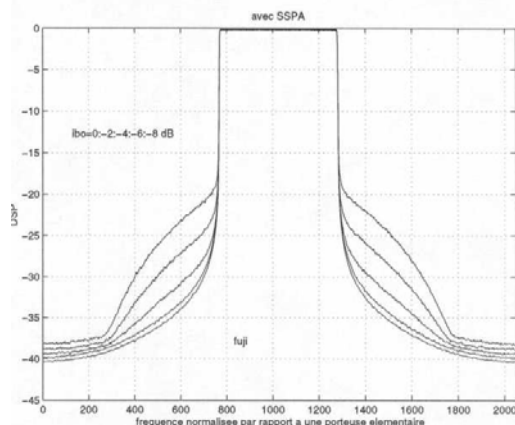
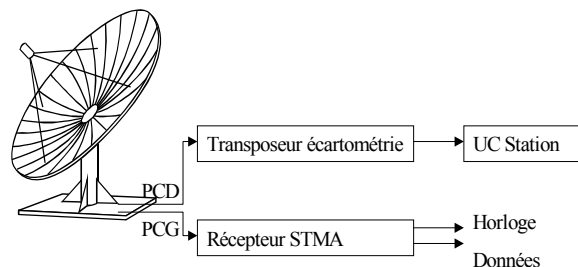


figure 7 : allure du spectre simulé pour différents points de recul

Le synoptique figure 8 décrit l'installation de réception. Les deux polarisations verticales et horizontales sont combinées en circulaires droite et gauche et reliées au récepteur.

figure 8



Cette combinaison provoque un fading fréquentiel avec des zones d'atténuation d'autant plus éloignées que la différence de marche d'une antenne à l'autre est faible.

L'entrelacement fréquentiel et temporel associé au code correcteur d'erreur permet alors de lutter contre l'évanouissement des sous-porteuses dû à ce phénomène.

5 - RESULTATS

Le système est totalement opérationnel depuis début avril 2001 et nous sommes (à la date de rédaction) dans une phase d'acquisition d'expérience sur le fonctionnement dans sa globalité. Les résultats suivants sont donc indicatifs et doivent être confortés par une phase d'utilisation opérationnelle de plus longue durée.

- **Qualité de la transmission**

La portée théorique de 300 km à 30000 ft a été atteinte avec systématiquement une excellente qualité de transmission.

En champ proche, en présence de multi-trajets, l'amélioration par rapport à la modulation FM que nous utilisions auparavant est très nette : pratiquement aucune perte de message n'est à déplorer pendant les phases d'approche, d'atterrissage et de taxiing.

- **Qualité du spectre émis**

Les figures 10 et 11 donnent le spectre en sortie de l'émetteur et en sortie de l'amplificateur.

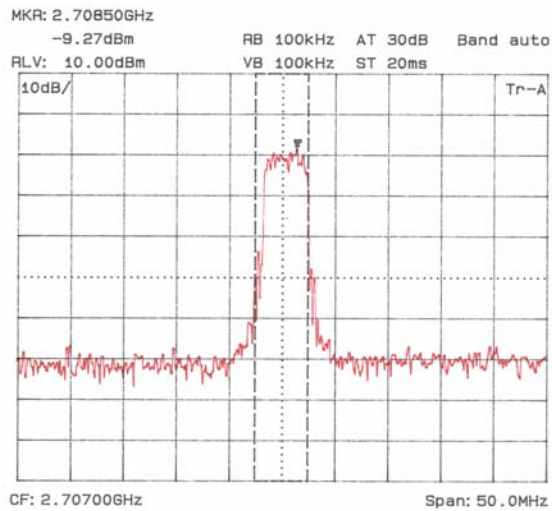


figure 10

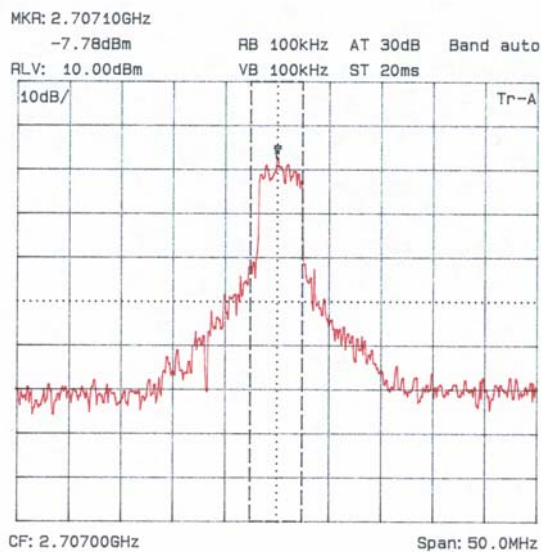


figure 11

Cette planche montre que l'amplitude des shoulds est de moins de -25 dB par rapport à la puissance utile et de moins de -35 dB à 2 MHz.

- *Effet sur la poursuite*

L'effet est particulièrement important en champ proche. Dans le principe de la modulation COFDM, les échos sont constructifs. Ainsi, un dépointage de l'antenne n'entraîne généralement pas de perte de signal.

La robustesse du mode de poursuite par désignation d'objectifs est augmentée et permet de diminuer fortement la charge de travail du suivi en champ proche.

6 - CONCLUSION

Les résultats cités ci-dessus démontrent les avantages de la modulation COFDM pour des liaisons télémétre notamment en présence de multi-trajet.

A moyen terme, pour le programme A 380, une augmentation de débit va être effectuée. Cette modulation semble être la solution pour parvenir à cette augmentation de débit, tout en maintenant une qualité de liaison supérieure à celle des modulations classiques.

A FLEXIBLE MULTIFUNCTION TELEMETRY INPUT/OUTPUT MODULE

Richard Woicik
L-3 Communications Telemetry & Instrumentation
15378 Avenue of Science
San Diego, CA 92128

ABSTRACT

Many high-performance, reconfigurable data functions can now be integrated into a single PCI circuit board, making possible low-cost and complex systems using PCs or UNIX workstations. FPGA and PCI technologies are an excellent match to telemetry applications where commercial off-the-shelf solutions are desired, but customization is common and performance critical. A Multifunction Telemetry I/O (MFT) module was designed to exploit these technologies for both flight test and space telemetry ground systems. The reconfigurability of the module has facilitated evolutionary hardware enhancements as well as custom applications. These enhancements have been used both as building blocks for system integrators and for commercial-off-the-shelf (COTS) graphic setup, processing, archiving, and display software. The MFT module includes a standard set of telemetry functions: up to two bit synchronizers, an IRIG time decoder, and two independent telemetry serial input and output channels. The MFT module is also available on a 6U VME board. This paper describes some of the proven capabilities and applications of this module.

KEY WORDS

PCI Multifunction Telemetry Input Output,
Reconfigurable FPGA, Personal Computer

INTRODUCTION

The demand within the telemetry industry for COTS solutions, particularly those using PC technologies, evolved during the mid-1990s and directly led to the development of the PCI MFT, which was first shipped in 1998. Today, the telemetry community is increasingly accepting PCs as core components in ground systems because of the recent advances in performance and reliability and because of widely adopted commercial standards. In many cases, PCs are usurping more expensive embedded systems as well as workstations. For a long time, both PC hardware and software were seen as poor and

unreliable performers and were avoided in any system with the least hint of mission criticality. This started to change in the mid-1990s with a convergence of technological innovations led by Intel and Microsoft. The most significant of these were the Pentium series of multi-processors, the Peripheral Interconnect Bus (PCI bus), and the Windows NT operating system.

For telemetry systems using the PCI bus, the major challenge is the limitation in card slots. Adopting technologies designed to save board "real estate," including field programmable processors (FPGAs) and packaging technologies such as surface mount, solved this problem. The result was a board that integrated most of the functions of up to six boards into one. The basic standard telemetry functions of the MFT are bit synchronization, decommutation, simulation, time decoding, tagging and generation, and commanding.

The FPGAs were chosen to be downloadable from disk files. This allows a great deal of flexibility for reuse of resources on the board by changing internal logic and interconnections in a manner similar to software (i.e., the board loads from a file and then executes). This method allows improved customer service because revisions, new standard features, and customizations can be delivered without returning modules back to the factory for physical rework. It also allows the deployment of multiple hardware configuration files that uniquely allocate limited physical resources for different applications.

At transfer rates of up to 132 Mbytes per second, the PCI bus far out-performs its predecessor, the ISA bus, which tops out at about 8 Mbytes per second, and can be faster than many implementations of the VMEbus. The PCI bus also implements a rational plug-and-play installation and an arbitrated bus mastering system that limits the effect of bandwidth-hogging by slow circuit boards. Finally, the PCI bus removes legacy interrupt and memory mapping limitations.

Today it is widely believed that new top-end x86 processors are never far behind in performance of processors in more expensive computers (usually UNIX) and embedded systems. Dual Pentium systems are widely used now and quad systems are also available. Multi-processor PCs give the telemetry user confidence that other processes won't crowd well-implemented real-time threads.

In addition to hardware improvements, common operating systems have also contributed to the acceptance of PCs. The Windows NT operating system cut loose of old DOS legacy support while maintaining most Windows 9x support. This allowed Microsoft to add important features such as support for multi-processor systems, multiple users, and protection of the system from application mode program crashes. Subsequent versions of NT have shown increased stability. The open systems UNIX-derived Linux is also widely accepted as a stable, multi-processing operating system.

Physical Resources

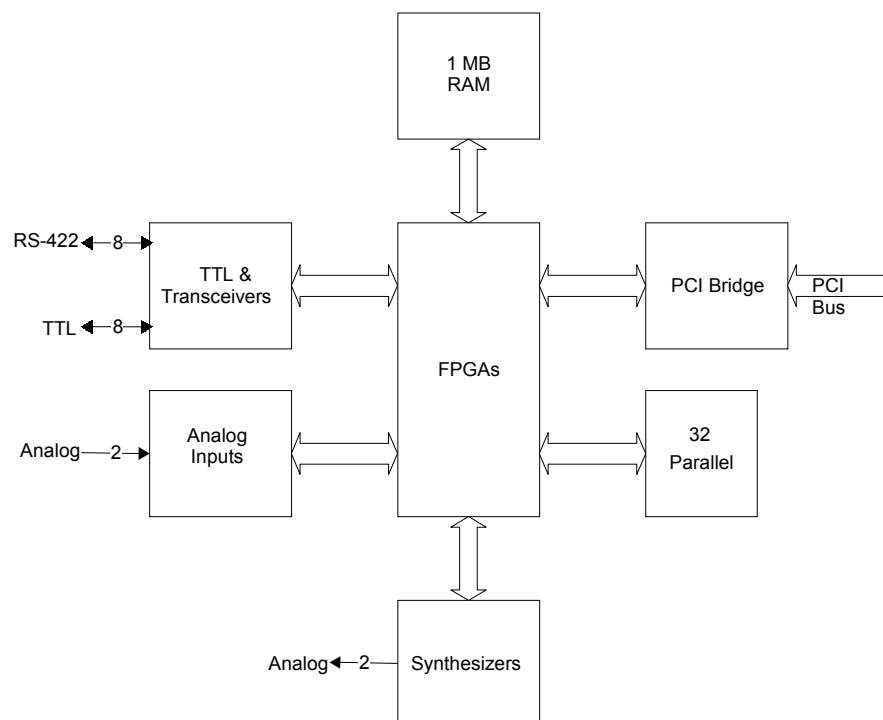
The MFT's simple generic physical architecture can be seen in Figure 1. Most processing

functions are performed by the FPGAs. Connectors, digital transceivers, analog inputs, synthesizers, memory, and a PCI interface augment the FPGAs. Daughter (mezzanine) cards were avoided to reduce the costs of extra board design and interconnect components.

The primary I/O, digital transceivers, and analog inputs are available to the user on the external panel on a DB50 connector. The parallel port is available on an internal header connector, where connection to a digital-to-analog converter (DAC) board is facilitated. Another header connector is also available for other auxiliary signaling.

The digital transceivers are primarily intended to support differential and single-ended serial applications. For telemetry, this normally means isochronous clock and data signals. The quantity of digital signals was selected to support two independent input and output channels. However, in some applications, these signals are reallocated to alternative uses. Eight TTL and eight pairs of differential signals are scaled for two pairs of clock and data out and two pairs of clock and data in.

Figure 1. MFT Physical Resources



Two analog inputs were implemented to support PCM and IRIG time code demodulation. Each channel can accept a 40 dB signal range and programmable 75-ohm termination. Different FPGA configurations allow the two channels to be allocated between PCM and time or between two PCM inputs.

Signals up to 30 MHz can be generated by four frequency synthesizers. They are programmable to better than 1 Hz resolution and accurate to 4.6 PPM. These are used in various applications, including output clock generation, demodulation, and IRIG time signal generation.

One Mbyte of RAM is normally used for data buffering and sequencing. Access is arbitrated between the different functions depending on the configuration and user setup.

A proven COTS chip was selected for the PCI interface. The programmable chip implements all PCI signaling for both bus slave and mastering transactions. It implements PCI plug-and-play and includes two bus-mastering DMA engines.

Standard Telemetry Configurations

Four standard MFT configurations were designed for telemetry applications. They were designed

by selecting commonly used sets of functions. (Each function usually includes an FPGA core plus some external non-FPGA physical resources.) To ensure deterministic behavior in real time, these functions all operate without host intervention, excepting the transfer of real-time data to and from the host.

Table 1 shows which FPGA function cores are present in each configuration. The configurations are contained in binary files identified by name (TIO74x.BFC). The Binary FPGA Configuration (BFC) file format concatenates all FPGA data together and adds an ASCII header. Concatenation was preferable to individual FPGA files because host application software would otherwise be required to unnecessarily sort out compatibility between various combinations.

Integration of standard telemetry functions can be seen in the generalized logical data flow diagram in Figure 2. Advantage is taken of the powerful signal routing capabilities of the board, unlimited by cables and proprietary buses. For example, precision time tagging can be performed by the time function through direct access to the input buffers and in response to asynchronous triggers from the two input channels. This capability is difficult when the functions reside on different boards.

Table 1. Multifunction Board Configurations

<i>Function</i>	<i>TIO745</i>	<i>TIO746</i>	<i>TIO747</i>	<i>TIO748</i>
Bit Sync 1		X	X	
Bit Sync 2			X	
Telemetry I/O 1	X	X	X	
Telemetry I/O 2	X	X	X	
Internal Time Clock	X	X	X	X
IRIG Time Input	X	X		X
IRIG Time Output	X			X
Ternary I/O 1				X
Ternary I/O 2				X
Parallel Output	X	X	X	
PCI Interface	X	X	X	X

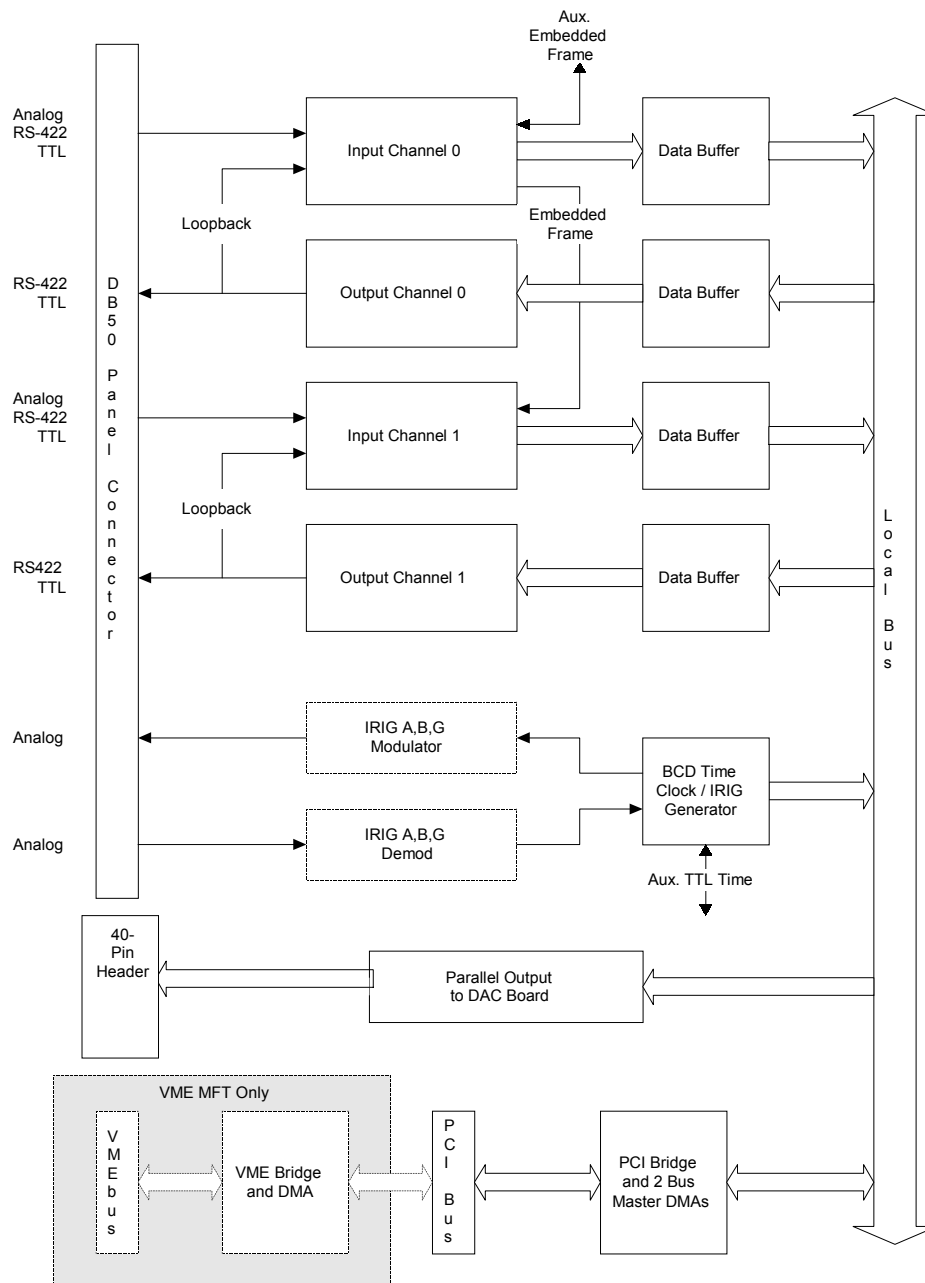


Figure 2. MFT Standard Configuration Data Flow

Standard Telemetry Functions

Outstanding performance characteristics were obtained from the MFT's telemetry functions.

Digital PCM bit sync functions operate from 100 bps to 10 Mbps with characteristics that exceed most other board products. Acquisition and tracking of PCM signals is based on a proprietary 2nd-order phase lock loop. Bit error rate (BER) test results are shown in Figure 3. BER performance is mostly below 1.5 dB of theoretical at 10 Mbps per second and improves to a fraction of a dB at lower bit rates. NRZ bit acquisition was verified averaging within 10-bit periods at 10 Mbps per second and improving to within 1-bit period at lower rates, with or without 12 dB of noise. Programmable loop bandwidth, auto-offset, and auto-gain supporting a 40 dB signal

range is included. The same bit sync core has been successfully ported to a remotely piloted vehicle for receiving commands from the ground.

Telemetry input and output functions support IRIG-106 Class I and common Class II decommutation and simulation. Burst and pass-all modes are also supported. The inputs accept isochronous data and clock signals from the bit sync function, from external TTL or differential signals, from the adjacent output channel, or from an embedded stream extracted by the other input channel. The outputs generate TTL and differential clock and data signals that are optionally PCM encoded or randomized. The I/O channels support interrupt service routines, polling, and slave and DMA data transfer methods using double buffers synchronized to data frames or built-in timers. The function cores originated

in an ISA board first shipped in 1994. Since then, the functions have been improved and repeatedly demonstrated to transport data without loss or corruption.

Time functions support IRIG-200, -A, -B, and -G AM modulated time code standards. A 2nd-order phase lock loop in the digital demodulator locks onto the AM carrier and generates a 1 MHz signal used to drive the time clock. The digital implementation rejects the noise and distortion commonly found on instrumentation tapes. A narrow/wide loop bandwidth setting is included, which optimizes the system for particular circumstances. The narrow setting being best for real-time conditions and the wide being better for some instrumentation tapes. The AGC loop allows amplitudes from 0.2V to 10V peak to peak to be accepted. The AM modulator outputs IRIG-A, -B or -G synchronously to the time clock for time generation and translation applications.

The internal time-of-year clock either runs synchronously to the 1 MHz signal from the AM demodulator (decode/generate) or synchronously to a 1 MHz independently generated signal with a stratum 3 accuracy (4.6 PPM) (generate only). Time of year is kept in a binary-coded decimal (BCD) format. The BCD time clock is the time-tag source for the telemetry input channels, the AM modulator, and a register that can be read asynchronously by the host. The time clock performs pulse width modulated (PWM) symbol decoding from the AM demodulator or from an auxiliary TTL PWM source. It also performs error rejection and PWM symbol encoding, which can be output to the AM modulator and the auxiliary connector. The auxiliary feature is used in systems requiring more than one MFT board so that only one time demodulator needs to be instantiated and to ensure exact synchronization of their otherwise independent clocks.

In a recent space program, the time function design was carefully calibrated to be consistently within ± 1 microsecond of the IRIG-B signal generated by a Datum CesiumPlus GPS time decoder/generator. Comparing the one pulse per second signals coming from the Datum decoder/generator and that coming from the MFT's time clock function with a counter timer validates this.

The parallel output port is used to send decommutated words to a digital-to-analog (DAC) card. Raw data from the telemetry input functions is sent out the port when it is written into the data buffer.

Playback of archived data to DACs while preserving the original timing is difficult in some systems. This is not a problem for the MFT, where all data can be recorded in real time using pass-all mode to a file. Data can be played back through an MFT output channel in continuous streaming mode and the output can be looped back to an input channel configured for decommutation and output to the DACs. In applications requiring real-time decommutation and display, one channel can be set up in pass-all mode for archiving and the other can be set up in sorted or tag-data mode. The input signal can then be daisy chained to both channels (see Figure 3).

Another problem for some systems is DAC output of real-time processed data due to variable latency in processing. This is particularly problematic with non-embedded systems like PCs. A unique capability of the MFT is support for time-coherent output of host-processed data to the DACs. When this feature is enabled, part of the telemetry input buffer is configured to output extra data to the parallel port. A processed data word is sent to the parallel port when the same words from a later frame are written. A constant latency can be maintained for processed DAC output because the input channel demands it. The user must set a fixed delay in buffer times for the channel between the raw input and processed DAC output to ensure that the worst-case processing time cannot exceed it.

Ternary functions support SGLS standard format (1, 0, S) for commanding applications. Command packets are sent in a burst mode. The timing implicit in the packet is maintained at the output. Between packets, the board automatically transmits NULLs. An integral feature is dibit to ternary and ternary to dibit conversion.

Example of an MFT Satellite Application

A ground system was constructed using PCs and MFTs for a commercial satellite venture. The system consists of a mission control center (MCC) and remote ground terminals (RGTs) located around the globe. Operators at the MCC issue commands to satellites via one of the RGTs where they are transmitted on the S-band. The X-band telemetry downlink includes a 256 kbps data stream on the main carrier and a variable 4 kbps/8 kbps data stream on a subcarrier. The two telemetry streams are routed back to the MCC via the RGTs and are also stored locally. Dedicated links are in place between the RGTs and MCC. Using the TCP/IP protocol, the components of the ground system are networked together for data transport and maintenance.

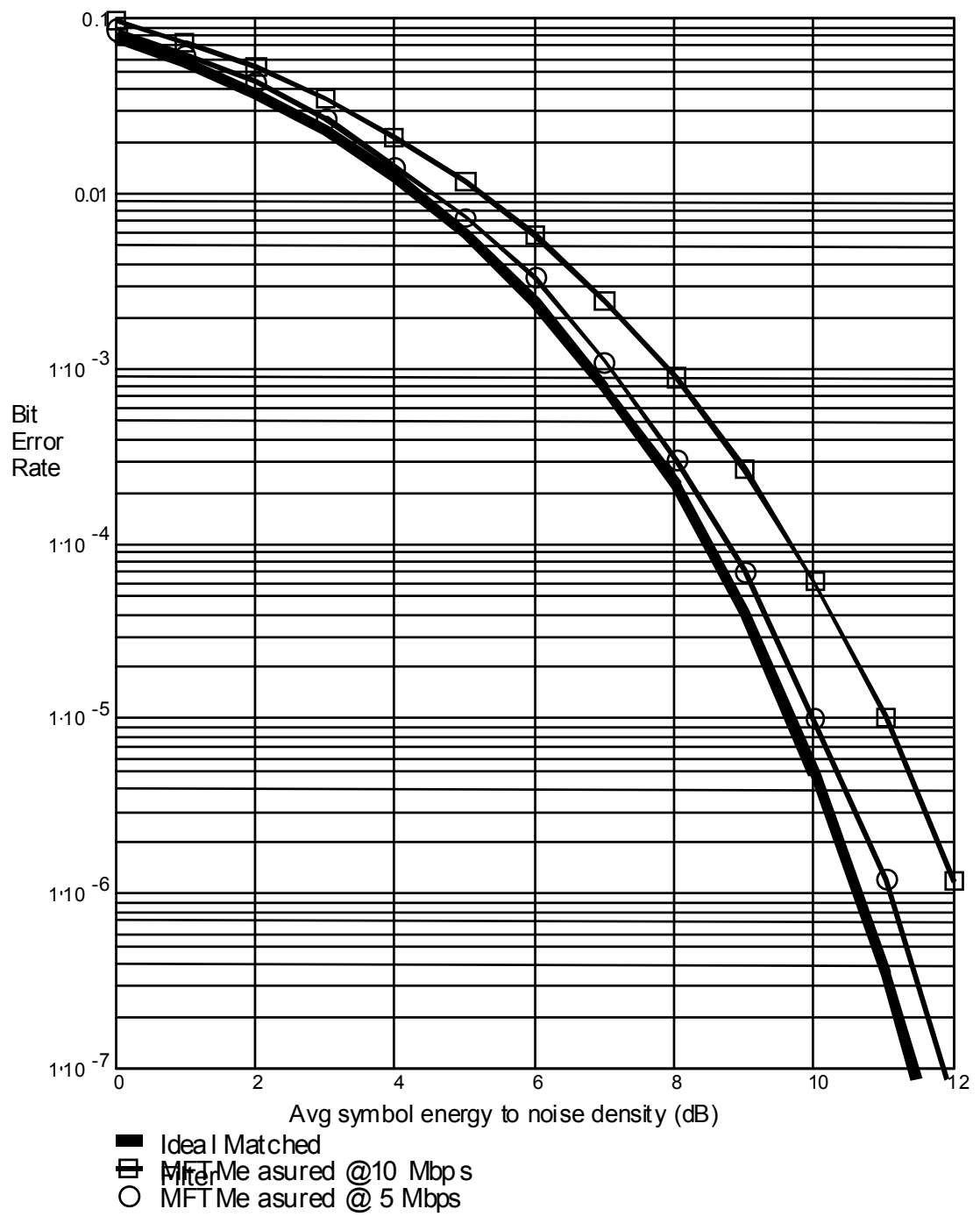


Figure 3. Typical MFT BER Performance

Two MFT boards are installed in each RGT PC. One receives the two encrypted or non-encrypted telemetry downlink streams. Application software takes the pass-all data from the two channels, archives it locally, and sends it over the network to the MCC. The two output channels are used to transmit simulated downlink data. The transmitted data is looped back to the inputs for testing. The other MFT at the RGT is connected to a SGLS modulator and demodulator. This MFT is configured with ternary functions. Application software receives encrypted or non-encrypted commands from the MCC and sends them out the ternary output channel to command the satellites. The input channel receives the non-encrypted data in an RF loopback for echo checking. The received ternary commands are

sent back to the MCC for comparison verification.

Two MFT boards are also installed in the MCC PC. The first board is connected to two decryptors. Application software at the MCC receives the two telemetry downlink streams from the RGT. If encrypted, the data is sent out the two output channels to the decryptors. The input channels receive and frame synchronize the clear data returned from the decryptor. The second MFT board is connected to a command encryptor. The MFT is configured with ternary functions. The application software sends unencrypted commands to the encryptor and receives them back, encrypted, on the MFT's input channel. The software then sends the encrypted commands to the RGT via the network for transmission to the satellite (see Figure 4).

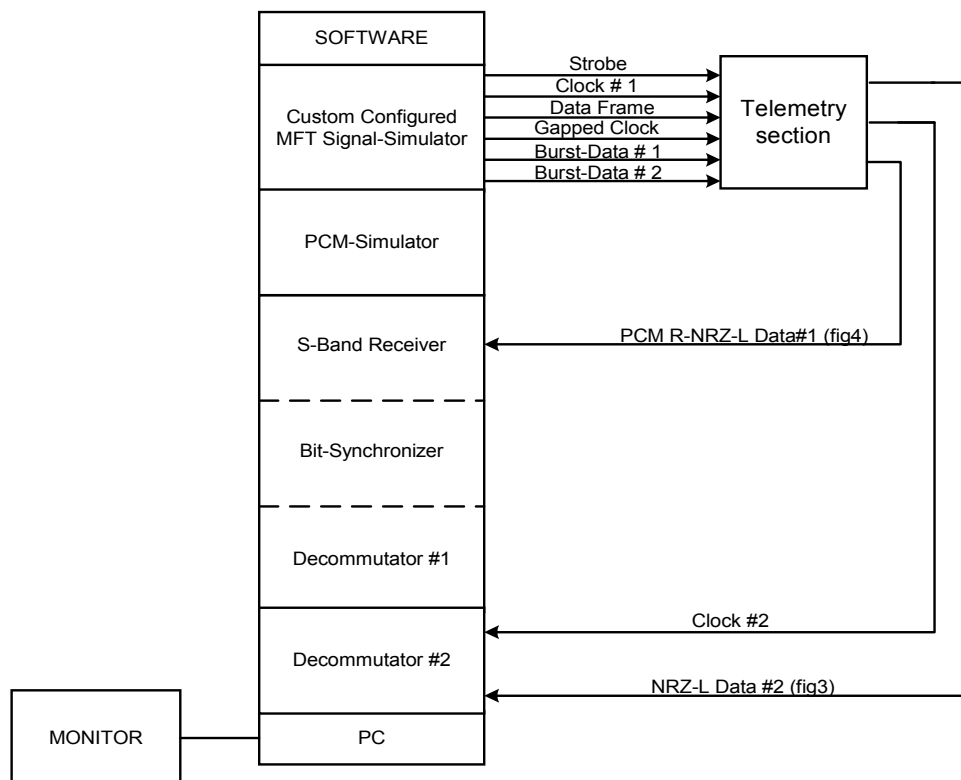


Figure 4. Custom Production Test System

Example of a Custom MFT Missile Test Simulator Application

In one scenario, PC systems are being used to production test the telemetry section of a missile. The test systems generate simulated missile signals and output them to the missile telemetry section and receive and analyze the returning PCM telemetry. Each system contains two MFT

boards. One board uses a standard configuration for IRIG-106 frame synchronization. The other board uses a custom signal simulator configuration for generating eight required signals. The output signals vary in data and timing content from test to test. Three data streams are generated. Data rates for most tests are at 6 Mbps for one stream and 12.288 Mbps each for the others. Another normally 80 Hz strobe output signal is generated and used to

coordinate the data output of the streams. Two streams burst data identically, but the third is different, making predictable and reliable timing of the bursts the critical design challenge.

In a full test cycle, three steps are required. First, test data files are generated using a custom C++ program according to the needs of the test from text instruction files created by the customer. The test files contain data values and timing information that will be sent to the missile's telemetry section. In the second step, the MFT signal simulator and the standard decommutators are enabled.

The signal simulator host interface was designed to be compatible with a standard telemetry output mode so that COTS software could be used in this real-time step. A host process writes data to the signal simulator MFT as it reads it from the test file. Another process writes data to an archive file as it receives it from the decommutators. In the final step, another custom C++ program compares the archive file to the test file using rules set by the operator. If the comparison is successful, the device under test is considered to have passed the test. Otherwise, the reports from the custom program are used to help debug the problem.

The signal simulator FPGA implementation does not use standard functions because of the uniqueness of the application. Data flow is split

in two on the MFT from a single pair of data buffers and processed separately. This reflects the application's requirement for the two timing streams. The processes run at different clock rates but are synchronized by the 80 Hz strobe. Each process separately parses the buffer for data and timing information relevant to its output stream. The result is a system where robust simulation timing and data can be changed using simple ASCII files and without the need to reprogram the FPGAs.

CONCLUSION

Extensive experience with the PCI MFT board has proven it reliable and robust in a variety of demanding applications. The board has been integrated with L-3's COTS software and customer software in both test and operational environments. The MFT's success in meeting both high-performance and small size design goals was facilitated by the use of FPGAs, PCI, and new packaging technologies. The MFT's host interface has proven to be easy to program, even for multi-threaded, multi-processor applications. Operating system drivers were created both at L-3 and by customers for Windows NT, Linux, SGI, and others. These operating systems all work well, but vary in difficulty of implementation. Bit sync BER performance, time-tagging precision, and data transfer are on par with many more expensive systems.

FAST DYNAMIC ADAPTIVE EQUALIZERS FOR FQPSK AND OTHER SPECTRAL EFFICIENCY SYSTEMS FOR LEO SATELLITE AND TELEMETRY Systems

Mehdi Haghdad* and Dr. Kamilo Feher**

*** Department of Electrical and Computer Engineering
University of California
Davis, CA 95616
Phone: (530) 297-7745
mhaghdad@ece.ucdavis.edu**

**** Professor, University of California, Davis
and President, Digcom, Inc.,
44685 Country Club Drive, El Macero, CA USA
Tel: 530-753-0738; Fax: 530-753-1788; E-mail: feherk@yahoo.com**

I. ABSTRACT

A design alternative of a non-feedback adaptive equalizer based on Feher Equalizer (FE) is presented and its performance is evaluated.

By artificially adding notch/notches to the corrupted spectrum resulted from selectively faded LEO environments, an artificial symmetry is created and as a result the BER/BLER is improved. The selection process of artificial notch/notches are based on the shape of the signal spectrum, which implies that this equalizer unlike most conventional equalizer does not need any feedback. The non-feedback nature of this equalizer improves the adaptation time over that of alternative equalizers and as a result the overall BER/BLER performance is improved.

The results presented in this paper are based on both MatLab simulations and laboratory hardware measurements.

Keywords – LEO satellites, FQPSK, Modulation, selective fading, Doppler Shift, , adaptive equalizations

II. INTRODUCTION

In recent years the interest for the LEO satellite communication has increased significantly. The main reason is the small latency and low power consumption associated with LEO satellites. [3] [4] [8] These have made it very suitable for mobile satellite communication and there are already a number of satellite systems like GlobalStar in place. There are also other similar projects on the designing board.

Because of relatively smaller distance and higher velocity to the ground stations the LEO satellite systems have their own channel characteristics. These characteristics cause a number of issues like selective fading and Doppler shifts. [3] [8] [9]

Designing an adaptive equalizer to combat some of these problems is desired. This paper present a non-feedback adaptive. The non-feedback means that the adaptation time is much faster compare to some conventional equalizer with feedback.

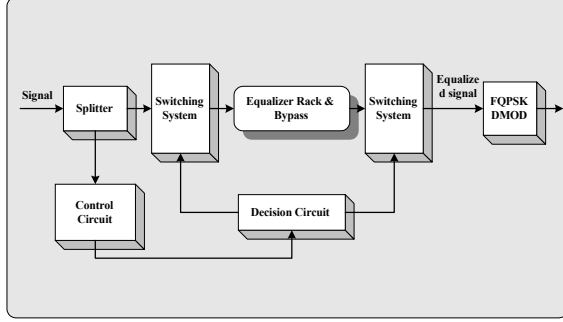
In this paper first the principles of the equalizer explained and then the hardware schematics is presented. Finally some actual measured results will be presented.

III. THE PROPOSED ADAPTIVE EQUALIZER

We propose the following equalizer shown in the figure below as an Non-Feedback adaptive equalizer for LEO satellite communication systems. Please note that the word Non-Feedback is justified because there is no feedback to the equalizer and the equalization is done before demodulation. In the following sections the principle of the equalizer is described and then I will describe the schematics and functionality of each of the following components:

- I) Control Circuit
- II) Equalizer Rack
- III) Decision Circuit

In simple words, the signal splits by a splitter and goes to a control circuit and a switching system. The control circuit detect the location of the notch and send a signal to the decision circuit. The decision circuit drive the switching systems and decide either to ad a notch to signal or bypass [7] [11] [12] [13] the signal. The modified and equalized signal is then sent to the FQPSK demodulator.



Figure(1) Non-feedback adaptive equalization scheme

IV. SELECTIVE FADING AND ITS EFFECT ON THE DATA

In order to analyze the selective fading lets look at the dynamic characteristics of a two path propagated signal. A received signal $r(t)$ after going through a two separate paths can be represented by [3] [7] [11] [12] [13]:

$$I) \quad r(t) = s(t) + bs(t - \tau)$$

The impulse response of the channel is:

$$II) \quad h(t) = \delta(t) + b\delta(t - \tau)$$

If the transmitted signal is given by $s(t) = \text{Re}[s_I(t)e^{j2\pi f_c t}]$, where $s_I(t)$ is the equivalent low pass signal, the received signal may be expressed in the form of:

$$III) \quad r(t) = \text{Re}[r_I(t)e^{j2\pi f_c t}] = s(t) * h(t)$$

where f_c is a carrier frequency and $r_I(t)$ is the equivalent lowpass signal in the receiver. By substitution of (II) into (III), the received signal is:

IV)

$$r(t) = \text{Re}\{[s_I(t) + be^{-i\theta}s_I(t - \tau)]e^{j2\pi f_c t}\} \\ = \text{Re}\{[s_I(t) * h_I(t)]e^{j2\pi f_c t}\}$$

The impulse response $h_I(t)$ of the equivalent low pass system for the band pass system in (II) is given

by

$$V) \quad h_I(t) = \delta(t) + be^{-j\theta}\delta(t - \tau)$$

where $\theta = 2\pi f_c \tau$. It should be noted that the impulse response $h(t)$ in the RF band is real-valued and its equivalent impulse response $h_I(t)$ in baseband is complex-valued.

Using a number of impulse responses (representing different paths) h_1 to h_n where h_n is defined:

$$VI) \quad h_n(t) = \delta(t) + b_n e^{-j\theta} \delta(t - \tau_n)$$

Different b_n and the delay τ_n and simulating different paths. The frequency response of each path is calculated by using FFT function:

$$VII) \quad H_n = \text{FFT}(h_n(t)) = \\ = \text{FFT}(\delta(t) + b_n e^{-j\theta} \delta(t - \tau_n))$$

The Data is calculated by using the VII transfer function H_n :

$$VIII) \quad \text{Data} = \text{IFFT}(\text{FFT}(\text{Data}) * \sum_{n=1}^N H_n)$$

By substituting VII in VIII we get:

$$IX) \quad \text{Data} = \text{IFFT}(\text{FFT}(\text{Data}) * \\ * \sum_{n=1}^N \text{FFT}(\delta(t) + b_n e^{-j\theta} \delta(t - \tau_n)))$$

V. THE PRINCIPLES OF THE PROPOSED NON-FEEDBACK EQUALIZER

The multipath propagation and selective fading environment causes notches on the spectrum. Dependent on the location of the notch/notches different BER is obtained. One way to improve the BER performance is by addition of notches on the right locations. [7] [11] [12] [13]

Lets assume the multipath and selective fading has caused a single notch. There are three possibilities and three solutions:

- X) If the notch is on the left then we simply add an additional notch to the right side of the spectrum
- XI) If the notch is in the center then we add two notches to both the left and the right side of the spectrum
- XII) If the notch is on the right then we simply add an additional notch to the left side of the spectrum

The principle of the adaptive equalizer is based on a simple strategy however in order to implement (both in hardware and in software) three subsystems are required:

- I) A system which is able to detect notches and their location relative to the spectrum
 - II) A system for creation of additive notches
- A decision making system to understand if and where the additive notches need to be

What is unique about my research is that I use the envelope of the spectrum to directly make a decision instead of making a decision based on the level of BER. This means that the initial decision is a right one and the system does not sacrifice data to understand if the initial decision was right or wrong.

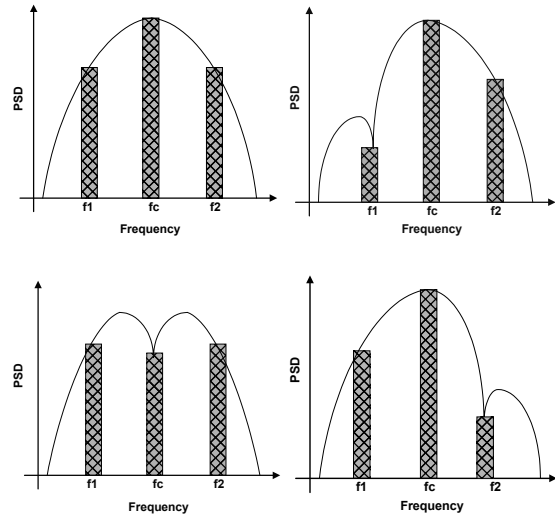
VI. CONTROL CIRCUIT AND WHAT IS UNIQUE ABOUT THE NON-FEEDBACK EQUALIZER

The main task of the control circuit is to understand the existence of the notch and its location. What is unique about the proposed control circuit is the method in which we detect the notch and its location. Instead of assuming the notch and its location, we detect the notch and its location by measuring the power in narrow bands around certain frequencies at different locations. Compare to the equalizers with feedbacks this methodology reduces the adaptation time and improves the overall BER/BLER.

In the equalizers with feedback method, if the initial assumption is wrong, the decision is re-evaluated after detecting errors. [7] [11] [12] [13] This re-evaluation is repeated until the right result is obtained. In the worst scenario, an equalizer with the feedback system needs to make three wrong assumptions before guessing the real location of the notch and that means lost of data.

The control circuit starts by measuring the signal power in a narrow band around three different frequencies f_1 , f_c and f_2 . One of the following possibilities exist:

- III) None of measured power is below their thresholds
- IV) Measured power at f_1 is below the threshold
- V) Measured power at f_c is below the threshold
- VI) Measured power at f_2 is below the threshold
- VII) All measured power are below their thresholds



Figure(2) Spectrum with notch at different location

- A. None of measured power is below their thresholds:

Interpreted as there is no notch and there is no selective fading and the equalizer should use by pass.

- B. Measured power at f_1 is below the threshold:

Interpreted as there is one notch on the left side of the spectrum

- C. Measured power at f_c is below the threshold:

Interpreted as there is one notch at the center of the spectrum

- D. Measured power at f_2 is below the threshold:

Interpreted as there is one notch on the right side of the spectrum

- E. All measured power are below their thresholds

Interpreted as it is not transmitted or completely lost and the equalizer should be idle

VII. CONTROL CIRCUIT SCHEMATICS

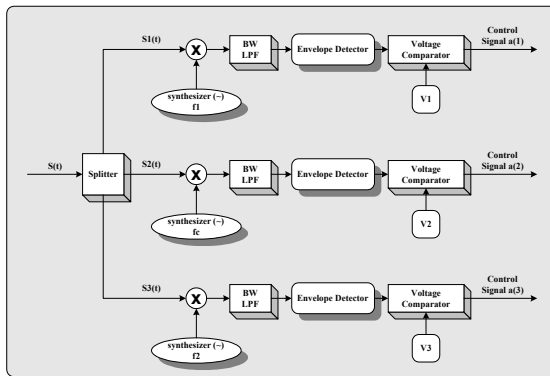
The figure below shows the schematics of the control circuit. The signal is passed through a splitter for measuring the power at three different center frequencies. In order to slice the spectrum to small bands around specific frequencies, a combination of a mixer and a narrow band Butterworth filter is used. The output of from the Butterworth low pass filter is passed through an envelope detector. The output voltage from the envelope detector is directly proportional to the power level in the narrow band. By comparing the output voltage from the envelope detector to a reference voltage we can understand if there is a notch at that frequency.

The following table shows the possible control signal outputs and respective interpretation of the

output signals:

a1	a2	a3	Interpretation
0	0	0	No notch no selective fading
0	0	1	Notch on the right side of the spectrum
0	1	0	Notch at the center of the spectrum
1	0	0	Notch on the right side of the spectrum
1	1	1	Data not transmitted or completely lost

Table(1) Interpretation of controls circuit's output signals



Figure(3) Control circuit

VIII. Equalizer rack

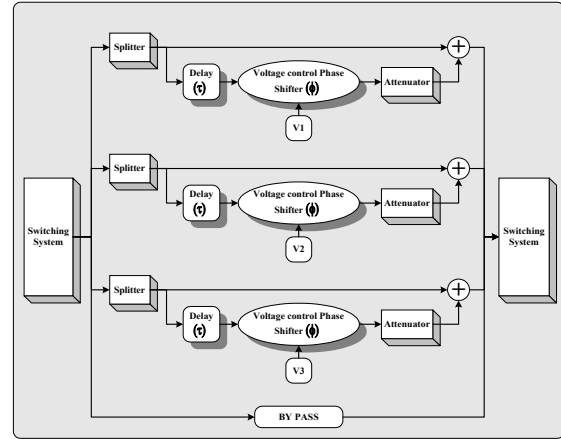
After the detection of the notch and its location the equalizer improve the BER/BLER by addition of additive notches [7] [11] [12] [13]

If the notch is on the left then we simply add an additional notch to the right side of the spectrum

VIII) If the notch is in the center then we add two notches to both the left and the right side of the spectrum

IX) If the notch is on the right then we simply add an additional notch to the left side of the spectrum

So if we have a set of notch adders for both left or right or left and right, we can simply add the proper notch by switching the signal through the right path [7] [11] [12] [13] [15]. This set of additive notch creators and the switching mechanism is what I call the Equalizer Rack. Figure below shows the schematics for the Equalizer Rack.



Figure(4) Equalization rack

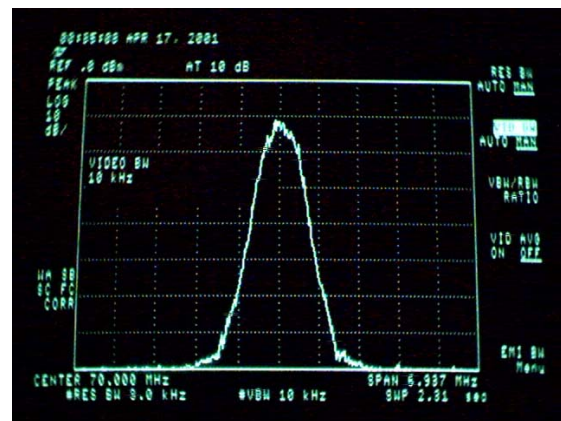
IX. DECISION CIRCUIT

The switching system, in the equalizer rack is controlled by a circuit called Decision Circuit. It is simply a logical circuit with three input a1,a2 and a3 connected to the control circuit and two outputs b1 and b2 connected to the switches. It is a simple logical circuit of NAND gates and a decoder.

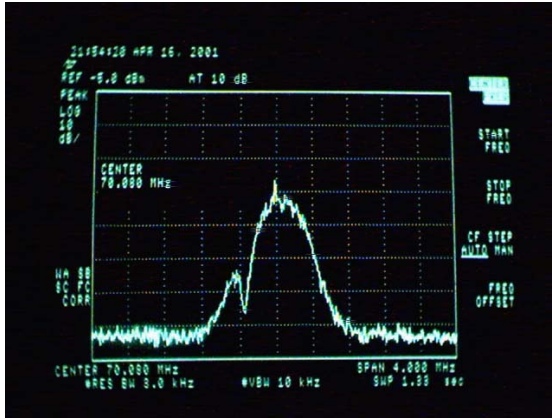
X. PRELIMINARY HARDWARE RESULTS

To obtain this results a FQPSK modulated signal [1] [2] and a Haghdad dynamic LEO satellite channel simulator (hardware) [3] were used.

The following figures show a modulated FQPSK signal before and after the Haghdad simulator.

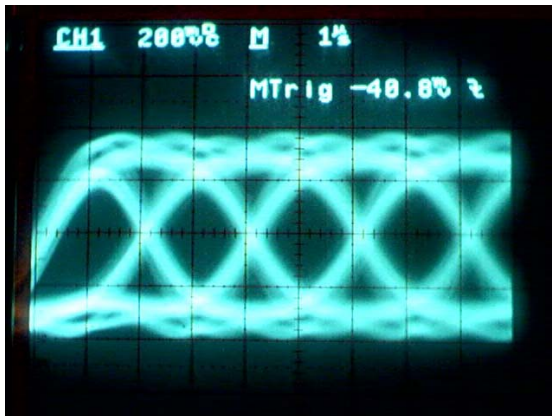


Figure(5) FQPSK signal, no LEO satellite channel

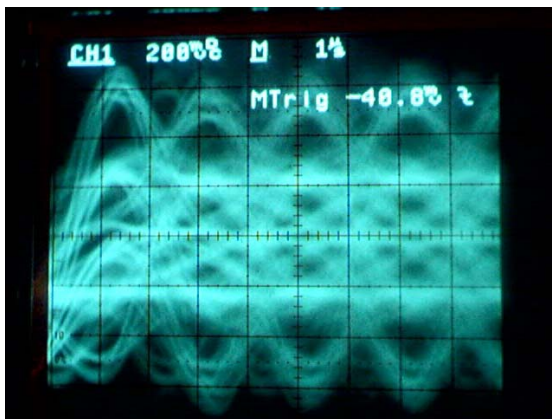


Figure(6) FQPSK signal after the Haghdad dynamic LEO satellite channel

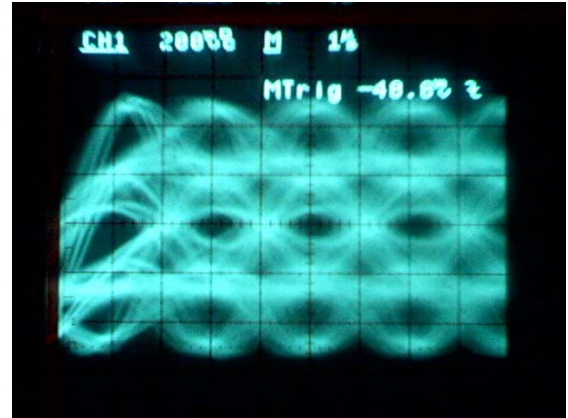
The following figures shows the Eye diagram without selecting fading, with selective fading and after equalization. Please note that this result are preliminary results and further study is required. As it is shown in the equalized Eye diagram, the eye is more open which means a better BER performance.



Figure(7) Eye diagram after the channel with no selective fading



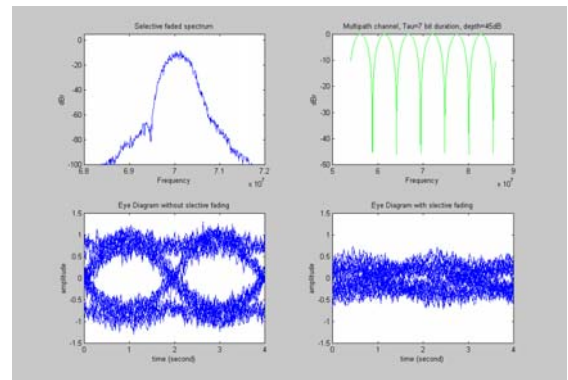
Figure(8) Eye diagram after the channel with selective fading



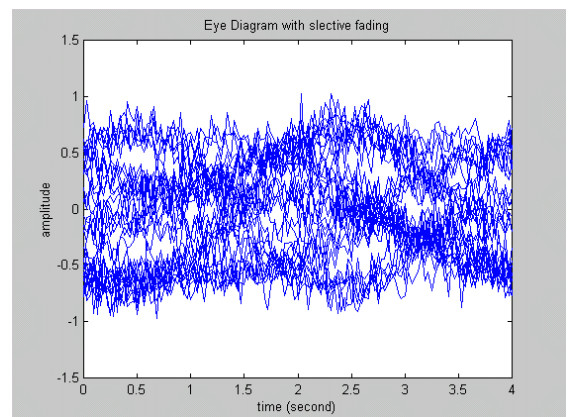
Figure(9) Eye diagram after equalization

XI. DYNAMIC SOFTWARE SIMULATION OF THE ADAPTIVE EQUALIZER

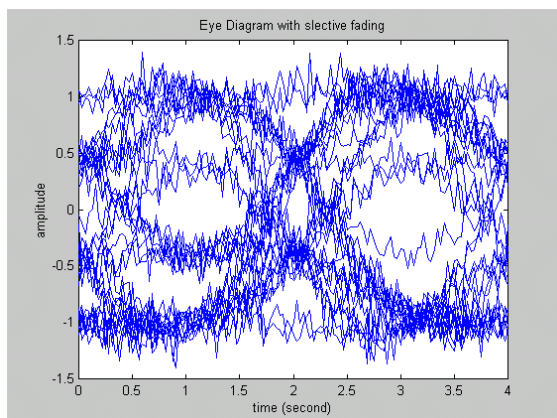
The MatLab simulation is based on the same principle as the hardware. The following preliminary results were obtained using a FQPSK signal [1] [2] and the Haghdad dynamic LEO satellite channel simulator [3].



Figure(10) FQPSK signal after Haghdad dynamic LEO satellite channel simulator



Figure(11) Eye diagram after the channel with selective fading



Figure(12) Eye diagram after equalization

XII. CONCLUSIONS

A Non-feedback adaptive equalizer for LEO satellite systems were presented. The principles of this equalizer is based on adding notches to the spectrum in order to combat the selective fading of the LEO satellite channel. The principles and the schematics were in detail described.

An FQPSK modulated signal were distorted by a Haghdad LEO satellite channel simulator and the distorted signals were equalized with the non-feedback adaptive equalizer. The tests were done both in hardware and software and result in both hardware and software show improvements in the eye diagram and consequently BER.

XIII. REFERENCES

- [1] K. Feher et al., U.S. patents: 4,567,602; 4,644,565; 5,491,457; 5,784,402; 6,198,777, International Patent Cooperation Treaty (PCT) No: PCT US99/17995; Internat No: WO 00/10272, published Feb. 2000. Licensor: Digcom, Inc., 44685 Country Club Drive, El Macero, CA USA, Tel: 530-753-0738; Fax: 530-753-1788; E-mail: feherk@yahoo.com .
- [2] K. Feher, *Wireless Digital Communications*. New Jersey: Prentice-Hall, 1995.
- [3] Mehdi Haghdad, Dr. Kamilo Feher, "LEO satellite telemetry channel simulators for dynamic selective faded and Doppler Shifted environments", ETTC Proceeding. 2001
- [4] Cheng-Ying Yang; Junghwan Kim Performance analysis of low earth orbit (LEO) land mobile satellite using moment technique. IEEE Military Communications p.883-7 vol.3. 3 vol. xxxv+1083 pp. 6 references.
- [5] Davis, L.M.; Collings, I.B.; Evans, R.J. Estimation of LEO satellite channels. Proceedings of ICICS, 1997 International Conference on Information, Communications and Signal Processing. 1997. p.15-19 vol.1. 3 vol. xxxiv+1819 pp. 13 references.
- [6] Rummmler W. D. et al., "Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio," IEEE Communications Magazine, Vol.24, No.11, November 1986.
- [7] Wei Gao, Shih-Ho Wang and Kamilo Feher Tests And Evaluations Of Adaptive Feher Equalizers For A Large Class Of Systems., ITC/USA Proceeding. 2000 p.267-275 vol.XXXVI.
- [8] Jeng-Fu Kiang; Yung-Chang Chen; Le-Gen Shi Channel simulation on LEO satellites. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 p.1494-7 vol.3. 4 vol. viii+2896 pp. 5 references.
- [9] Lien, S.Y.; Choy, F.; Cherniakov, M. (Edited by: Deriche, M.; Moody, M.; Bennamoun, M.) Outdoor-to-indoor propagation modelling for LEO satellite communication systems. TENCON '97 Brisbane - Australia. Proceedings of IEEE TENCON '97. p.105-8 vol.1. 2 vol. xxiv+850 pp. 13 references.
- [10] Leclert and P. Vandamme, "Non-Minimum Phase Fading Effects on Equalization Techniques in Digital Radio Systems," Proceedings of ICC'83, Chicago, June 1983, pp. 1.2.1-1.2.5.
- [11] T. Murase et al., "200 Mb/s 16 QAM Digital Radio System with New Countermeasure Techniques for Multipath Fading," Proceedings of ICC'81, Denver, June 1981, pp. 46.1.1-46.1.5.
- [12] K. H. Mueller, "A Hardware Efficient Passband Equalizer Structure for Data Transmission," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-30, No. 3, March 1982.
- [13] G. Terziev and K. Feher, "Adaptive Fast Blind Feher Equalizer for FQPSK," Proceedings of International Telemetering Conference, Las Vegas, NV, Oct. 25-28, 1999, pp.277-286.
- [14] Cheng-Ying Yang; Kuo-Hsiung Tseng Error rate prediction of the low Earth orbit (LEO) satellite channel. 2000 IEEE International Conference on Communications. p.465-9 vol.1. 3 vol. xxxii+1814 pp. 10 references.
- [15] P. Hartman and B. Bynum, "Design Considerations for An Extended Range Adaptive Equalizer", Proceedings of ICC'81, Denver, June 1981, pp. 46.5.1-46.5.6.

ADVANCE PRACTICAL CHANNEL SIMULATORS FOR LEO SATELLITE AND TELEMETRY CHANNELS WITH SELECTIVE FADING AND DOPPLER SHIFTS

Mehdi Haghdad* and Dr. Kamilo Feher**

*** Department of Electrical and Computer Engineering
University of California
Davis, CA 95616
Phone: (530) 297-7745
mhaghdad@ece.ucdavis.edu**

**** Professor, University of California, Davis
and President, Digcom, Inc.,
44685 Country Club Drive, El Macero, CA USA
Tel: 530-753-0738; Fax: 530-753-1788; E-mail: feherk@yahoo.com**

ABSTRACT

Both a practical hardware and a dynamic software scheme for simulation of LEO satellite channel are presented and evaluated. The simulation models are based on the practical LEO satellite channels and take into account selective fading, Doppler shifts and AWGN.

The hardware simulator is consisted of a selective fade generator, a Doppler shifter and a standard channel for addition of noise, ACI and CCI. A FQPSK modulated signal is passed through a dynamic fade generator and the spectrum is distorted. Then the resulting signal is exposed to a dynamic Doppler Shifter, simulating the passage of the satellite overhead. At the final stage the proper AWGN, ACI or CCI is added to the signal.

The software simulator is a dynamic real time simulator written in MatLab and similar to the hardware consist of three section. A stream of data is FQPSK modulated and passed through a dynamic selective fade simulator. Then the signal is up-converted and dynamically shifted simulating the overpass of the satellite. At the final stages of software simulator the AWGN, ACI or CCI is linearly added to the signal.

The results from both hardware simulator and software simulator before and after the channel are presented

Keywords – LEO satellites, FQPSK, Modulation, selective fading, Doppler Shift, channel simulation

I. INTRODUCTION

Due to relatively small latency and lower power consumption [3] [5], LEO satellites are ideal for a number of different applications. There are already LEO based commercial mobile communication systems like GlobalStar in service. These advantages have sharply risen the popularity of the LEO satellites in recent years.

In order to test and evaluate research related to LEO satellites a practical dynamic LEO satellite channel simulator is very valuable. This is specially factual considering the cost and complexity of life measurements over LEO satellites.

The purpose of these paper is to present a dynamic LEO satellite channel simulator both in hardware and software. Dynamic means that the simulators approximately simulate the actual changes in the spectrum resulted from the movement of the LEO satellite in the orbit.

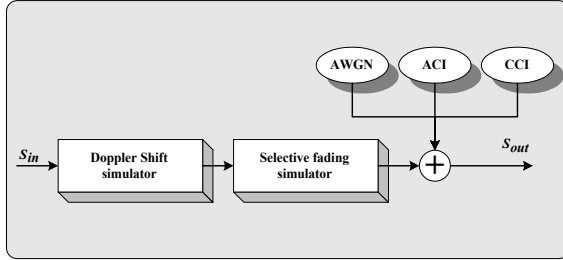
It is also important to note that I have used n FQPSK modulated signal[1] [2] [3] for obtaining the results. However there is no significant correlation between the functionality of this simulator and the modulation scheme. Consequently this simulator works also for other modulated signals. In the following sections the dynamic software and hardware simulator will be presented with detail description of all components.

Dynamic software simulator for leo satellites channel

The simulator which is presented here is developed in MatLab and it generates a sequence of graphs. In conjunction with the Movie function it provides a dynamic simulator. The following figure shows the block diagram for the simulator:

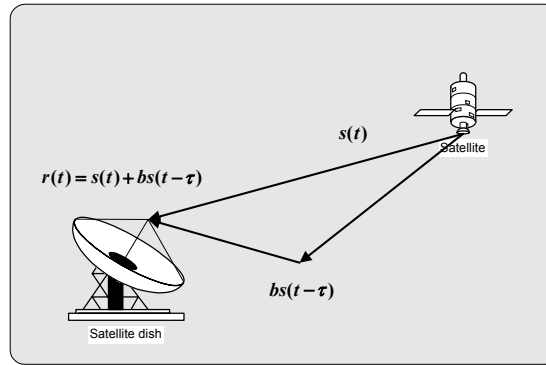
A LEO satellite channel can be modeled using the following components[3] [4] [5] [9]:

- I) Selective fading simulator
- II) Doppler shift simulator
- III) AWGN simulator



Figure(1) Dynamic software simulation scheme for LEO channel

Selective Fading



Figure(2) Multipath propagation

The software simulator that I have developed is based on multipath propagation. So far my multipath simulator uses only two or three paths but I can easily expand the number of paths to more and can simulate Rician distribution. The selective fading for satellite channel is usually spread and the notches caused by selective fading appear at different frequencies and it can be represented by Rician distribution. [3] [5][9]

The other characteristic of selective fading for LEO is that the notch moves across the spectrum [3], [4], [8] [9]

In order to analyze the selective fading, let's look at the dynamic characteristics of a two path propagated signal. A received signal $r(t)$ after going through a two separate paths can be represented by [7]:

I) $r(t) = s(t) + bs(t - \tau)$

The impulse response of the channel is:

II) $h(t) = \delta(t) + b\delta(t - \tau)$

If the transmitted signal is given by $s(t) = \text{Re}[s_I(t)e^{j2\pi f_c t}]$, where $s_I(t)$ is the equivalent low pass signal, the received signal may be expressed in the form of:

$$\text{III) } r(t) = \text{Re}[r_l(t)e^{j2\pi f_c t}] = s(t) * h(t)$$

where f_c is a carrier frequency and $r_l(t)$ is the equivalent lowpass signal in the receiver. By substitution of (II) into (III), the received signal is:

$$\text{IV) } r(t) = \text{Re}\{[s_l(t) + be^{-j\theta} s_l(t - \tau)]e^{j2\pi f_c t}\} = \text{Re}\{[s_l(t) * h_l(t)]e^{j2\pi f_c t}\}$$

The impulse response $h_l(t)$ of the equivalent low pass system for the band pass system in (II) is given by

$$\text{V) } h_l(t) = \delta(t) + be^{-j\theta} \delta(t - \tau)$$

where $\theta = 2\pi f_c \tau$. It should be noted that the impulse response $h(t)$ in the RF band is real-valued and its equivalent impulse response $h_l(t)$ in baseband is complex-valued.

In my dynamic MatLab simulator I use a number of impulse responses h_1 to h_n where h_n is defined:

$$\text{VI) } h_n(t) = \delta(t) + b_n e^{-j\theta} \delta(t - \tau_n)$$

Here I change the attenuation b_n and the delay τ_n and simulating different path. The frequency response of each path is calculated by using FFT function:

$$\text{VII) } H_n = \text{FFT}(h_n(t)) = \text{FFT}(\delta(t) + b_n e^{-j\theta} \delta(t - \tau_n))$$

The Data is calculated by using the VII transfer function H_n :

$$\text{VIII) } \text{Data} = \text{IFFT}(\text{FFT}(\text{Data}) * \sum_{n=1}^N H_n)$$

By substituting VII in VIII we get:

$$\text{IX) } \text{Data} = \text{IFFT}(\text{FFT}(\text{Data}) * \sum_{n=1}^N \text{FFT}(\delta(t) + b_n e^{-j\theta} \delta(t - \tau_n)))$$

In order for the notches to move across the spectrum the value of θ is changed gradually.

DOPPLER SHIFT

Another characteristic of LEO channel is the Doppler shift resulted from the movement of the satellite relative to the ground station. [3] [4] [5] [8].[9]

The center frequency after the Doppler shift for the LEO satellites is $f = f_c + \frac{\nabla V}{C}$ and typically is in the order of 100Hz to few KHz [5].

Simulating Doppler Shift is fairly trivial and is easily done by Down-Conversion to baseband and Up-Conversion to $f = f_c + \frac{\nabla V}{C}$

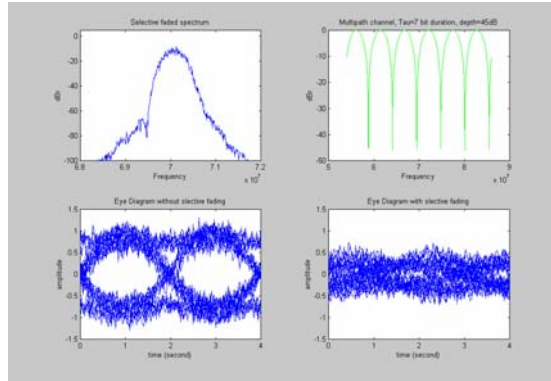
AWGN CCI AND ACI

In my software simulator I use a random noise generator for the AWGN. The CCI and ACI can also be studied by simply adding it in the channel.

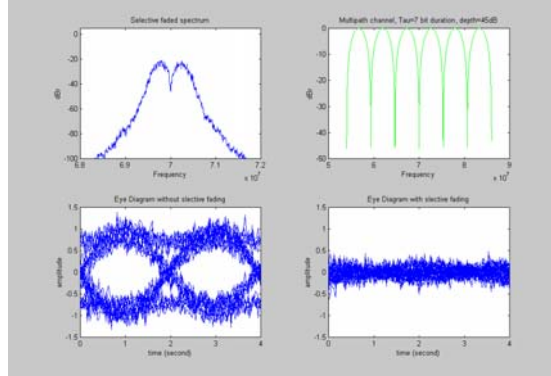
SAMPLE RESULTS FROM MY CHANNEL SIMULATOR

The following figures show results from my dynamic channel simulator. Here the bit rate is 1Mb/s and the center frequency is 70MHz. The results show the notch in different position and its impact on the eye diagram.

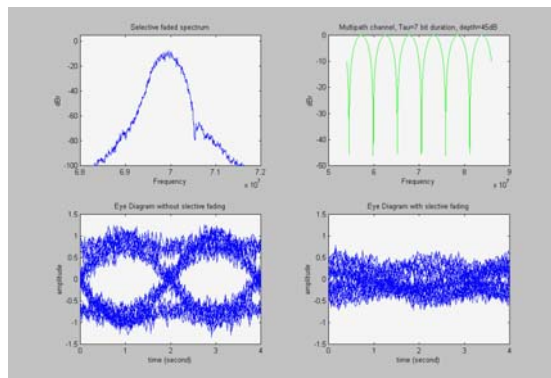
- The top left shows the spectrum
- The top right shows the selective fading impact
- The bottom left shows eye diagram with no selective fading
- The bottom right shows eye diagram with selective fading



Figure(3) Dynamic simulation result notch on the left



Figure(4) Dynamic simulation result notch in the middle



Figure(5) Dynamic simulation result notch on the right

II. DYNAMIC HARDWARE SIMULATION OF THE LEO SATELLITE CHANNEL

The overall schematic

The following figure shows the proposed hardware schematic for LEO channel simulator. There are two advantages with this simulator:

- I) Dynamic nature of the simulator which means that the notch/notches move.
- II) Simplicity of the design

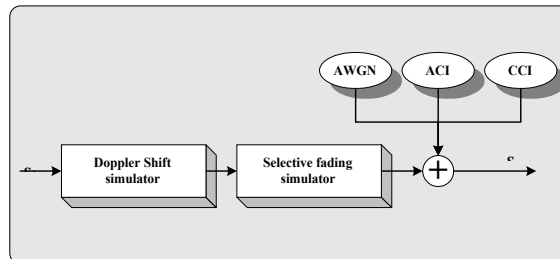
The principle and the basics of the simulator is the same as the software simulator and it was described in the previous section. Here I will give an overall picture and then will describe different proposed block.

I would like to point out that the hardware simulator presented here shows a just two path propagation simulator. The real channel has usually a number of different path of propagation. But this can be easily simulated using a number of selective fading simulators with different τ values by carefully selecting different τ values we can simulate Rician distribution which is close to the real channel. The overall hardware simulator consists of:

- III) Selective fading simulator
- IV) Doppler Shift simulator
- V) Additive Noise simulator

As the FQPSK modulated signal enters the channel, the Selective Fading simulator creates a dynamic moving notch on the spectrum. The notch sweeps across the spectrum simulating the same effect caused by the moving LEO satellites [3] [4] [5] [8] [9].

Then the signal's center frequency is shifted by ∇f , simulating the Doppler shift effect caused by the relative velocity change as the satellite passes overhead.

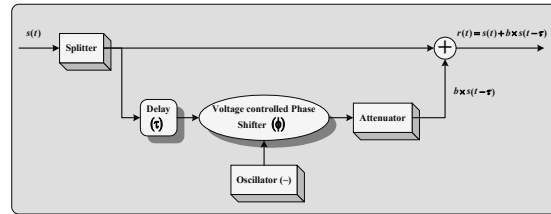


Figure(6) Hardware channel simulator's scheme for LEO channel

Selective Fading

By changing either the delay or the phase we can generate different notches at different locations. By shifting the phase continuously the location of the notch changes across the spectrum and it appears as the notch sweeps across the spectrum [3] [5] [8]. This is the same effect as if the satellite passes overhead. As the satellite passes overhead, the notch resulted from multipath appears to sweep across the spectrum.

The following figure shows the hardware block diagram for a two paths selective fade simulator for LEO. By using a voltage control phase shifter we can simulate the satellite movement by using an oscillator as the voltage control input. Although the notch velocity across the spectrum is not perfectly constant and is dependent on the location of the satellite, it can be approximated by a constant velocity. The block diagram can also be applied as a more realistic simulator just by changing the input to the voltage control phase shifter to a voltage that realistically simulate the movement of the satellite in the orbit.

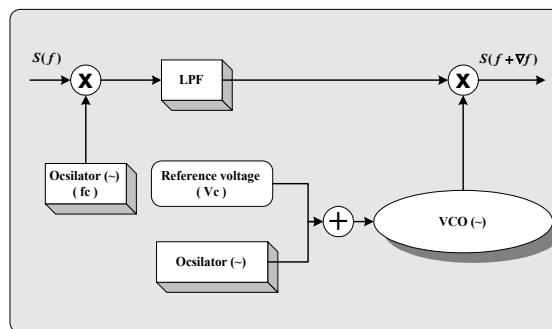


Figure(7) Selective fading simulator

Doppler Shift

The following figure shows the Doppler Shift simulator. It simply consists of a down converter to the base band and again an up-converter to $f = f_c + \nabla f$.

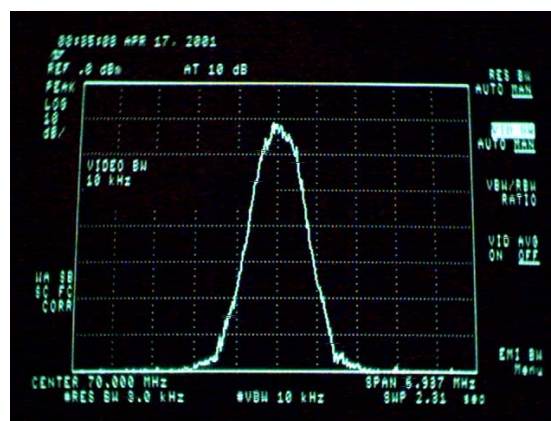
The ∇f is the Doppler frequency change and it depends on the velocity of the satellite relative to the receiver. As the satellite passes overhead the relative speed of the satellite changes from positive to negative speed and as a result the ∇f changes from positive to negative. The frequency change can be approximated by a VCO controlled by an oscillator.



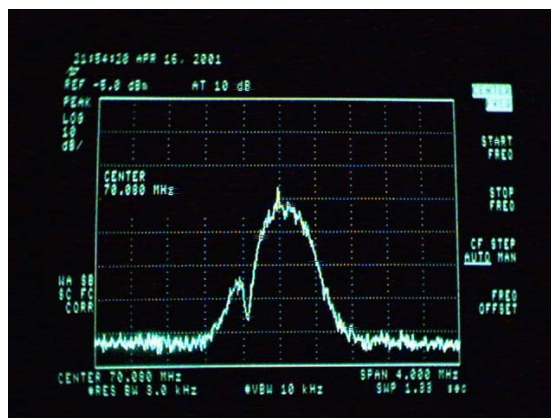
Figure(8) Doppler shift simulator

Preliminary hardware results obtained from my channel simulator

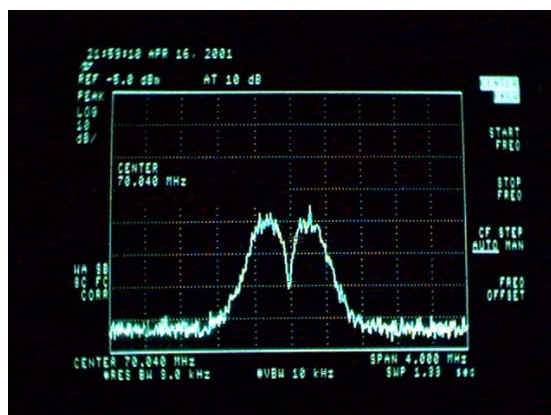
The following figures show the preliminary hardware result obtained with the hardware simulator. The modulation is FQPSK. [1] [2]



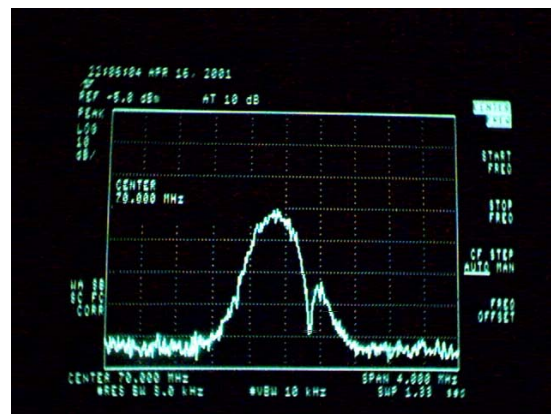
Figure(9) FQPSK signal, no LEO satellite channel



Figure(10) FQPSK signal after the channel with a left notch



Figure(11) FQPSK signal after the channel with a notch in the middle



Figure(12) FQPSK signal after the channel with a right notch

III. CONCLUSIONS

In this paper a dynamic LEO satellite channel simulator were presented. Both the hardware simulator and the software simulator were based on the same principle.

A dynamic channel simulator for LEO is an essential component in research for low earth orbit satellite communication systems. The basic principles of the channel is fairly trivial however for a more realistic channel utilization of a number of fade simulators simulating multipath propagation are required.

REFERENCES

- [1] K. Feher et al., U.S. patents: 4,567,602; 4,644,565; 5,491,457; 5,784,402; 6,198,777, International Patent Cooperation Treaty (PCT) No: PCT US99/17995; Internat No: WO 00/10272, published Feb. 2000. Licensors: Digcom, Inc., 44685 Country Club Drive, El Macero, CA USA, Tel: 530-753-0738; Fax: 530-

753-1788; www.fehertechnologies.com E-mail: feherk@yahoo.com .

- [2] K. Feher, *Wireless Digital Communications*. New Jersey: Prentice-Hall, 1995.
- [3] Cheng-Ying Yang; Kuo-Hsiung Tseng Error rate prediction of the low Earth orbit (LEO) satellite channel. 2000 IEEE International Conference on Communications. p.465-9 vol.1. 3 vol. xxxii+1814 pp. 10 references.
- [4] Cheng-Ying Yang; Junghwan Kim Performance analysis of low earth orbit (LEO) land mobile satellite using moment technique. IEEE Military Communications p.883-7 vol.3. 3 vol. xxxv+1083 pp. 6 references.
- [5] Davis, L.M.; Collings, I.B.; Evans, R.J. Estimation of LEO satellite channels. Proceedings of ICICS, 1997 International Conference on Information, Communications and Signal Processing. 1997. p.15-19 vol.1. 3 vol. xxxiv+1819 pp. 13 references.
- [6] Rummeler W. D. et al., "Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio," IEEE Communications Magazine, Vol.24, No.11, November 1986.
- [7] Wei Gao, Shih-Ho Wang and Kamilo Feher Tests And Evaluations Of Adaptive Feher Equalizers For A Large Class Of Systems., ITC/USA Proceeding. 2000 p.267-275 vol.XXXVI.
- [8] Jeng-Fu Kiang; Yung-Chang Chen; Le-Gen Shi Channel simulation on LEO satellites. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 p.1494-7 vol.3. 4 vol. viii+2896 pp. 5 references.
- [9] Lien, S.Y.; Choy, F.; Cherniakov, M. (Edited by: Deriche, M.; Moody, M.; Bennamoun, M.) Outdoor-to-indoor propagation modelling for LEO satellite communication systems. TENCON '97 Brisbane - Australia. Proceedings of IEEE TENCON '97. p.105-8 vol.1. 2 vol. xxiv+850 pp. 13 references.
- [10] Mehdi Haghdad, Dr. Kamilo Feher, "LEO satellite telemetry channel simulators for dynamic selective faded and Doppler Shifted environments", ETTC Proceeding. 2001

NEW TELEMETRY CONCEPT FOR NEXT ARIANE 5 LAUNCHERS

V. ASTIER
EADS-Launch Vehicles
66 route de Verneuil
78133 Les Mureaux
France

ABSTRACT

Principally for drastic cost reduction objectives, the current ARIANE 5's telemetry system had to be re-designed.

The challenge was to reach a significant recurring cost reduction for the hardware and, in the same time, to improve the system capabilities and reduce the « downstream costs » (integration, calibration, tests,...).

The new design, which is currently under qualification, fits all these objectives.

This paper describes both hardware innovations and benefits for all users..

INTRODUCTION

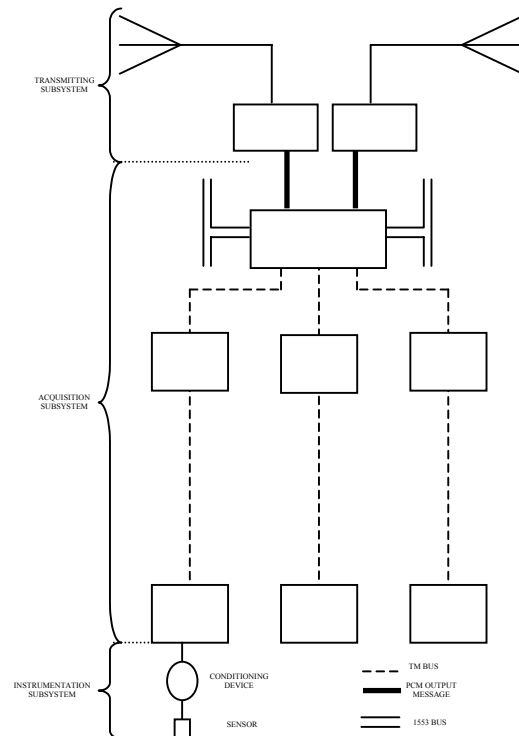
The mission of the ARIANE 5's telemetry system is to collect and process measurements on the launcher. The measurements are then sent to the ground for real time or post flight analysis.

This mission has to be accomplished under paradoxical constraints. A high quality level is required for measurements in order to have the best view on launcher's behavior. And at the same time, the system must be flexible enough to assume last minute change or failure, to be always quickly operational and the most adapted to the user's needs. The following paragraphs describe the reasons and means that made the ARIANE 5's telemetry system evolved and the expected benefits.

CURRENT TELEMETRY SYSTEM

The current design of the system is directly inspired from these used on the previous launchers of the ARIANE family.

The following picture offers an overall view of the system.



Architecture
of the ARIANE 5 telemetry system

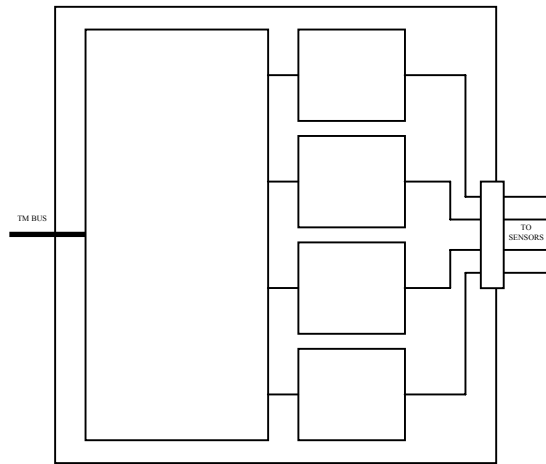
The different constituting subsystems

The system is divided in three main subsystems.

The transmitting subsystem is made of 2 antennas and 2 S-band transmitters to send the 1 Mbps data stream .

The acquisition subsystem is based on a Master/Remote configuration. Both Master Unit (MU) and Remote Units (RU) acquire data : either analog measurements, either status channels, or 1553 bus monitoring (by the MU only). The acquisition sequences and the output message are defined by different frame formats loaded in the MU. Therefore, the MU collects all data to build the output PCM message (CCSDS standard) before sending it to the S- band transmitters.

The instrumentation subsystem is made of the different sensors and the specific Conditioning Devices (CD) associated. Acquisition Units and CDs are most of the time gathered on an instrumentation platform to reduce the cabling.



Instrumentation Platform

System limits and today's requirements

The current system begins to show its age. Some devices become obsolete and the basic technology belongs now to the past. Besides, its architecture remains rather complex. So the flexibility of the system costs time and money. For example, its all-analog measurement chains can not be modified without a hardware intervention.

To these limits must be added several new constraints. The new system must indeed :

- realize a drastic reduction of costs,
- cope with the ARIANE5's forecast life time (around 15 years),
- offer at least the same level of telemetry performance than previously,
- increase the flexibility of use,
- be completely compatible with all the needs expressed by the future ARIANE5's missions (e.g. RF link with relay satellites),

Only a new design can afford a valuable solution.

NEW TELEMETRY SYSTEM

The overall architecture is maintained. Among the three subsystems, Instrumentation and Acquisition are those which have been redesigned. The new concepts described below are available on equipment developed by the French company *IN-SNEC*.

The main change lies in the **integration of a conditioning function** inside the Acquisition Unit (AU) and the consequently suppression of most of CDs from the system.

Another major evolution is the development of the concept of **modularity** in the Acquisition Unit. Henceforth, an AU is composed of a base block over which can be plugged Integrated Conditioning Modules (ICM). These modules are standard and can be plugged as well on the MU as on the RUs.

Integrated Conditioning Modules properties

Each module :

- can receive 20 standard (compatible with mostly all sensors) or Wheatstone bridge completion channels
- can provide 20 voltage or current source (wherever the source is used)
- provide a measurement of the internal temperature of the module (a correction is made internally to limit the temperature effect on the measurement).

Conditioning parameters

For each channel, conditioning parameters can be independently **programmed**.

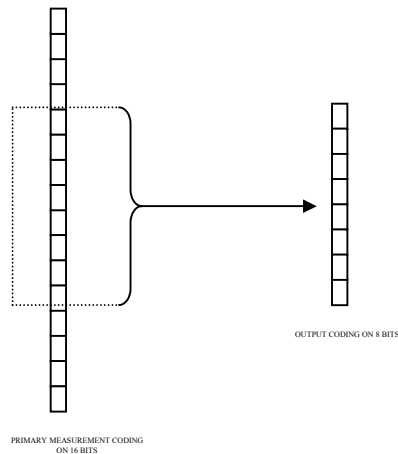
The nature (current or voltage) and level of power sources can be adapted to the sensor used (e.g. current source for piezoelectric sensors or shock sensors and voltage source for resistive or inductive sensors)

There is a lot of standard measurement ranges compatible with most of sensors output level : 0-5V, -2,5V-+2,5V, 0-2V,-1V-+1V, 0-200mV, -100mV-+100mV, 0-20mV, -10mV-+10mV

For the Wheatstone bridge completion channel, in addition to the standard measurement range, specific values can be programmed.

Each channel presents a zoom function. The measurement can be amplified and shifted thanks to

the following concept : all acquired data are basically coded on 16 bits. With the zoom function you can choose among the 16 bits, the 8 consecutive adapted to your needs. These parameters can be differently programmed according to the flight sequence.



Zoom function

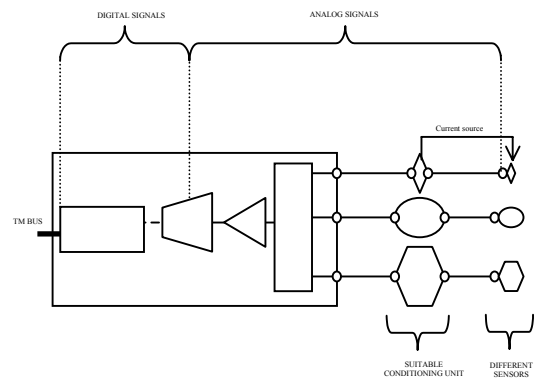
Digital filtering is also available. This is the same type for all channels : low pass Butterworth filter with more than 3 poles (so that the slope is around 18 dB/octave). For a given channel, the lower and upper cut-off frequencies are adjustable and can take different values during the flight sequence.

Unit downloading

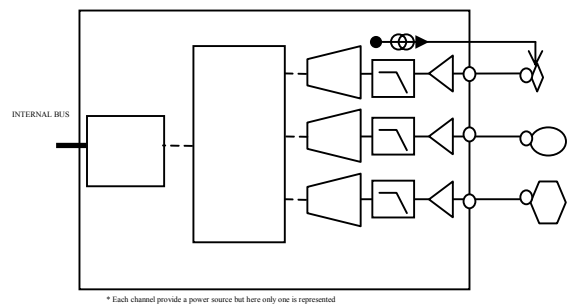
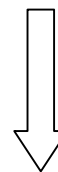
MU and RUs have to be set up for flight. So all requested parameters including (conditioning one) are coded in a binary file then **downloaded** via the 1553 bus into the MU or via the MU and the TM bus into the RU. The data are stored in an EEPROM so that they aren't erased after switch-off.

Acquisition chain

The **acquisition chain** has been modified, too. At first, the digital conversion system offers now one Analog-Digital Converter (ADC) per channel. Besides when no numerical filtering is programmed for a channel, the sampling frequency is different from the acquisition frequency. So, each channel is sampled at the same high frequency. When the measurement is requested, the provided value is obtained by averaging the N last samples. N is an integer depending on the acquisition frequency of the channel : the higher the frequency is the smaller N is.



Current Acquisition Unit



Acquisition chains on an Integrated Conditioning Module

The following picture offers a comparison between the previous and the new concept.

Some **specific functions** for the MU have also been developed to allow the telemetry system to achieve future ARIANE5's missions :

- convolutional coding of the PCM output message (required for use with a TDRSS, needed to improve the link budget for GEO mission with direct transmission between launcher and ground station),
- removable high capacity memory (more than 400 Mbytes) to record data during a mission with long non-visibility to ground station network.

BENEFITS AT SYSTEM LEVEL

Achieved improvements in measurement

The objective has been reached : the same quality is available and the following points have been improved :

- each channel presents a standard calibration (1st degree conversion law). Consequently the management of calibration data is eased.
- the new acquisition system decrease the average noise level of the chain.
- there is a better noise immunity for all the channel since they are digital instead of analog.
- the adaptability to user needs has been highly increased with a large choice of adjustable parameters (measurement range, power source, number and type of channels).
- the overall architecture is simplified.

Integration & Electrical definition

Both the electrical definition and the phase of integration of the telemetry system on the stage are clearly eased.

- the harness is lightened (no more cable between CDs and AUs).
- the instrumentation platforms required to group CDs and AU are suppressed.
- equipment are less numerous and less different then easier to place on stage.

Test sequences

The new design of the system makes it easier to check.

The simplified architecture (less connections and less equipment) also lightened the procedure by **reducing the number** of points to check.

Finally, the programmable conditioning has two main advantages in control:

- parameters can **easily be adapted** to the test.
- a software test is easier than a hardware one.

Failure and modification

The risk of propagation of a breakdown from one channel to another or to the whole unit is reduced since the channels are fully separated.

By splitting the channel on separated modules, most of the failure lead to change only a module instead of changing the complete unit.

Besides, the possible modifications on the system are simplified because :

- modules are standard : they can be used either on the MU either on the RU.
- channels are standard : they can be connected to any type of sensors.
- new parameters of the modified chain are quickly set up by reloading a new configuration.

The flexibility of the telemetry system is highly increased. Indeed the system can be easily fitted to a specific need for a flight configuration by removing or adding either a module or unit. It is also possible, during the flight to obtain the same channel with different conditioning parameters (e.g. modification of bandwidth for measurement of vibration or adaptation to the intensity of a foreseen event by changing the full scale range). The downloading procedure does not require to unsettle the unit and can be made directly on the stage or the launcher via the different buses.

CONCLUSION

A deep reduction of costs has forced the ARIANE5's telemetry system to evolve. The point was to modernize and to simplify while maintaining the quality level of the measurement and - at the same time - reducing the costs. It seems that the objective is almost reached. Indeed, new equipment are still under qualification. Functional validation tests on stage and launcher are in progress. And the first flight is scheduled for mid 2002.

DEVELOPMENT OF A SPECTRAL EFFICIENT BIT RATE AGILE AND IF FREQUENCY SELECTABLE FQPSK COMMERCIAL AND GOVERNMENT TELEMETRY DEMODULATOR

Dr. Paul Eastman and R. B. Formeister
RF Networks, Inc.
10201 N. 21st Avenue, Unit 9
Phoenix, Arizona 85021
U.S.A.

ABSTRACT

RF Networks has completed the development of a telemetry demodulator that uses the Feher-patented Quadrature Shift Keying (FQPSK) ^[1] modulation technique that more than doubles the spectral efficiency of current methodologies. The modem was developed, using high levels of simulation resulting in innovative hardware and software technologies.

Pioneering efforts resulted in the first transmitter/receiver pair to be flight proven utilizing the FQPSK modulation technique. More recent testing has confirmed the initial data and the performance of a commercial receiver. Results of these tests confirmed an acceptable alternative to PCM-FM that provides a significantly improved spectral utilization.

The performance of a newly available data rate agile receiver for aircraft and missile telemetry, developed under a US Air Force contract, will be discussed. The receiver is data rate selectable for any data rate between 1 Mbits/sec to 20 Mbits/sec. Acquisition times vary from 500 ms at 1 Mbits/sec to 25 ms in the range of 5-20 Mbits/sec. The receiver meets these acquisition times even when the carrier uncertainty is as great as 100 kHz and the symbol rate uncertainty as great as 0.1%. A comparison will be made with the theoretical performance of a FQPSK system as calculated by NASA JPL.

BACKGROUND

RF Networks was founded in 1993. The founders had been working for Fairchild Data Corporation, a prominent manufacturer of satellite and terrestrial communications products that had decided to drop the terrestrial product lines in favor of its core satellite business. Through the assistance of a European distributor based in Belgium, the founders, including the Fairchild Data Vice President of Engineering and the Terrestrial Line Marketing/Product Manager, funded a buy out of one product line and began initial efforts on the new

modem that would eventually be used as a platform for the Feher-patented Quadrature Shift Keying (FQPSK) ^[1] modem.

In early 1995, RF Networks was approached by Dr. Kamilo Feher. Dr. Feher was aware that RF Networks produced a modem that used a phase shift keying modulation technique and wanted to adapt it to transmit and receive the patented Feher Quadrature Phase Shift Keying (FQPSK) modulation. It was determined that there were at least two separate modifications. The first was to modify the modulation circuitry to use the wavelet generation technique described in Dr. Feher's patents. The second involved modifying the demodulator to receive the transmitted OQPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keyed) signal instead of the standard QPSK signal.

A PERSPECTIVE OF FQPSK DEVELOPMENT AT RF NETWORKS

The initial approach was to use the output of an external box injected into the RF Networks Model 5450 QPSK Modulator modulator input. The signal injection was in place of the I and Q generation from the normal QPSK baseband generator. This approach initially allowed RF Networks' engineering staff to experiment with the FQPSK signals at various data rates and power levels. This experimentation proved invaluable in the process of productizing Dr. Feher's concepts.

Initial testing of the modems proved very encouraging and led to additional interest to more closely examine the details of the FQPSK modulation technique. These details were quite apparent to us at RF Networks but were not obvious to the investigators - many of whom presented last year at the FQPSK Forum at ETC-2000 in Garmisch Germany. The modems were returned to RF Networks for the addition of special modifications. Special access was provided to make both I and Q channel baseband signals available. This was done for both the modulator and the demodulator. The modifications allowed the signals to be probed while

protecting the modem from perturbations caused by voltage drops or transient inputs. To make the observed signaling more meaningful, the symbol clock was also brought out providing accurate timing.

FROM COMMERCIAL TO MILITARY PRODUCTS

RF Networks began participation with the US Department of Defense FIRST (Family of Interoperable Range System Tranceivers) in February of 1996. The need for improved spectrum utilization was obvious. It became readily apparent that practical research into the real world transmission properties of FQPSK was needed before it could become the basis of a new telemetry standard. RF Networks was in a position to be able to economically adapt its products to the needs of those investigating potential modulations.

Our standard cable modem product was modified to meet the needs of FIRST researchers from the United States Army, Air Force and Navy. Since practical experimentation required transmission from an airborne platform, the modem needed to be stabilized for flight. Synthesizer robustness was increased to provide greater phase lock loop stability, internal support structures were added to decrease sensitivity to external vibration, and circular metal shell power connectors were added to the modem. Finally, the wavelet assembly software was redesigned to handle both the access and the timing stability needed to meet the requirements of data rates of 10 Mega-symbols per second or more.

Operational modems were delivered to three branches of the United States military for practical range testing. Flight testing of these modems proved the viability of FQPSK as a replacement for PCM/FM to provide for the expected higher spectral density requirements of the telemetry world. Investigations were conducted by Messrs. Law^[2] and Jefferis^[3] and the results of their experimentation with operational FQPSK were presented at several conferences during 1999 and 2000.

As the ARTM (Advanced Range Telemetry) Program^[4] specification came together, RF Networks was once again called upon to assist in developing a specification that insured conformance and interoperability between all potential product developers. Specifically, Mr. Richard Formeister was asked to develop an unambiguous description of Dr. Feher's patent as well as the differential encoding methodology. Several other suggestions were also made to insure that any developed products would work in real world installations.

Confidence in our position as the industry leader in implementation and innovation led us to begin development of our new third generation products well in advance of the award of the U.S. Department of Defense (ARTM) contract. Heavy use of simulation has allowed us to investigate a number of details within the implementation of the FQPSK modulation. The responses, in the areas of phase transitions from one symbol to another, has proved to be extremely insightful and has led to what we consider is a particularly strong performing product. Similar simulations using our existing products predicted the validity of this technique in comparison with known performance.

Strong use of simulation paralleled circuit board development. The simulation platform used by RF Networks is System View by Elanix, an Advanced Dynamic System Analysis software package. Each subsystem was initially designed using the simulator and then breadboards were built to compare actual performance with that predicted by the simulator. Each time the breadboard performance differed from the prediction, both the physical circuit and the simulation design were examined to understand the variances. Elements were exchanged and comparison began anew. Simultaneous simulations were made using the designs of existing products. This strategy allowed RF Networks to thoroughly understand the simulator and learn exactly how to interject board layout factors into the simulation. As each subsystem was completed that subsystem was integrated with previous developments in both the breadboards and the Elanix simulator.

The design relies heavily on FPGA technology. This provides multiple benefits. It reduces the parts count, simplifies the interconnect and most importantly allows access to examine and adjust internal circuit timing. This latter benefit was distinctly absent in fully integrated solutions such as the Intersil HSP50210 chip. Furthermore, new functions are easily incorporated when desired. Confidence in the design that relied heavily on FPGA technology, allowed RF Networks to go directly from the breadboard subsystems to a pre-production printed circuit board. The parallel simulation technique was validated when the initial version of the printed circuit board proved to be only trivially different from the final layout.

The resulting product, the RF Networks Model 2120 Telemetry Demodulator, is a very successful design. Its resulting measured bit error rate is within 0.3 dB of the NASA JPL prediction based on theory.^[5] The available bit rates are 1 through 20 megabits per second at either 20 or 70 MHz. Initial acquisition times range from 500 milliseconds at 1 megabit per

second to 25 milliseconds at 5 through 20 megabits per second. The Model 2120 meets these acquisition criteria while tolerating a wide carrier uncertainty of ± 100 kHz and a wide symbol uncertainty of $\pm 0.1\%$ at an acquisition threshold of E_b/N_0 of ~ 4 dB.

All the parameters or modes of the Model 2120 are manually programmable or via an IEEE-488^[6] interface. It has been qualified to United States MIL-STD environmental and EMC requirements. The RF Networks product has low power consumption and a highly linear RSSI (receive signal strength indicator) output.

The ARTM lab at Edwards AFB, California, has standardized on the RF Networks modulator for all demodulator tests. In addition, the performance of the RF Networks product has proved itself to be consistently solid enough in actual range testing that the ARTM lab has standardized on the Model 2120 for compliance testing of all transmitters.

FUTURE DEVELOPMENTS

There is on-going research into developing an operational mode that will allow a fast reacquisition on the order of 5 to 25 milliseconds at any data rate. RF Networks is also looking at several other enhancement strategies to provide improved diversity control.

REFERENCES

- [1] K. Feher et al.: U.S. Patents 4,339,724; 4,567,602; 4,644,565; 5,491,457; 5,784,402, post-patent improvements and other U.S. and international patents pending. For Feher patented FQPSK and Feher patented GMSK licensing and technology transfer information, on an equal-opportunity, non-discriminatory basis with uniform terms and at a fair market price contact: FQPSK Consortium- Digcom, Inc., c/o Dr. Kamilo Feher, 44685 Country Club Dr.; El Macero, CA 95618, USA . Tel. 530-753-0738; Fax 530-753-1788 E-mail: feherk@yahoo.com
- [2] E. Law: "IRIG FQPSK-B Standardization Progress Report," Member, RCC Telemetry Group, NAWCWD, US Navy, Pt. Mugu, California , USA, Proceedings of the European Telemetry Conference, ETC 2000, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
- [3] R. P. Jefferis: "FQPSK-B Performance in Air-to-Ground Telemetry," TYBRIN Corp., Edwards Air Force Base, California, USA, Proceedings of the European Telemetry Conference, ETC 2000, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
- [4] U.S. Department of Defense Solicitation F04611-99-R-0005; Advanced Range Telemetry Project; Edwards Air Force Base, California, USA.
- [5] Marvin K. Simon and Tsun-Yee Yan, "Unfiltered FQPSK - Another Interpretation and Further Enhancements", Applied Microwaves & Wireless, March 2000
- [6] ANSI/IEEE Std 488.1-1987 "IEEE Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation" and IEEE Std. 488.2-1992 "IEEE Standard Codes, Formats, Protocols, and Common Commands for Use with IEEE Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation". Published by The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, NY.
- [7] K. Feher: "Standardized Feher patented FQPSK Doubles and 2nd generation FQPSK Could Quadruple Spectral Efficiency of PCM/FM Telemetry, of Feher patented GMSK and of Alternatives", Proceedings of the European Telemetry Conference, ETC 2000, Garmisch-Partenkirchen, Germany, May 22-25, 2000
- [8] IRIG STANDARD 106-00 "Telemetry Standards" [Note :For higher bit rates ,when better bandwidth efficiency is required, the IRIG 106-00 Telemetry Standard specifies the use of Feher' s patented Quadrature Phase Shift Keying (FQPSK-B) . This Standard has been approved for Public Release-Distribution is Unlimited. See : <http://technet0.jcte.jcs.mil/RCC/manuals/106-00/> . Published by Secretariat of Range Commanders Council, U.S. Army, White Sands, New Mexico 88002-5110, USA , January 2000.
- [9] Digcom, Inc. : "FQPSK-B, Revision A1, Digcom -Feher Patented Technology Transfer Document, January 15,1999 " , El Macero ,CA, January 1999. [Note: This Digcom, Inc. proprietary document is available to Digcom's Licensees of the Feher patented FQPSK and GMSK Technologies , from Digcom, Inc]. The IRIG STANDARD 106-00 references (on page 2-5) this Digcom document for the use of the standard specified FQPSK-B. See : <http://tecnet0.jcte.jcs.mil/RCC/manuals/106-00/>. For FQPSK -GMSK Technology Transfer and Licensing Contact: Digcom, Inc., c/o Dr. Kamilo Feher, 44685 Country Club Dr.; El Macero, CA 95618, USA Tel. 530-753-0738; Fax 530-753-1788 E-mail: feherk@yahoo.com
- [10] K. Feher : "*Wireless Digital Communications: Modulation & Spread Spectrum Applications*" - Book published by Prentice Hall, 1995. ISBN 0-13-098617-8

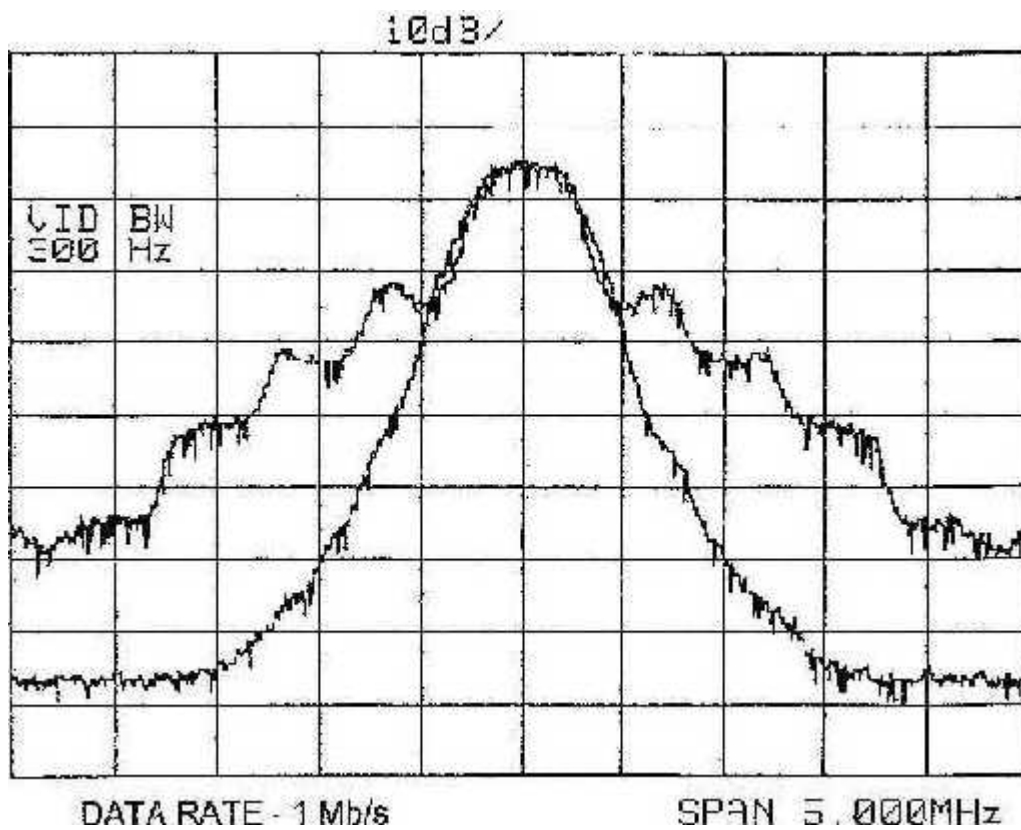


Figure 1 - RF Spectra for 1 Mb/s filtered FQPSK and QPSK (non-linear amplifier).

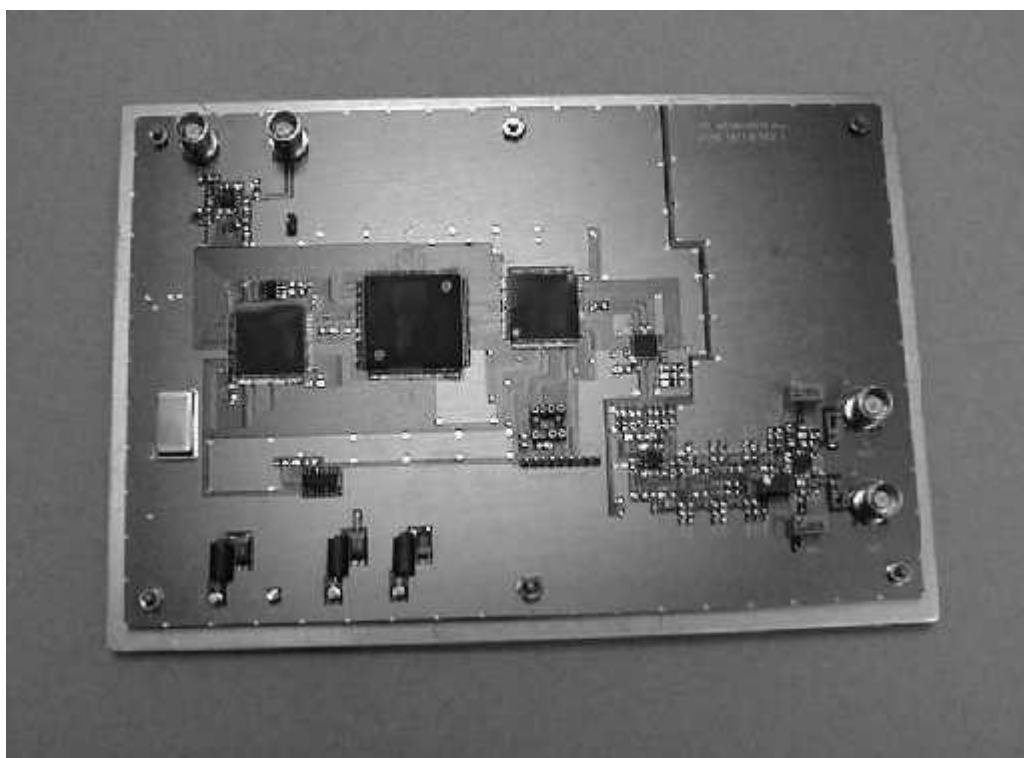


Figure 2 - RF Networks data rate agile FQPSK Baseband Modulator



Figure 3 - RF Networks data rate agile Model 2120 Telemetry Demodulator

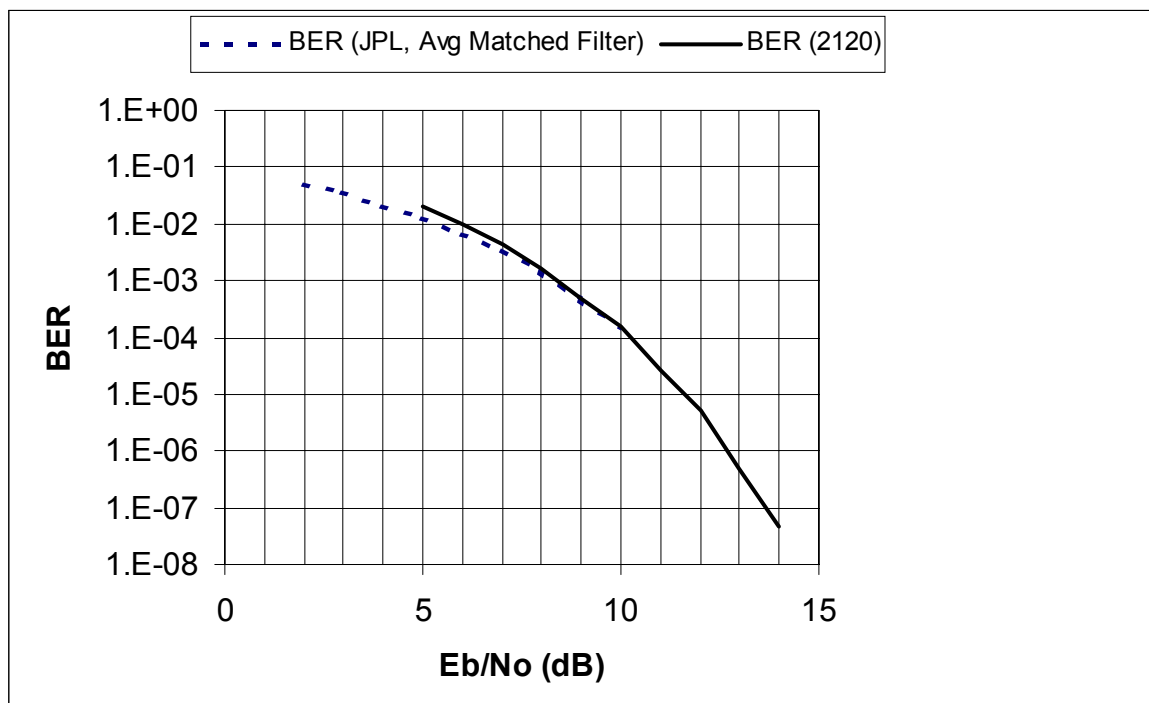


Figure 4 - Model 2120 Measured Performance vs. NASA JPL Prediction

LE « FORMAT DESCRIPTEUR COMMUN » : UN MOYEN DE CONFIGURER LES MOYENS DE DECOMMUTATION DE MESSAGES TELEMESURES OU ENREGISTRES

Marc CHAMAYOU
Centre d'Essais en Vol d'Istres
Délégation Générale pour l'Armement

1 RESUME SUCCINCT

Le Format Descripteur Commun (FDC), dont les premières versions datent des années 80, est une interface entre les producteurs de messages télémésurés ou enregistrés et les moyens de traitement associés. Il permet d'assurer la mise en configuration automatisée de ces derniers pour un grand nombre de formats et d'installations d'essais. Simple d'utilisation, implémenté sur un grand nombre de systèmes, il peut décrire un message depuis son format électrique jusqu'à la production de données en « grandeurs physiques » significatives pour un responsable d'essais. Ce format, les outils informatiques développés pour son interprétation ou sa génération, ainsi que les formats descriptifs annexes sont libres de droit et directement accessibles dans le domaine public. Alternative du TMATS de la recommandation Irig 106 (référence [1]), le FDC est une solution adaptée aux besoins de description des messages d'essais usuels.

2 INTRODUCTION

Contexte et besoins

L'objectif des essais est de fournir un ensemble de mesures destinées à contribuer au développement, à valider, ou qualifier un équipement ou un système. Ce but ne peut être en général atteint qu'avec l'exploitation de données de mesure en provenance de différents capteurs ou de l'équipement en essai lui-même.

Les essais en ambiance embarquée (sur avions, missiles, véhicules) se distinguent des essais en laboratoire par l'environnement parfois contraignant auquel ils peuvent être soumis et en particulier sur les difficultés à enregistrer ou transmettre l'ensemble des données mesurables (capacité limitée par exemple). La généralisation du numérique aussi bien sur les matériels en essais que sur les moyens d'essais permet d'offrir une plus grande souplesse dans la récupération des mesures. La sélection des paramètres mesurés et collectés peut être adaptée en fonction des besoins d'un essai particulier par simple reconfiguration des moyens de l'installation d'essais.

Cette flexibilité des messages produits (enregistrés ou télémésurés) par les installations d'essais nécessite une souplesse identique au niveau des moyens de traitement et d'exploitation associés.

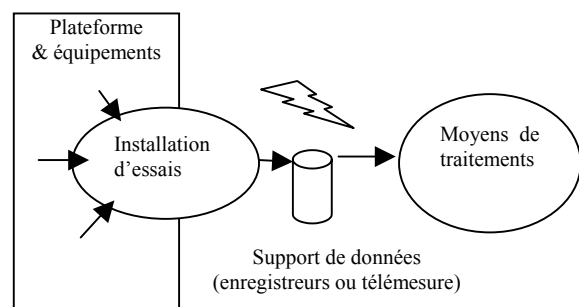


Figure 1

La figure 1 représente le synoptique fonctionnel d'une chaîne de traitement classique pour un essai. Les messages numériques produits par une installation d'essais sont des messages PCM (Pulse Coded Modulation).

Les moyens de traitement s'adaptent à des messages issus de plusieurs types d'installations d'essais de technologies souvent différentes. Il n'existe en général pas de système de configuration communs entre les moyens d'essais bord et les moyens de traitement.

La mise en configuration d'un dispositif complet d'essai nécessite la mise en configuration de ces deux moyens distincts, dont les interfaces ne sont pas identiques, souvent propriétaires et rarement compatibles.

Cette double mise en configuration nécessite souvent des ressources importantes, et s'avère être une source d'erreur non négligeable dans la mesure où elle ne peut être automatisée ou formalisée.

L'objectif du format de fichiers « Descripteur Commun » (DC) est précisément de créer une interface homogène pour la configuration entre les moyens de traitement et les moyens d'installation d'essais, permettant de réduire les temps de préparation et les sources d'erreurs potentielles.

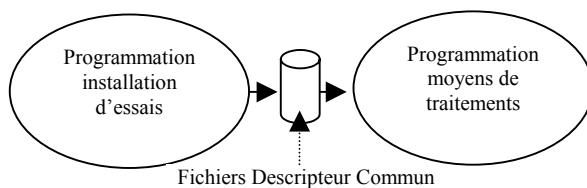


Figure 2

La figure 2 représente le principe d'une mise en configuration au moyen de fichiers Descripteur Commun. L'outil de programmation d'installation d'essais permet de générer les fichiers DC utilisés par l'outil de programmation des moyens de traitement.

Bénéfices connexes

L'adoption d'un format unique permet de réduire les coûts de développement des moyens de traitement en uniformisant les interfaces de configuration.

Pour les installations d'essais existantes dont les moyens de configuration ne permettent pas de générer ce type de message sans des modifications importantes, difficiles à réaliser, deux types de solutions peuvent être adoptées :

- La première consiste dans le développement d'outils de conversion adaptés au format natif des outils de programmation existant vers le format Descripteur Commun. Cette première solution permet de pérenniser un type d'installation d'essais vis à vis des outils de traitement associés.

- La seconde solution réservée aux moyens de programmation qui ne disposent pas d'un format de sortie même natif repose sur l'utilisation d'une Interface Homme Machine unique de génération de Descripteur Commun. Dans ce dernier cas, le risque d'erreur et le temps de configuration restent importants mais un unique outil permet d'assurer la génération de fichiers Descripteur Commun pour l'ensemble des moyens d'essais existants et à venir.

Contraintes et exigences

Le format retenu doit supporter l'ensemble des messages PCM télémésurés ou enregistrés utilisés pour des essais. Or l'historique des développements d'installations d'essais a conduit à développer des formats de message pour des besoins spécifiques préalablement à l'établissement d'une norme internationale. Ces formats demeurent et restent incompatibles de certaines recommandations. La prise en compte de ces formats est une contrainte.

Par ailleurs, ce format de description doit rester simple. Un fichier de ce type doit pouvoir être modifié manuellement au moyen d'un simple outil

d'édition sur toute plate-forme informatique. L'interprétation de son contenu ne doit pas être dépendante de la plate-forme d'exploitation ou de génération (indépendance vis à vis de l'indianisme par exemple).

Par ailleurs, les formats de message produits par les installations d'essais évoluent sans cesse, et la définition d'un format définitif semble aujourd'hui illusoire. Ce format doit être suffisamment évolutif pour supporter des évolutions de spécifications avec une compatibilité ascendante assurée.

3 HISTORIQUE DU DESCRIPTEUR COMMUN

Le format Descripteur Commun est un format de fichier qui répond à l'ensemble de ces besoins et exigences. Les premières versions des spécifications (1.x) datent du milieu des années 80. Ces premières versions, développées dans le cadre du développement du centre Cigale au CEV d'Istres ont évolué pour supporter l'ensemble des formats de message usuels. Des outils d'interprétation et de génération ont été développés sur différentes plates-formes informatiques.

La prise en compte des PCM constitués de mots de 32 bits ou plus a nécessité une évolution de ces spécifications en 1994 (version 2.0.x). Ces spécifications ont été intégrées dans les systèmes de traitement développés pour le CEV. Des évolutions ont continué d'être apportées à ce format en collaboration avec les principaux industriels du domaine des essais.

Les spécifications de ce format de message sont actuellement en version 2.1.0 et permettent de décrire des messages PCM télémésurés ou enregistrés et certains messages informatiques classiques (trames RS232, trames VIGIE sur réseaux informatiques).

4 PRINCIPES FONDAMENTAUX

Structure générale

Le format Descripteur Commun est composé d'un certain nombre de fichiers au format ASCII simplement éditables. Les fichiers, qui composent une livraison au format Descripteur Commun, dépendent de la nature du message et du niveau de détails des informations transmises. Certains fichiers sont réservés à des messages particuliers, certains fichiers optionnels permettent de fournir des informations complémentaires (datation et incertitude par exemple).

La fourniture d'un Descripteur Commun permet de décrire l'ensemble des traitements à réaliser sur un message de données (PCM, liaison série, messages réseau) depuis son acquisition jusqu'à la

fourniture de données en grandeurs physiques significatives directement exploitables par un responsable d'essais. De façon simplifiée, l'organisation de l'ensemble de ces fichiers est à rapprocher d'une chaîne de traitement standard de ce type de message : chaque fichier permettant de mettre en configuration un niveau logique de traitement.

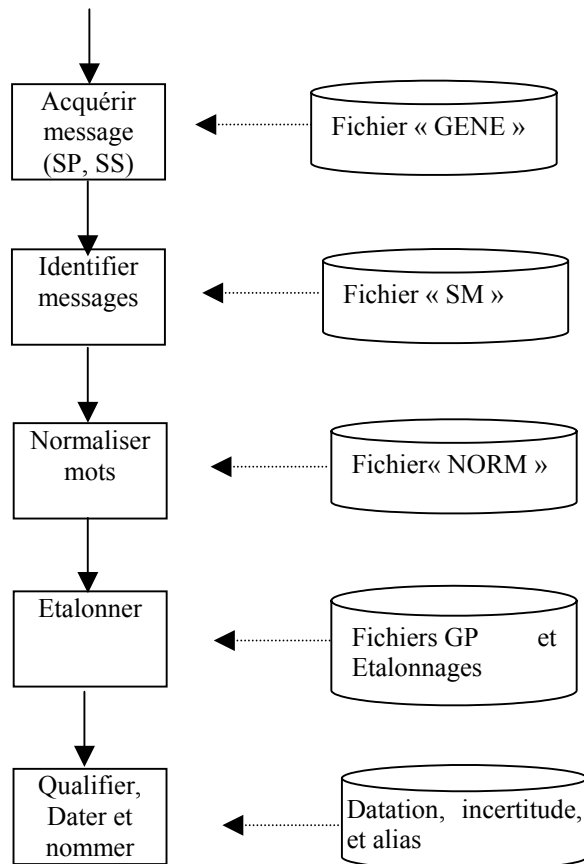


Figure 3

La syntaxe utilisée dans tous les fichiers Descripteur Commun repose sur deux types de structures différentes :

- Structure à mots clefs : valeurs suivies précédées par un mot clef d'identification.
- Structure figée de ligne avec séparateurs de champs : les valeurs sont identifiées en fonction de leur position dans la ligne.

Fichier de description générale « GENE »

Ce fichier obligatoire permet d'identifier la nature de message attendu (PCM, RS232, réseau), de décrire la nature électrique du codage (informations qui permettent de réaliser la synchronisation primaire), de décrire la structure générale du message (informations qui permettent de réaliser une synchronisation secondaire).

Fichier de description de structure « SM »

Le fichier « SM » est obligatoire et destiné à décrire l'ensemble des cycles possibles qui constituent le message jusqu'à la granularité du mot (composé d'un nombre variable de bits en fonction du message traité). Il existe différents types de fichiers SM adaptés aux différents types de message (Irig, Daniel, Vigie).

Fichier de normalisation « NORM »

Le fichier de normalisation permet de décrire les traitements binaires préalables à l'étalonnage. Ils permettent de regrouper plusieurs mots bruts, de masquer certains bits ou champs de bits, d'effectuer des permutations circulaires sur ces champs de bits. Les normalisations n'étant pas nécessaires en fonction du type de message traité, ce fichier est optionnel.

Fichier d'étalonnages « ETAL »

Le fichier d'étalonnage permet de décrire les opérations qui peuvent être appliquées à un mot brut (décrit au niveau du SM ou après normalisation) pour obtenir une grandeur physique significative pour un responsable d'essais.

Pour satisfaire les besoins d'essais variés, le fichier supporte plus d'une dizaine d'étalonnages différents (polynomial, segmenté, hyperbolique, exponentiel, BCD etc.).

Fichier des grandeurs physiques « GP »

Ce fichier permet de décrire les grandeurs physiques significatives supportées par le message : nom, unité, origine des mots bruts qui permettent d'élaborer ce message, normalisations et étalonnages à appliquer, type informatique final (après la chaîne de traitement).

Fichiers optionnels annexes

Fichier de nomenclature

Historiquement, les premiers systèmes informatiques qui traitaient des données de mesure comportaient certaines limitations, notamment concernant la taille et les caractères utilisables pour un nom de paramètre en grandeur physique significative. Ces limitations ne sont plus compatibles des besoins actuels des essais. Ce fichier permet tout en conservant une compatibilité ascendante de fournir un identificateur affranchi de ces limites.

Fichier de datation

Il est possible d'identifier dans le fichier « GP » un moyen de datation par défaut des paramètres

produits : datation à l'acquisition, datation par temps de zone Daniel etc.

Néanmoins, cette méthode ne permet pas de décrire précisément tous les cas. Le fichier optionnel de datation permet de prendre en compte des décalages systématiques ou variables (en fonction de la position dans un cycle par exemple) et de traiter les cas plus particuliers (format de datation nouveau, utilisation d'une autre grandeur physique).

Fichier de sous-commutation dynamique

Ce fichier est destiné à décrire des mises en grandeurs physiques significatives alternatives de différents paramètres conditionnées par des valeurs d'autres mots du message.

Fichier des incertitudes

Ce fichier optionnel permet de décrire l'incertitude de mesure (ou issue de la chaîne d'acquisition / traitement) résultante sur un paramètre produit en grandeur physique significative. L'incertitude peut être constante (majorante) ou déterminée par un autre paramètre en grandeur physique.

Fichier multi-rampes

Ce fichier est destiné à permettre des mises en grandeurs physiques différentes pour un même paramètre en fonction d'un autre mot du message.

5 « FOURNITURES » DESCRIPTEUR COMMUN

Les spécifications

Le format Descripteur Commun a été conçu pour réduire l'hétérogénéité des vecteurs de mise en configuration des moyens de traitement. En conséquence ses spécifications sont ouvertes et totalement libres d'utilisation.

Les spécifications sont amenées à évoluer en fonction de nouveaux besoins, de corrections et de précisions techniques. Le « Club des utilisateurs du Descripteur Commun » qui est ouvert à tous les industriels utilisateurs, est chargé de la prise en compte des nouveaux besoins et de l'évolution de ces spécifications.

Les outils informatiques

Le CEV a développé une librairie informatique destinée à permettre une interprétation et une génération simplifiées de fichiers au format Descripteur Commun.

Cette librairie est fournie gratuitement et librement sous forme de sources à tous les industriels qui la demande, pour l'intégrer dans un système ou un produit. Chaque utilisateur de la librairie peut être amené à identifier et à corriger des anomalies, à étendre le périmètre fonctionnel, à porter cette librairie vers une nouvelle plate-forme.

Afin d'assurer la pérennité de ces développements, l'ensemble des modifications apportées sont retournées au CEV, qui en assure la gestion de configuration et met à disposition de tous les utilisateurs les nouvelles versions (à intervalles réguliers ou suite à des modifications majeures).

Développée en C++, cette librairie est disponible sur plate-forme SUN Solaris, SGI Irix, PC Windows.

Par ailleurs, certains outils développés autour du FDC et notamment des outils de conversion de format (depuis ou vers le Descripteur Commun), qui sont développés au moyen de cette bibliothèque peuvent être fournis sous forme de fichiers sources ou de binaires.

6 APPLICATIONS PRATIQUES DU FDC

Le format Descripteur Commun est utilisé sur un certain nombre de systèmes d'acquisition ou de programmation d'installation d'essais.

- La base de données BODIE de Dassault Aviation est capable de générer un fichier Descripteur Commun pour décrire un message PCM configuré par ce moyen. Un FDC peut permettre de réaliser la mise en grandeur physique des moyens d'acquisition.

- Le système de traitement de SNECMA Essais en Vol adapté au Daniel 2000 est capable d'interpréter des fichiers Descripteur Commun pour réaliser la mise en configuration.

- Le produit ADVANTYS de la société ENERTEC supporte le format Descripteur Commun comme vecteur de configuration.

- Le produit MAGALI de la société HTS est capable de supporter des fichiers Descripteur Commun.

- L'actuel système RACE et le futur système HORACE du CEV sont capables de générer et d'interpréter du format Descripteur Commun. Le FDC est imposé pour tous les systèmes de traitement développés au profit du CEV. Le calculateur KSYT du système SYTRAM sera capable de générer un ensemble de fichiers Descripteur Commun pour décrire les trames réseau qu'il diffusera.

7 COMPARAISON AVEC TMATS

Recommandation Irig 106

La recommandation Irig 106 (référence [1]) définit les différents formats de message qui peuvent être supportés par une télémesure. Le chapitre 9 propose une syntaxe de description des messages et des installations d'essais : le Telemetry Attributes Transfer Standard ou TMATS.

Périmètre et fonctionnalités comparées

Le TMATS permet de décrire un message télémessuré complet depuis son numéro de version jusqu'à la mise en grandeur physique des paramètres. Les objectifs du TMATS et du FDC sont semblables.

Néanmoins, le format TMATS permet d'identifier certains points écartés du périmètre du FDC : description des sources de message, description des antennes ou des enregistreurs etc.

Comparaison des solutions techniques

Les deux formats reposent sur des solutions techniques similaires : fichiers ASCII éditables, identification par mot clef.

TMATS décrit un dispositif d'essais complet : l'ensemble des messages traités peuvent être regroupés dans un même fichier TMATS alors que chaque FDC décrit un message PCM et un seul.

La hiérarchisation de l'information s'effectue au moyen de groupes dans le format TMATS alors qu'elle s'effectue sous forme de fichiers distincts dans le FDC. Le tableau suivant récapitule de manière synthétique et non exhaustive une correspondance entre les groupes TMATS et les fichiers DC.

TMATS	FDC
Groupe G : Général information	Fichier GENE
Groupe T : Transmission Attributes	Fichier GENE
Groupe P : PCM Format Attributes	Fichiers GENE et SM
Groupe D : PCM Measurement Desc	Fichiers SM
Groupe C : Data Conversions	Fichiers GP, NORM et ETAL

Utilisation du FDC ?

Bien que le périmètre du FDC soit plus réduit que celui de TMATS, le FDC comporte un certain nombre d'avantages :

- le FDC permet de décrire des formats dont la description ne serait pas possible avec TMATS : le FDC permet en effet de décrire des messages non pleinement supportés par la recommandation comme le CE83, les trames réseaux ou RS232 respectant le format VIGIE, l'acquisition totale ou intégrale de bus.

- les bibliothèques permettant de manipuler du FDC sont libres d'accès et les développements facilités sur ce type de format.

- le FDC permet de prendre en compte des informations complémentaires comme l'incertitude et la datation explicite des paramètres.

- le FDC est déjà utilisé sur un grand nombre de systèmes ou de produits permettant de traiter des données d'essais.

8 STANDARDISATION DES UNITES

Besoin

L'échange de descriptif de messages numériques implique la bonne interprétation des différents champs. En particulier, le format Descripteur Commun permet de véhiculer l'unité des paramètres en grandeurs physiques significatives.

Certains systèmes interprètent l'unité pour des traitements complémentaires (conversion automatique d'unité pour l'utilisateur final par exemple). Ce champ ne doit alors pas être considéré comme un simple champ textuel.

L'interprétation homogène de FDC impose des règles d'appellation communes et strictes pour les unités.

Norme et standardisation

La série de normes en référence [2] définit les différents unités (par grandeur physique) et les abréviations retenues. Le choix d'un codage ASCII ne permet pas l'utilisation de symboles grecs comme « μ » par exemple dans un fichier GP. Le respect de la norme sur un fichier de ce type ne peut être réalisé. Les utilisateurs du format Descripteur Commun ont souhaité prolonger la démarche d'homogénéisation en proposant une standardisation de l'appellation des unités.

Cette dernière, fournie en référence [3], respecte pour tous les cas possibles la nomenclature recommandée par la norme en référence [2] et propose une appellation de substitution pour les autres unités (comportant un symbole grec, une notation en exposant etc.).

Conversion automatique d'unités

Le respect de cette nomenclature permet d'inclure aisément au sein de systèmes de traitements des fonctionnalités additionnelles comme la conversion automatique d'unité.

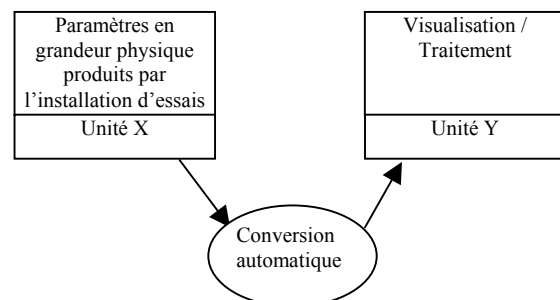


Figure 4

Un responsable d'essais souhaite visualiser dans l'unité Y, un paramètre produit dans l'unité X par l'installation d'essais (unité X qu'il ne connaît pas nécessairement). Si les unités X et Y respectent la nomenclature définie en [3], une solution de conversion automatique de X vers Y peut être calculée aisément.

Le CEV a adopté un format de fichier descriptif des unités et des valeurs de conversion par grandeur physique homogène. Les spécifications de ce format sont fournies en référence [4]. L'adoption de ce simple fichier ASCII comme moyen de paramétrage des systèmes de traitement est un moyen souple d'assurer leur ouverture et leur homogénéité dans l'interprétation des unités.

9 CONCLUSION

Le FDC est un format de description de messages télémesurés, enregistrés ou transmis par réseaux informatiques. La solution proposée n'est ni unique ni particulièrement innovante, mais s'inscrit dans une démarche d'harmonisation des interfaces entre les systèmes, de réduction des temps de mise en configuration, et de réduction des coûts de développement. Les outils permettant des développements informatiques plus rapides sont fournis librement avec les spécifications sous forme de sources et peuvent être incorporés au sein de tout produit ou système.

Le FDC est d'ores et déjà un format adopté par un grand nombre d'industriels, sur des systèmes ou des produits de traitements des données d'essais.

Le FDC reste un format ouvert et adaptable aux nouveaux besoins. Le « Club des utilisateurs du Descripteur Commun » assure la prise en compte de ces nouveaux besoins et définit l'évolution des spécifications.

10 GLOSSAIRE

CEV : Centre d'Essais en Vol

Cigale : centre de traitement de données d'essais télémesurées et enregistrées du CEV d'Istres.

DCE : Direction des Centres d'Essais de la DGA

FDC : Format Descripteur Commun ou Fichier Descripteur Commun

Format CE83 : format de message à plusieurs cycles courts pouvant contenir un autre message de type Daniel enfoui.

Format Daniel : type de message à un cycle court composé de zones asynchrones identifiées par un mot de synchronisation.

IHM : Interface Homme Machine

Indianisme : type de problème rencontré entre des plates-formes informatiques dont les formats binaires utilisent un ordre de mot « poids fort en tête » (type Motorola) ou un ordre de mots « poids faible en tête » (type Intel).

PCM : (Pulse Coded Modulation) Message supportant des données numériques d'essais.

Synchronisation primaire : étape consistant à générer un message numérique série.

Synchronisation secondaire : étape consistant à partir d'un message numérique série à identifier les cycles d'un message au moyen d'un motif de synchronisation

TMATS : Telemetry Attributes Transfer Standard. format recommandé par l'Irig 106 pour le transfert de données descriptives de messages télémesurés.

Vigie applicatif : logiciel de guidage utilisé dans tous les centres de la DCE

Vigie format : format de données utilisé pour le transport des informations

11 REFERENCES :

[1] : Norme Irig 106-99.

[2] : Normes NF X 02-200 à NF X 02-207

[3] : Document de Référence Générale Mesure 001. Nomenclature des unités utilisables sur les moyens d'exploitation.

[4] : Spécification Techniques pour la gestion de paramètres dans Race. Document Dassault Aviation Istres 30103.

[5] : Spécification de format télémesure CE83 du 4 juillet 1988.

HIGH BIT RATE TELEMETRY RECEIVER WITH PLL FM DISCRIMINATOR

Xiao shiwei, Zhou Banghua, Zhou Jie

Xinan Electronic Engineering Institute P.O.

Box: 919-517 Mianyang Sichuan

621900 P.R. China

ABSTRACT:

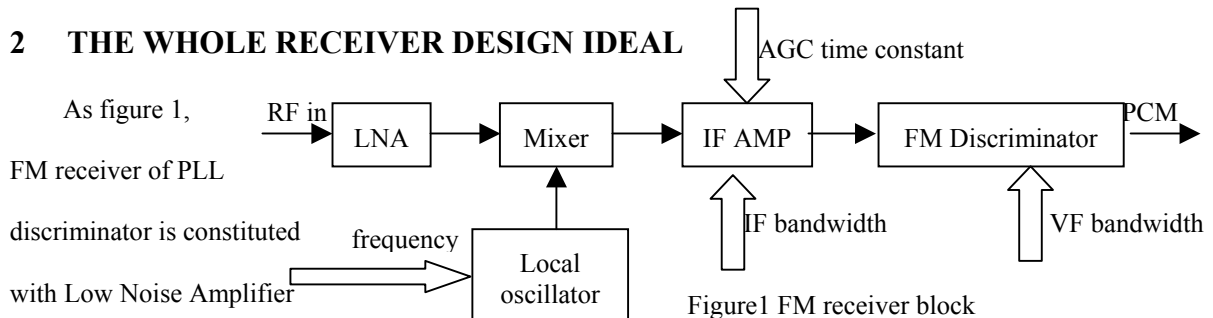
This paper mainly describes high bit rate telemetry receiver with phase-lock loop FM discriminator. At first, the whole design idea including noise figure and dynamic range is introduced, and then the theory and merit of the PLL FM discriminator is discussed during the introduction of each module. At last, a high bit rate receiver with PLL discriminator is designed and experienced, and high receiving performance is achieved during the experiment.

Keyword: Reentry Telemetry, High Bit Rate, Phase Lock Loop, Telemetry Receiver

1 INTRODUCTION

One function of the Phase Lock loop (PLL) is to restore the signal phase and frequency information from noise, so the correlation detection becomes possible. In modern telemetry, transmitting power is limited by different condition, such as weight, power dissipation, cost, interfere and radio power limitation. On the other hand, in the reentry telemetry system, with the development of modern science and technology, more and more parameter is measured, larger wireless transmission channel capacity is needed, and the operation distance is farther, high performance telemetry receiver is required strongly. The reduction of the noise figure means the increment of effective receiving distance. And the increment of the dynamic range responds the ability to the change of receiving distance and signal level. How to distribute the noise performance and the dynamic range are the emphases of the receiver design.

2 THE WHOLE RECEIVER DESIGN IDEAL



(LNA), Mixer, Local Oscillator, IF Amplifier and PLL FM Discriminator. In the reentry telemetry, receiving

signal is always very weak because the transmitting power is limited and the antenna pattern is irregular. It is very important to reduce the noise figure of the receiving system. At the same time, the receiving signal level changes very much because of the distance variety of the moving object and signal fading. So, the telemetry receiver must have enough dynamic range. High receiving sensitivity always is obtained through the whole receiver design, while the large dynamic range always is obtained through the IF Amplifier.

2.1 LNA

The Low Noise Amplifier (LNA) must be placed between the antenna and the receiver mixer in order to amplify the receiving signal and reduce the whole receiver

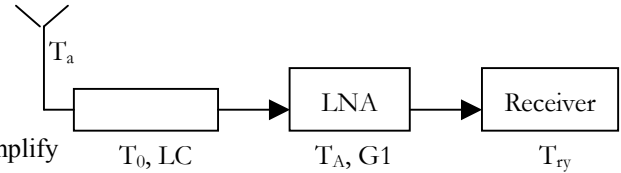


Figure 2 connection LNA and antenna

noise figure (N_F). LNA is constituted with the front and behind band-pass filter and low noise FET amplifier. And it has low N_F , flat amplification character, small input and output voltage standing-wave ratio (VSWR), low power dissipation, and high reliability. The purpose of the front and behind filter is to suppress the disturb of mirror image and near signals. As figure 2, LNA is always placed to the antenna as closer as possible, its equivalent noise temperature T_S of the input port is: $T_S = \frac{T_a}{L_C} + (1 - \frac{1}{L_C})T_0 + T_A + \frac{T_r}{G_1}$, where T_a is the noise temperature of the antenna, L_C is the loss between the LNA and antenna, T_0 is the circumstance temperature, T_A is the noise temperature of LNA, T_r is the noise temperature of the receiver, G_1 is the gain of the LNA. G_1 must be large enough in order to obtain proper value of the equivalent noise temperature, which is equivalent from the whole receiver system noise to the LNA. G_1 is about 30dB in this paper.

2.2 RF Tuner

The frequency range of telemetry is 2200.5~2299.5MHz, which can be down converted to 70MHz, the first IF. In this paper, the local oscillator frequency is higher than the RF frequency, and the local oscillator is a frequency synthesizer which output frequency is 2270.5~2369.5MHz. The circuit of this project is very simple while the technology is more difficult. The mixer and the IF preamplifier is placed together to meet low noise figure and insulate the noise of the IF circuit. At the same time, the insulation circuit must be added between the local oscillator and the mixer to prevent the RF signal to affect the local oscillator.

2.3 IF Amplifier

IF Amplifier amplifies the receiving signal mostly and it is the key parts of the FM receiver. Commonly, IF Amplifier is always constituted with amplifying circuit with wide bandwidth, the second local oscillator, the second mixer, the AGC circuit and IF band-pass filter.

The IF Amplifier must perform wide band amplifying at the first, in order to avoid the distortion of the signal. And then, IF amplifier must perform AGC function of the receiver, which can smooth the output level when the input signal changes seriously for the distance changing and transmission fading. The target of the IF Amplifier is: enough signal amplifying magnitude, good wide-band transmission and signal select character; good wide-band impedance match character; proper AGC range, IF amplifier transmission character must be the same at different input signal level; enough power load capacity. It can't introduce too large AM-PM conversion for the high input level; enough maintenance and monitoring signal.

For the narrow FM system, the optimum FM index is $D=0.7$. At this condition, 99% RF power is within the bandwidth of 1.76 times rate and 90% RF power is within 1.2 times rate without pre-modulation filter. Actually, the IF bandwidth includes the information bandwidth and all kinds of frequency drift, such as transmitter frequency, receiver local oscillator frequency and filter itself frequency. When the bit rate is 2Mbps, and 3.3MHz or 4MHz bandwidth is selected in this paper.

2.4 FM Discriminator and Video circuit

FM discriminator includes level limiter, frequency discriminator, and video circuit. FM discriminator is to detect the FM signal, and its base-band output level is proportion to the instantaneous frequency deviation. Level limiter is used to eliminate the input level change. The affect of the AM suppress of the limiter to the SNR of the base-band is $I_L = 1 + \frac{3\Delta f_{pp}^2}{4f_m^2 A_L^2}$, where I_L is the SNR depravation of the base-band, f_{pp} is frequency deviation from peak to peak, f_m is the video signal frequency, A_L is the AM suppressing magnitude of the limiter. The frequency discriminator IC is applied basically at present. The video circuit behind the frequency discriminator is to filter IF carrier, noise out of the pass-band and kinds of disturb, and amplify the video signal.

3 PLL FM DISCRIMINATOR

As figure 3, PLL FM discriminator comprises PD,LPF, And VCO. Figure 4 is its linear equivalent phase model of the

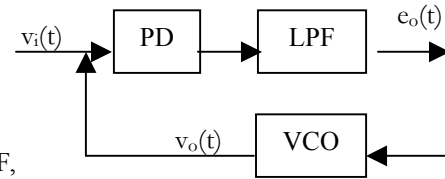


Figure3 PLL Frequency Discriminator

PLL. The PLL FM discriminator usually operates in the IF amplifier of the FM receiver. The correlative voltages PD input ,VCO output, LPF output express respectively as follow:

$$V_i(t) = R_i \cos(\omega_i t + \phi_i), \quad V_o(t) = A_o \sin(\omega_i t + \phi_o), \quad e_o(t) = K_\phi K_B \sin(\phi_i - \phi_o) * H_B(t)$$

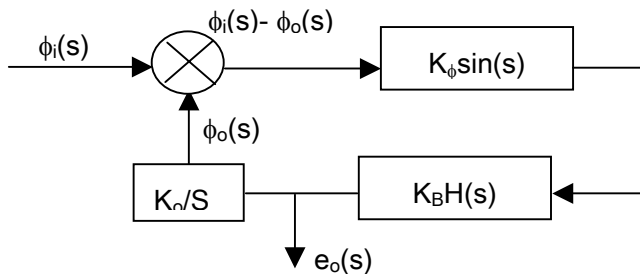


Figure 4 linearization equivalent phase model of PLL

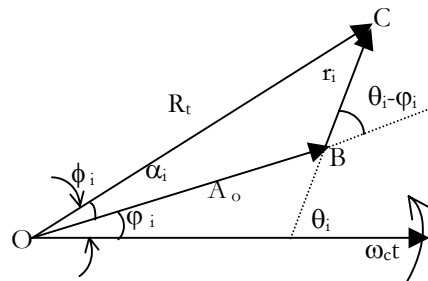


Figure 5 IF signal with narrow noise of normal distribution

Where, $K_\phi = \frac{1}{2} R_t A_0$ the sensitivity of the frequency discriminator. $H_B(t)$ is the pulse response function of the LPF. When $\phi_i - \phi_0 \ll 1$ radian, there comes the Laplace transformation:

$$e_o(s) = k_\phi k_B [\phi_i(s) - \phi_o(s)] H_B(s) \quad \phi_o(s) = \frac{k_o}{s} k_\phi k_B [\phi_i(s) - \phi_o(s)] H_B(s)$$

$$\text{So, } \phi_o(s) = \frac{k_o k_\phi k_B H_B(s)}{s + k_o(s) k_\phi k_B H_B(s)} \phi_i(s) \quad e_o(s) = \frac{k_\phi k_B H_B(s)}{s + k_o k_\phi H_B(s)} s \phi_i(s)$$

As figure 5, when the input voltage $V_i(t)$ comprises signal and noise with normal distribution,

$$v_i(t) = A_o \cos(\omega_i t + \phi_i) + r_i \cos(\omega_i t + \theta_i) = R_t \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (1)$$

$$\text{for } \phi_i = \varphi_i + \alpha_i, \quad \alpha_i = \tan^{-1} \frac{r_i \sin(\theta_i - \varphi_i)}{r_i \cos(\theta_i - \varphi_i) + A_o} \quad \text{so}$$

$$e_o(t) = \frac{k_\phi k_B H_B(j\Omega)}{j\Omega + k_o k_\phi k_B H_B(j\Omega)} (\varphi_i' + \alpha_i') = \frac{k_o k_\phi k_B H_B(j\Omega) (\varphi_i' + \alpha_i')}{k_o [j\Omega + k_\phi k_B H_B(j\Omega)]} \quad (2)$$

$$\text{for the PLL loop gain } k_o k_\phi k_B \geq \Omega \text{ then } e_o(t) \approx \frac{1}{k_o} (\varphi_i' + \alpha_i') = \phi_i' / K_o \quad (3)$$

Where φ_i is the compound instantaneous angle frequency deviation which includes IF signal and normal distribute noise, $e_o(t)$ is the output voltage of the LPF. From the formula above, the output signal of PLL $e_o(t)$ is proportion to the modulator signal, so the PLL can restore the origin modulate signal, while $1/K_o$ is the sensitivity of the PLL frequency discriminator.

4 CIRCUIT DESIGN

A set of telemetry receiver of 2Mbps bit rate with PLL FM discriminator is designed, which test sensitivity reach 127.5dBW and dynamic range is 70dB. It is fit reentry telemetry very well. As follow is the parameter design.

4.1 FM Gain and Sensitivity calculation:

When the SNR of the input signal is large enough, the relation between the input SNR and the output SNR express as follow:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{3}{2} \frac{B}{F_{max}} \beta^2 [1 - e^{(-C/N)_{in}}]^2 \left(\frac{C}{N}\right)_{in}$$

$$(4)$$

Where: B is the IF band width, $F_{\max}$ is the highest frequency of the signal, β is the FM index.

At the same time, $(S/N)_{\text{out}}$ is the input SNR of the PCM bit synchronizer, then:

$$(C/N)_{\text{in}} = \frac{(S/N)_{\text{Out}}}{3\beta^2 \frac{B_{\text{IF}}}{2F_{\max}}} \quad (5)$$

$$[C/N]_{\text{in}} = [S/N]_{\text{Out}} - 10 \lg(3\beta^2 \frac{B_{\text{IF}}}{2F_{\max}}) = [S/N]_{\text{Out}} - 10 \lg(\frac{3\beta^2}{2F_{\max}}) - 10 \lg B_{\text{IF}} \quad (6)$$

The sensitivity calculation formula of the receiver expresses as follow:

$$P_r = KT_0 B_N N_F (C/N)_{\text{in}} = KT_0 B_N N_F \frac{(S/N)_{\text{Out}}}{3\beta^2 \frac{B_{\text{IF}}}{2F_{\max}}} = 1.2KT_0 N_F \frac{2F_{\max} (S/N)}{3\beta^2} \quad (7)$$

where, K is bordsman constant ($1.38 \times 10^{-23} \text{W.S/}^\circ$), T_0 is the standard noise temperature(300°K), B_{IF} is the bandwidth of the receiver IF amplifier, B_N is the noise bandwidth of the receiver IF amplifier(normally $B_N = 1.2 B_{\text{IF}}$), N_F is the noise figure of the system, $(C/N)_{\text{in}}$ is the carrier-noise rate before the frequency discriminator. Transform the formula above to the dB express:

$$[P_r](\text{dB}) = -187.87 + 10 \lg F_{\max} \quad (8)$$

Formula (23) is the receiving sensitivity, which is fit in with the input SNR of the PCM excommunication.

The system BER is smaller than 1×10^{-4} , while the output SNR of the receiver is 13dB, the noise figure of the receiver is about 1dB, the IF bandwidth is 4MHz. So the receiving sensitivity of 2Mbps can be calculated : $P_r = -127.87 \text{dBW}$;

4.2 Magnification distribution

It is provided $P_r = -128 \text{dBW}$, IF output is fit in with the PLL discriminator, then let $V_0 = 0.4 \text{V}$,

$P_r = V_{\text{imin}}^2 / R$, $V_{\text{imin}} = \sqrt{PR} = \sqrt{10^{-12.8} \times 50} = 2.82 \times 10^{-6} (\text{V})$. So the whole Magnification of the receiver is $K_0 = V_0 / V_{\text{imin}} = 0.4 / (2.82 \times 10^{-6}) = 1.418 \times 10^5 = 103 \text{dB}$. RF and all the other loss is considered to be 20dB, Then $K_{\text{Total}} = 103 + 20 = 123 \text{dB}$. If it is known that the gain of the LNA is $K_{\text{LNA}} = 31 \pm 1 \text{dB}$, the gain of the mixer $K_{\text{Mixer}} = 21 \pm 1 \text{dB}$. Then the IF magnification can be calculated: $K_{\text{IF}} = K_{\text{Total}} - K_{\text{LNA}} - K_{\text{Mixer}} = 71 \text{dB}$, select $K_{\text{IF}} = 75 \text{dB}$. As you can see, the front-end gain of our PLL discriminator receiver is large (30dB) while the dynamic range is large enough.

4.3 The character of the PLL receiver

As figure 6, the merit of the PLL discriminator receiver is followed:

1. Lower receiving threshold. The operate

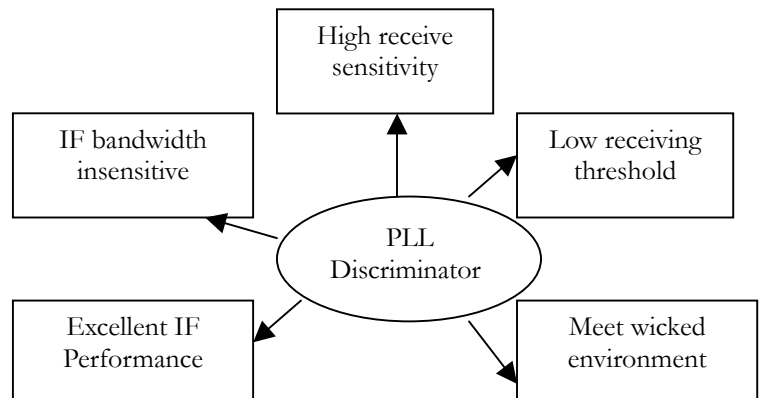


Figure 6 Character of PLL Discriminator Receiver

threshold of common frequency discriminator $\geq 9\text{dB}$, while the threshold loop SNR of the PLL frequency discriminator is about 5dB. It is obviously that the threshold of the PLL frequency discriminator is much lower. So, at the same condition, the sensitivity of the receiver with PLL frequency discriminator is much higher, and the effective receiving distance is much farther.

2. IF bandwidth insensitive. In the design of the 2Mbps bit rate receiver with PLL frequency discriminator, the receiving sensitivity is damaged only 0.1dB when changed the IF filter from 4MHz to 6.5MHz. That is to say, PLL frequency discriminator is insensitive to the variety of the IF bandwidth. PLL frequency discriminator is a track filter, its loop bandwidth and the IF filter decide the effective signal bandwidth. This virtue can simplify the IF amplifier design difficulty greatly, especially when there is many filters in the circuit.

3. The additional IF bandwidth can be added to reach linearer phase-frequency character and flatter amplification-frequency character, while the noise increment can be ignored. Then IF distortion can be reduced, the receiving sensitivity can be improved. This is very important for the FM system.

4. With wider IF bandwidth, the receiver can tolerate more frequency drift, then the receiver with PLL frequency discriminator can operate at wicked environment.

5 CONCLUSION

The receiving sensitivity formula is gotten from the receiver with PLL discriminator which receiving threshold is much lower, when other parts of the receiver are ideal. The PLL FM discriminator is one important demodulating way. In the reentry telemetry system, the receiving distance reduces acutely for the higher bit rate. The PLL discriminator can improve the communication quality about the receiving threshold, and increase the receiving distance. This point is very useful in the reentry telemetry. The PLL discriminator in this paper applies in the reentry telemetry system. The analyzing result and main circuit is debug elaborately and experiment many times, and has great deal reference value in the technology.

REFERENCES

1. Wu Baixiu and Shen Lianfeng, Theory and New Advance on The Frequency Modulation Technique, People Post and Telecommunications Publishing House, 1988. Chapter 5,6. P248-333.
2. Xie minxun, Technology of reentry telemetry.
3. Alan.blanchard (USA), Theory and application in the correlation receiver of the PLL. Chapter 1.

CONFORT ACOUSTIQUE EN CABINE DES AVIONS D'AFFAIRE FALCON

Jean-Luc GUILLEN
DASSAULT AVIATION
Direction des Essais en Vol

RESUME

Pour répondre aux exigences croissantes de sa clientèle, DASSAULT AVIATION a lancé un programme de réduction de bruit en cabine des avions d'affaires basé sur une double approche modélisation – essais.

Les succès obtenus permettent à DASSAULT AVIATION de proposer les avions les plus silencieux du monde.



1 PRESENTATION DES AVIONS

- FALCON 50 EX
- FALCON 900 C et EX
- FALCON 2000

GAMME MASSE AU DECOLLAGE :
36000 lbs à 49800 lbs

- Moteurs attachés sur le fuselage
- Volume cabine 15 à 36 m³
- Aménagement commercial "haut de gamme"



2 BESOIN DES CLIENTS

- Avant, le client voulait :
 - Sécurité
 - Qualités de vol
 - Performance d'approche / décollage
- Aujourd'hui, le client veut en plus :
 - Garantie de coût achat / exploitation / support
 - Se soustraire au plus vite des contraintes du contrôle aérien
 - Confort cabine "Cocooning" = confort bureau / salon

L'évolution est très comparable au marché automobile. La notion de confort acoustique dégage en plus une impression de sécurité, tranquillité.

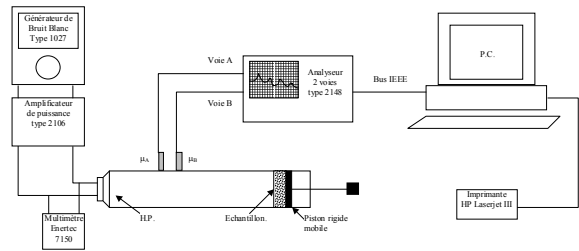
3 STRATEGIE SOCIETE

Un plan a été mis en place au niveau société pour :

- Diminuer les niveaux de bruit actuels pour les amener aux niveaux de bruit des automobiles "haut de gamme" à 130 km / h
- Maîtriser les demandes spécifiques de certains clients qui incluent dans les contrats des objectifs de bruit
- Maîtriser la conception des nouveaux avions pour lesquels des objectifs de bruit seront fixés au niveau de l'avant projet.

Ce plan s'appuie sur 2 logiques :

- Une approche empirique pour résultats à court terme, basée sur :
 - des essais en vol pour la recherche des sources prédominantes
 - des essais en vol pour la recherche des zones émissives
 - des essais en chambre acoustique (sourde / réverbérante) pour caractériser la transparence de complexes destinés à être avionnés
 - des essais en laboratoire pour déterminer les caractéristiques acoustiques des matériaux par essais Oberst et au tube de Kundt



Cette approche empirique a permis de tenir les objectifs

- Une approche modèle qui permettra l'optimisation de la protection acoustique actuelle, ainsi que la conception des futures en étant capables de prédiction. Cette approche s'appuie sur :
 - un modèle global réalisé selon la méthode "Statistical Energy Analysis" (SEA)
 - des modèles locaux analytiques, SEA et Eléments Finis
 - des essais pour alimenter et recalibrer le modèle : temps de réverbération, mesure de l'énergie des sous-systèmes, mise à l'épreuve du modèle par masquage

L'approche modèle prédictif permet la maîtrise totale de la conception des protections acoustiques.

4 STRATEGIE ESSAIS EN VOL

Pour répondre au plan mis en place par la société, la Direction des Essais en Vol a mis en place les actions suivantes :

4.1 Identification des sources de bruit

But : identifier et classer les sources potentiellement influentes sur le bruit cabine :

- aérodynamique
- moteur
- conditionnement
- équipements

Installation d'essais :

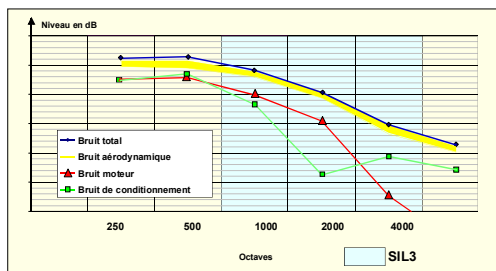
- 11 microphones en cabine
- 13 accéléromètres sur la structure et sur les attaches moteur
- 2 pressions pariétales
- capteurs baladeurs

Acquisition :

- Enregistreurs / conditionneurs HEIM portables + PC pour analyse temps réel



Résultats :



Bruit aérodynamique prépondérant

4.2 Recherche de zones émissives

But : rechercher les zones pour lesquelles les efforts d'insonorisation doivent être portés

Moyens mis en œuvre :

- sonde intensimétrique
- microphones
- accéléromètres
- analyse bande fine temps réel



Des méthodes d'analyse ont été conçues pour faire face à la complexité de l'analyse acoustique en milieu aéronautique

Le masquage des zones émissives a permis la confirmation des zones indiquées par les techniques intensimétriques

L'ensemble de ces techniques a permis d'identifier avec précision les parties émissives, point clé du succès.

4.3 L'aide au modèle

Un essai d'envergure a été mis en place pour alimenter le modèle SEA, ainsi que pour le mettre à l'épreuve. Les étapes clé sont :

- essais sol pour la détermination des temps de réverbération acoustiques et structuraux qui permettent de remonter aux facteurs de perte interne des sous systèmes du modèle
- mesure des énergies vibratoires et acoustiques en vol sur les points de passage déterminés par le modèle
- mesure des puissances entrantes en cabine par intensimétrie pour comparaison avec les données modèle
- masquage de certaines zones émissives pour étude d'influence

L'installation d'essais est à la mesure de l'essai :

- 13 microphones
- 70 accéléromètres
- 3 capteurs de pression pariétale
- capteurs baladeurs
- vibromètre laser
- sonde intensimétrique
- source omnidirectionnelle
- ampli de puissance
- marteaux d'impact
- sondes de température

Le tout acquis par les enregistreurs / conditionneurs HEIM portables

4.4 Psychoacoustique

- Les indicateurs acoustiques classiques ne décrivent pas totalement la sensation perçue par l'homme, => utilisation de la psychoacoustique
- principaux indicateurs calculés avec collaboration CNRS MARSEILLE
 - sonie
 - rugosité
 - acuité
 - tonalité
- Une fonction Qualité, fonction de ces critères a été mise en place et testée sur un panel d'auditeurs

⇒ Le potentiel de la psychoacoustique est démontré

5 CONCLUSION

L'amélioration de l'insonorisation des avions s'inscrit dans une démarche qualité – penser satisfaction du client d'abord

- ⇒ Maîtrise des contraintes acoustiques dès la conception => design driver
- ⇒ Maîtrise des demandes particulières client
- ⇒ Maîtrise du rapport performance acoustique / augmentation de masse

Pour passer d'un critère de choix client à un argument de vente

MANAGING TELEMETRY AS AN ENTERPRISE SOLUTION

Leveraging Technology into Next-Generation Telemetry Architectures

James Yates
L-3 Communications Telemetry & Instrumentation
15378 Avenue of Science
San Diego, CA 92128

ABSTRACT

With today's rapidly shifting technology in the areas of *networking*, *the Web*, *platform-independent software*, and *component technology*, a paradigm shift will allow us to treat our telemetry systems as enterprise-wide solutions in the future. These technologies will revolutionize how we support all phases of telemetry data acquisition, processing, archiving, distribution, and display. This paper will explain how these changes affect system designers, operators, and users. Specific technical areas of discussion include:

- Technology adoption cycles
- Object-oriented environments and component technologies
- Database interconnectivity
- Web-enabling concepts and implementations
- Application servers
- Database replication
- Data warehousing
- Embedded Web servers

KEY WORDS

Enterprise Model, Component Technologies, Application Server, Database Replication, Web-Enabling Concepts

WHAT IS AN ENTERPRISE?

With e-business and e-commerce today's watchwords, we in the test & evaluation, and specifically, the telemetry community, need to look closely at how we can adopt new technologies to best serve our unique needs and improve our efficiencies and bottom lines to remain cost competitive. Innovative new information-driven business processes like enterprise resource planning (ERP) and customer relationship management (CRM) software are necessities in almost all commercial industries. As fierce competition pressures improvements in supply chain management and workflow automation, we will have to find a way to integrate our telemetry niche into the overall corporate and government structures, or else face the harsh reality of finding ourselves falling behind, or worse, outsourced. We must efficiently integrate our many different telemetry operations and processes under one *enterprise* umbrella to survive.

Table 1. Technology Adoption Cycle

Phase	Focus	Name
Tabulation	Faster, more accurate calculations	Methods & Procedures
Automation	Elimination of paper	
Productivity	Better tools, reduced elapsed times	
Workflow	Reduced handoffs & cycle times	Operations Development
Re-engineering	Eliminated tasks, simplified & streamlined processes, added value	
E-Commerce	Real-time delivery, work redistributed to source, one-time fit	Product Development

Table 2. Telemetry Technology Adoption Cycle

Phase	Impact	Benefit
Tabulation	Improved accuracy	Marginal
Automation	Shared electronic records	0–5% cost reduction
Productivity	Improved individual tools & processes	0–5% cost reduction
Workflow	Fewer handoffs, shorter cycles	5–10% cost reduction
Re-engineering	Simplified & streamlined processes	10–75% cost reduction
E-Commerce	Real-time delivery, one-to-one fit	50% cost reduction + revenue

With the current technology adoption cycle about to take a new step, we must step back and try to understand how this cycle has affected both our systems and practices and the inter-relationship with our telemetry applications. The history of business technology can be divided into six phases as seen in Table 1.¹ In the first era (Methods and Procedures), we used technology to do our jobs better, without really trying to change the job itself. Benefits included improved accuracy and automated access to information. In the second era (Operations Development), the focus shifted to using technology to change the way that work was completed. The movement was less towards improved number crunching and more towards workflow. The third era (Product Development) has ushered in an entirely new paradigm for the integration of technology and is the subject of this paper. If we apply these phases to our telemetry field, as seen in Table 2, we see how the evolution of technology has affected our operations and can begin to glimpse the future.

Initially, computers were used to increase the accuracy of calculations for supporting such functions as calibrations and real-time data display. Then, databases and spreadsheets allowed this improved data to be correlated and stored. Further software tools were developed that integrated these functions into cohesive databases and gave rise to more sophisticated analysis tools, such as flutter processing and SDOF (six-degree of freedom) models. We've started to use these systems in a heterogeneous way and attempted to integrate productivity software as early as the requirements stage to try to reduce redundant labor and processing steps. Unfortunately, most of this effort has been geared towards fixing specific inefficiencies and the difficulties of using multiple computer systems with different hardware and software. As we start to move towards the enterprise model, we will finally have made the transition towards effective re-

engineering (not to be confused with 'downsizing') because we will 'engineer in' the technology as an adjunct to the value-added process. This effort includes looking at telemetry with an eye towards *hard and soft business values* and implementing technology to achieve maximum business process change.

OBJECT-ORIENTED ENVIRONMENTS AND COMPONENT TECHNOLOGIES

The use of object-oriented and component technologies will allow for plug-and-play interconnectivity within the telemetry applications environment. Being able to introduce, manage, and scale components across the entire corporate/government infrastructure while moving towards true platform independence will create some of the greatest measurable *business values* for the future systems architect. Additionally, component technology allows collaboration and cooperation amongst software development organizations and cultures.² When you have personnel writing software across multiple test sites, and possibly, even manufacturers, any technology that provides infrastructure for integrating software components will eventually pay for itself several orders of magnitude over.

The real question for the developer will be not whether to incorporate these technologies, but which to use. As they all act as glue for individual software components, the answer lies in determining the trade-off between such issues as performance, platform independence (inter-operation), and integration with legacy hardware and software.

Component technology is about interoperation. One can view these degrees of interoperation according to the layering model shown in Figure 1.

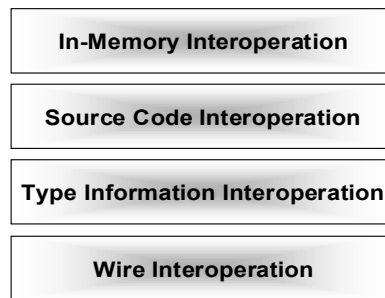


Figure 1. Component Technology Layering Model

COM

With Microsoft dominating the PC market and the wide availability of Windows and Microsoft applications available to the typical engineer, it is understandable why many designers have settled on the COM model for component technology. COM standardizes the in-memory representation of object references based on C++ style tables. Additionally, running COM services allows the designer to make use of specific performance enhancements on all Microsoft platforms. In general, COM supports a greater amount of processing for a specific task on an NT machine than Java does with a Java Virtual Machine running under NT. The downside of this is that one is tied strictly to the Microsoft platforms, in essence, placing all future eggs in one basket.

A limited subset of services from the COM library is available for use on Linux and Solaris, but can one assume that Microsoft will always support other operating systems (OSs) in the future? Microsoft has included no Java Virtual Machine in its minimal install of Internet Explorer 5, requiring users to download a virtual machine if they want to use one.³ Since many telemetry applications still run on UNIX-based machines due to the sometimes stringent requirement for deterministic data flow, the COM component model might find only limited acceptance within the telemetry community.

Java

Java standardizes the representation of the component code and allows each virtual machine implementer to innovate while still using common components. This does restrict component use to the same virtual machine, but as most future telemetry application servers will be hosted on a variety of processors, this true platform independence outweighs the small performance benefit generated by running COM on Microsoft-specific platforms. The 'write-once, run

anywhere' concept has many positive aspects. To be effective, the underlying components need to be described to programmers in order to ensure proper integration. Unlike CORBA (Common Object Request Brokered Architecture), with its text-based interface definition language, or COM, with its type libraries, Java components adhere to a standard *self-describing* class file format, so no additional type support is needed. Java has a vast distribution of its core code and runtime engine thanks to Web browsers and an excellent object-oriented architecture for the needs of distributed computing.⁴ Also, with the advent of Linux, use of the Java model should be better suited to the telemetry market. Since Linux follows the basic UNIX architecture (microkernel, shell, file system, signals, pipes, loadable modules, process management, memory management, and so on), it has a tool base well suited to severe time-critical applications for specific portions of the enterprise software and hardware.

XML

XML (Extensible Mark-up Language), while originally designed as an extension to HTML, can be considered a viable technology for integrating component-based systems. Since XML is fundamentally about defining a minimal wire representation for data and message interchange, it is extremely simple. XML only lays down the syntactic ground rules for forming valid XML messages. It is also platform, language, and vendor independent. Adopting XML as a component integration technology does not completely solve the interoperability problem, as it really only pushes the problem up one level of abstraction. It is also not a programming language, and, as such, will not allow for the highly technical, math-intensive solutions we regularly require in the telemetry world. However, as a method of allowing software components to interoperate within a larger *enterprise structure*, consideration should be given to some level of XML implementation.

DATABASE INTERCONNECTIVITY

One of the areas that will have a large influence on future telemetry architectures will be the use of much larger integrated databases to store more than just information such as calibrations, formats, displays, and processing algorithms. Additional types of data could include raw telemetry data, including images or bus traffic, security codes, access logs, data format templates, time histories, and Web pages. When we talk about enterprises and enterprise data, we really mean a much higher level of interconnectivity between users and their information. With these larger databases come new requirements for more transparent interconnectivity. Cross-enterprise data exchange involves crossing boundaries, such as physical, logical, and processing boundaries. Current practice in the telemetry world deals with little more than adhering to simple RDB database calls or using the Telemetry Attributes Transfer Standard (TMATS) as an exchange medium. Today's current Web-based delivery standard is HTML (HyperText Mark-up Language), which allows users to describe the way the data looks. This is being supplanted for many applications by XML due to XML's ability to say what the data means. The data is 'smart' and contains information about itself, so that it can be properly delivered and appropriately used by specific applications and end-user tools.

All major relational database vendors now support the use of Java for stored procedures. This allows the use of robust business logic in the database server. The trend towards using standard object technologies, such as Enterprise Java Beans (EJB) or CORBA, allows the system designer to replace proprietary application programming interfaces (APIs). For telemetry applications, the use of just a database server and a Web browser will most likely be inadequate. We will require application-specific servers that are designed for enterprise solutions and component technologies to allow for the smaller, specific developments that each new test program requires. Since the databases will not just be targeted at one specific purpose, the application logic will be better served elsewhere.

Tools such as On-Line Analytical Processing (OLAP) can only be available within this new enterprise model. Using OLAP servers will provide such functions as:

- Calculations and modeling applied across dimensions, through hierarchies, and/or across members
- Trend analysis over sequential time periods

OLAP implementation requires multi-user client/server architectures to offer the consistently rapid response that real productivity improvements require. When a user is consuming substantial amounts of computing power – for example, as in an analytical reporting application – it makes sense to isolate to required resources. That way, one can apply more hardware or bandwidth to just the analysis problem at hand.

Another database issue that we have to address is our existing 'stovepipe' or legacy database architectures. These systems were not designed for today's business realities or technologies (like Java, DCOM, or XML, for instance) and lack the built-in flexibility to accommodate as yet unimagined future telemetry applications and requirements.

WEB ENABLING

Enterprise management tools have always been powerful, but they haven't always been easy to access. To address this concern, commercial developers are giving Web browser interfaces complete access to all management features and are incorporating push technology into their products.⁵ Web enabling will play a large role in fully exploiting the power of an *enterprise telemetry management system (ETMS)*. It will allow a reduction in vendor-specific hardware/software and we will be able to see the real reduction on the travel of personnel. To accomplish this, several issues need to be covered.

Messaging Technologies – Synchronous and asynchronous messaging systems are a core technology used in many high-reliability business systems, such as three-tier transaction systems for banking and e-commerce. The importance of reliable functionality and timely performance will be critical to reduce having to send personnel to each test facility to support missions and also to provide a structure for the necessary security functionality of today's cutting-edge test programs.

Security – Implementations for security will drive certain architectural decisions when designing an *enterprise* system for use in the telemetry world. In the same way that transactional integrity is a requirement for conducting e-commerce, such as e-banking and order-placing, security schemes need to be a forethought as opposed to an afterthought. Using an open group or standard recommendations like the Common Data Security Architecture (CDSA), which is a set of common cryptographic and public key infrastructure (PKI) application programming interfaces (APIs), will

help ensure better security interoperability during the implementation of the system.⁶ The real issue is making sure that common standards that leverage commercial e-commerce technologies are designed in, providing both robust security features with strong industry support and a technology upgrade path.

APPLICATION SERVERS

Another area to be considered is the integration of a *telemetry-specific application server* to functionally act as the enterprise platform for test planning, conduct, and analysis of all information necessary for an efficient architectural solution. There are a variety of reasons supporting the use of an application server. These include managing database and user connections, controlling various transactions, balancing network loads, and distributing the processing. Application servers are designed to meet the needs of the client/server/enterprise environment. Typically, they sit between the database servers and the client programs. Among other things, they aggregate, store, control, and distribute data and applications programming. In essence, they offer tiered or partitioned applications, or applications divided into segments running in different processes or locations. Since an ETMS would seek to enhance database connectivity, state management, and attempt to process Web transactions, it would, by definition, have an application server. Something to note is that there are no standards for application servers. There are too many ways to do the same thing.

Another major reason for having an application server is to manage connection pooling. Since the most common source of performance problems with database access between application tiers is poor connection management, a reduction in the amount of applications that create and destroy connections has a direct impact on performance. With a single application server, components request access to an already established connection through the server.

To attempt to describe the functionality of a telemetry application server, please refer to the T-Server portion of the Vista/Telecast™ ETMS shown in Figure 2. As one can see, the T-Server™ provides a variety of interfaces for both database access, data access, and program or application access. Interfaces include processing engines for engineering units conversion, derived parameter calculations, servicing data requests,

generating calibrations, generating PCM formats, and generating information for setting up specific ground station processing equipment or TMATS files, as well as translation engines for working with complex avionics interface control documents (ICDs). These central functions are written in Java to facilitate the ability of the T/Server™ to be platform independent. They are surrounded by a variety of environments and interfaces (also written in Java) to allow secure access from both users and processes/threads to the various data and engines.

Access to the database is through a JDBC/EJB interface that provides support for component and object model technologies. Users are supplied with all information and functionality through Web-based control and setup. The common theme is that there is one set of archived data, one set of common applications, and one set of database information — in essence, a single *enterprise*.

DATABASE REPLICATION

If we are to treat the database for our telemetry system as they do in the commercial e-commerce or banking worlds, we need to make use of replication techniques. One of the greatest savings for the T&E community will come from the elimination of multiple databases for multiple functions stretched across large geographical areas and the reduction in overhead associated with personnel and equipment (see Figure 3). The object would be to have one database with multiple copies that manages its own performance, availability, and integrity through a managed conflict resolution and detection scheme.

Replication methodologies are generally broken down into two fundamental categories. The first is synchronous. This method offers immediate updates throughout the copies, but does so at a cost in availability and performance. The second method is asynchronous and usually offers a slower update rate (to the other copies), but allows local processing to continue after network failures and then guarantees future data propagation after restoration of the network is complete. This would be mandatory for any flight test program that cannot afford to stop work just because the network is down between sites.

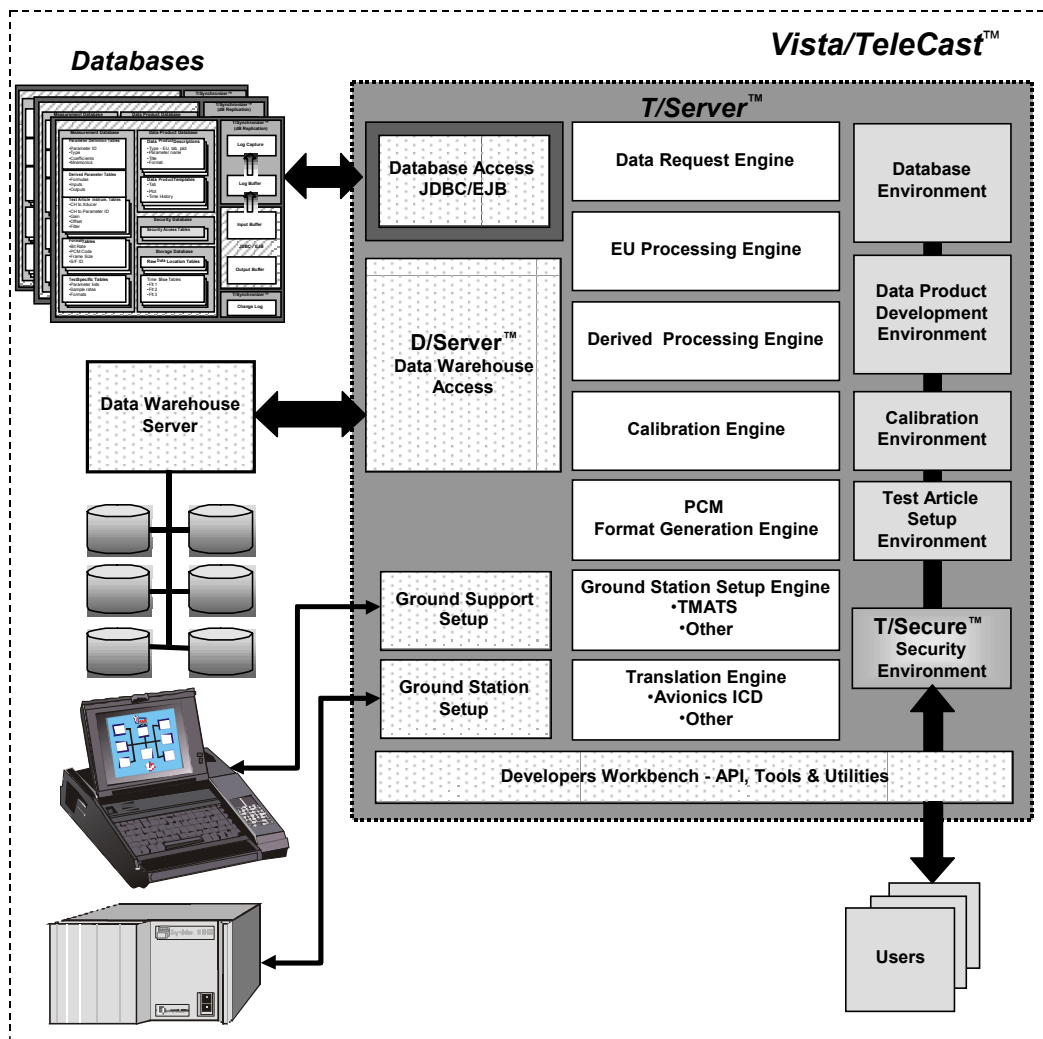


Figure 2. Enterprise Telemetry Management System

Another issue to consider is *data ownership*. Two typical methods are used. The first is a master-slave method, such as data dissemination (data is updated in a central location and replicated to read-only sites), data consolidation (data is updated remotely and sent to read-only master sites), and workload partitioning (data is uploaded at the partition level). The second, and preferred method for an ETMS-type system would be a peer-to-peer methodology. This method offers real-time updates to multiple sites and takes care of all conflict detection and resolution. When using a peer-to-peer method, the change capture mechanism can be either trigger-based (process occurs simultaneously with user transaction and therefore impacts transaction performance) or log-based (in which the data modification initiates changes to transaction logs). Looking at Figure 4, we can see the flow of the transaction through the logs.

DATA WAREHOUSING

With the size of the worldwide *business intelligence and data warehousing* market approaching \$25-30 billion a year⁷, the ability to leverage such a strong and growing market should be easy. Again, what is limiting this effort is the lack of an overall enterprise strategy at most telemetry processing centers. With random access storage costs continuing to decrease, using a data warehouse for all archiving needs is becoming much more cost competitive with the current method of storing data to tape. Storage capacity can be procured incrementally as requirements increase over time. As long as current standards are adhered to and enterprise techniques and methods dictate the interfaces, technology insertion and growth should be easily scoped and managed.

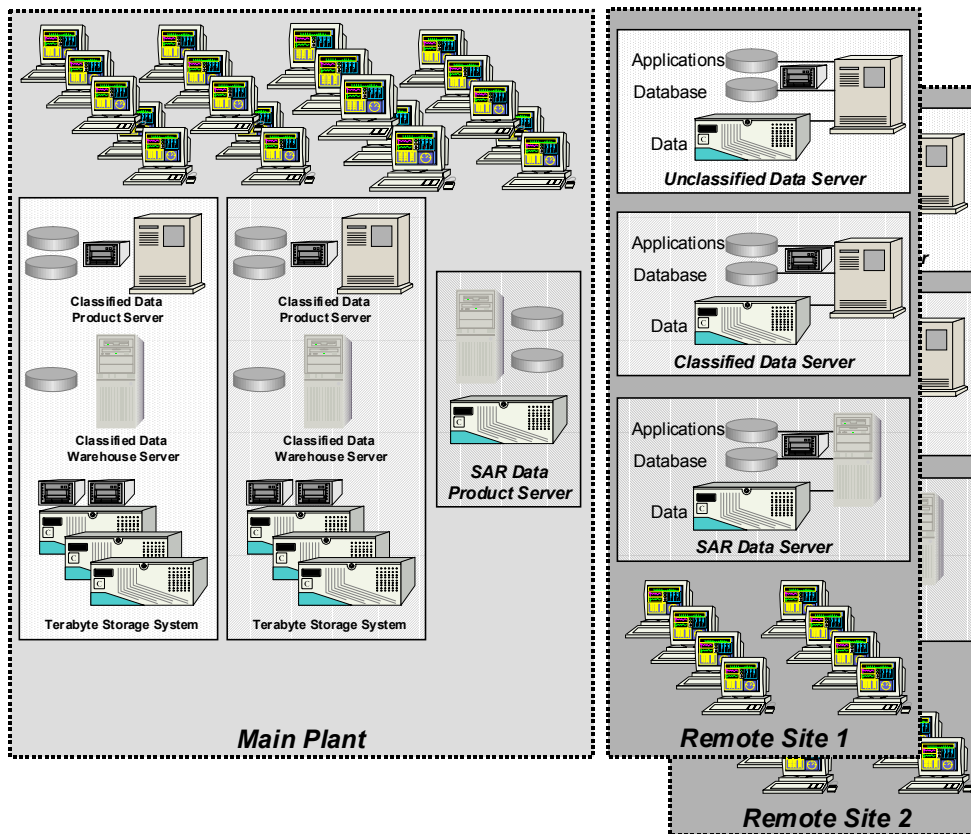


Figure 3. Multiple Site Enterprise Model

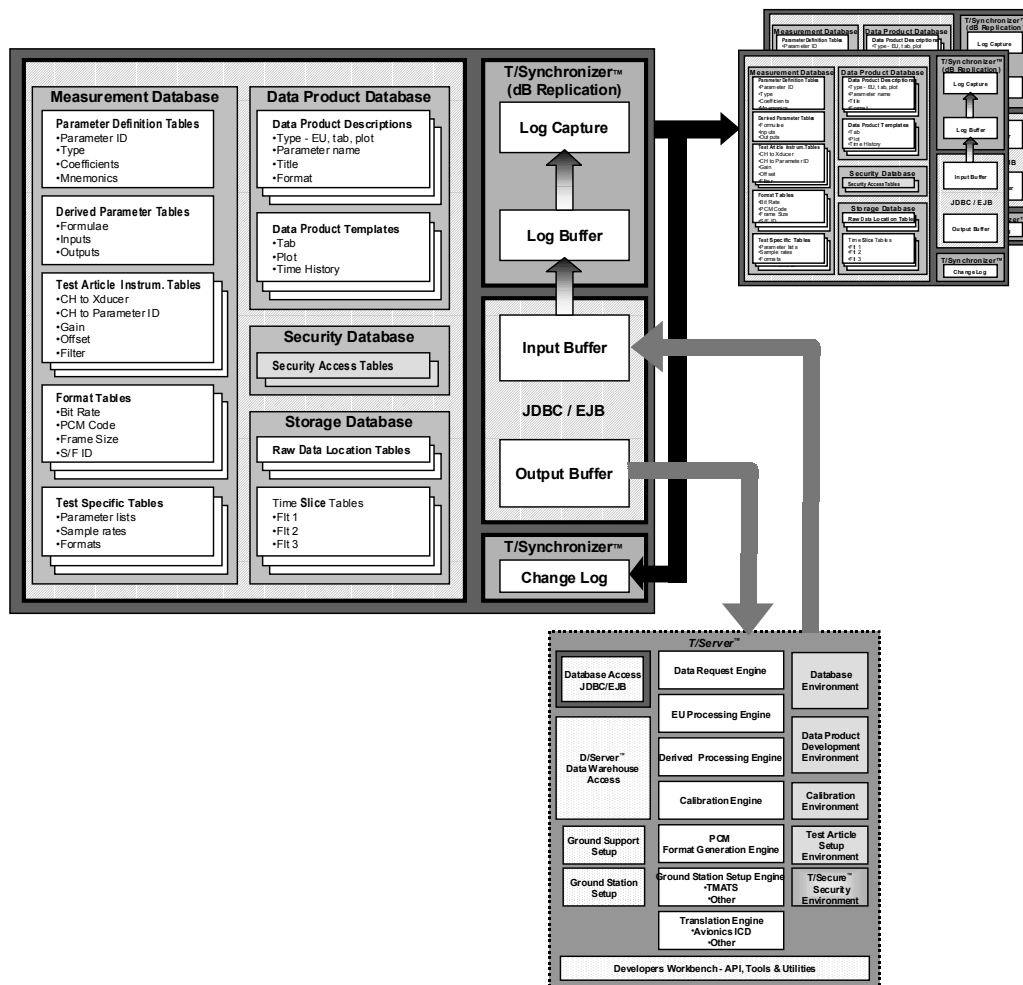


Figure 4. Database Interconnectivity Model

EMBEDDED WEB SERVERS

As the future of consumer electronics continues to move towards a network-centric world, products without the ability to access the World Wide Web will begin to find themselves without buyers. The movement is clear for cell phones, personal digital assistants, refrigerators, video cameras, and digital video disk players. Developers will slowly see the need to allow all of their products to contain an *embedded Web server* so that access can be had by anybody with a Web browser. Soon, all bit syncs, decoders, and receivers will have the ability to be controlled by anyone with a browser. Ensuring that Web-enabled technologies are an integral part of your enterprise telemetry management system will allow you to make full use of this new and exciting technology development.

CONCLUSION

The eventual management of all telemetry data, databases, processing resources, and network managers for conducting flight and laboratory testing will soon come under the umbrella of a *telemetry enterprise management system*. This evolutionary step in the technology adoption cycle will occur, and how we respond to it will dictate our ability to remain competitive in an ever increasingly complex world of judging *value* by measuring *efficiency*. Use of object-oriented technologies, advanced database

interconnectivity, and Web-enabled concepts will dictate the basic architectural design of telemetry systems over the next decade.

REFERENCES

1. Trustman, John & Meshako, Susan, "You Say You Want an Evolution?", Intelligent Enterprise Magazine, Volume 2, Number 16, November 16, 1999.
2. Box, Don, "Lessons from the Component Wars: An XML Manifesto," MSDN Online Workshop.
3. Gage, Deborah, "Microsoft Hasn't Killed Off Java Yet," <http://www.zdnet.com/devhead/stories/articles/0,4413,2228929,00.html>.
4. King, Nelson, "Of Two Minds About Java," <http://intelligenterprise.com/9811/feat1.shtm>.
5. "Web-enabling Enterprise Management," <http://www.zdnet.com/devhead/stories/articles/0,4413,357223,00.html>.
6. Kalibjian, Jeffery R., "The Impact of the Common Data Security Architecture (CDSA) on Telemetry Post Processing Architectures," ITC/USA'99 Proceedings, Session 23, Telemetry Architectures.
7. "Business Intelligence & Data Warehousing: Competitive Analysis Report," <http://www.PlanetIT.com/docs/PIT19990827S0005>

ETUDE D'INTERACTIONS ANTENNE-STRUCTURE : CONFRONTATION DE RESULTATS DE CALCULS ET DE MESURES POUR LES ANTENNES TM-TC SUR LE SATELLITE JASON ET L'ANTENNE GPS/GTO SUR LE SATELLITE STENTOR

Cécile JOUVE, Daniel BELOT, Patrick DUMON, Jean-Marc LOPEZ
CNES, 18 Avenue Edouard Belin 31401 – TOULOUSE – Cedex 4
e-mail : cecile.jouve@cnes.fr

1 - RESUME

Les satellites sont des structures conductrices comportant de nombreux appendices et antennes. Les facteurs perturbateurs pour ces dernières sont donc potentiellement nombreux, et doivent être pris en compte lors des prévisions de performances comme les bilans de liaison par exemple. Il est donc important d'avoir à disposition des outils fiables et d'utilisation aisée qui permettent de quantifier ces perturbations.

Dans ce domaine, la mesure reste une référence, au niveau fiabilité, représentativité et précision. Cependant, que ce soit en base longue extérieure ou en base compacte comme au CNES, une campagne de mesures complète nécessite d'importants moyens humains et matériels.

C'est pourquoi il est intéressant de pouvoir utiliser des codes de calculs dont on connaît parfaitement les limites et la précision des valeurs données : on peut ainsi interpréter les résultats, et en tirer de justes conclusions.

2 - OBJECTIF

L'objectif de ce travail est d'étudier les perturbations apportées par la structure conductrice d'un satellite sur le rayonnement d'une antenne, mais surtout d'évaluer les résultats donnés par des simulations. Pour cela, une comparaison entre les valeurs obtenues par le calcul et celles obtenues suite à une campagne de mesures a été effectuée pour deux cas distincts :

- l'antenne TM-TC (TéléMesure-TéléCommande) sur les faces terre et anti-terre du satellite JASON,
- l'antenne GPS/GTO sur la face anti-terre du satellite STENTOR.

A chaque fois, les mesures du rayonnement de l'antenne positionnée sur une maquette de la face du

satellite ont été confrontées au rayonnement de cette même antenne, mise dans des conditions similaires aux mesures, calculé grâce à des codes de calculs : SARGASSES qui utilise les méthodes asymptotiques, pour le cas JASON, EMC2000 qui, lui, met en oeuvre des méthodes exactes, pour le cas STENTOR.

3 - CAMPAGNES DE MESURES

Les deux campagnes de mesures ont eu lieu dans la Base Compacte de Mesure d'Antennes (BCMA) du CNES à Toulouse, où les antennes ont été caractérisées en rayonnement, une fois fixées sur des maquettes à échelle 1 des faces terre et anti-terre du satellite JASON, ou sur la face anti-terre dans le cas du satellite STENTOR. Ces maquettes sont entièrement métalliques, de façon à être parfaitement réfléchissante d'un point de vue radioélectrique.

3.1 – La Base Compacte de Mesures d'Antennes

Le principe d'une base compacte est de recréer à courte distance les conditions de mesure d'un champ lointain (onde plane) grâce à une très grande optique à réflecteur(s) qu'on explore dans sa zone proche, dite zone de Rayleigh. La figure 1 donne le schéma de principe d'une base compacte mono-réflecteur : l'onde sphérique issue d'une source placée au foyer du réflecteur est transformée en onde plane dans la zone de Rayleigh, dans laquelle le système à mesurer est placé.

Il existe des bases à un ou deux réflecteurs. Si l'on décide de privilégier le fonctionnement en basse fréquence, le système mono-réflecteur sera meilleur car le couplage direct source – spécimen à tester sera faible. Par contre, si l'on cherche de bonnes performances en pureté de polarisation, il faudra allonger la distance focale : dans ce cas, on privilégiera la base à deux réflecteurs.

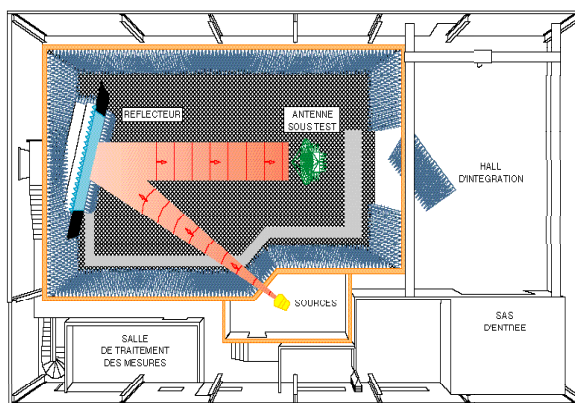


Figure 1 : Schéma de principe d'une base compacte mono-réflecteur

Compte tenu des besoins du CNES, la solution de base compacte mono-réflecteur a été adoptée. Ses dimensions sont de 22mx12mx12m, et elle est tapissée d'absorbants hyperfréquences. Le réflecteur, d'ouverture projetée 5.3mx5.4m, est équipé de grandes dentelures (2m) afin de limiter les phénomènes de diffraction en bande basse et possède une grande focale (13m) pour assurer un taux de polarisation croisée, en polarisation linéaire, raisonnable pour une taille d'antenne à mesurer typique de 2m. De plus, la qualité de réalisation du profil de ce réflecteur (25 microns RMS d'écart par rapport au paraboloïde parfait, et 4 microns d'état de surface local) confère au système d'illumination global des performances garanties bien au-delà de 100 GHz.

Qualifiée, à ce jour, de 400 MHz à 40 GHz, la BCMA est utilisée à des fins d'études et d'expertises à travers :

- Des mesures de performances d'antenne seule (modèle radioélectrique, modèle de vol) : diagrammes de rayonnement en co et contra-polarisation, gain, localisation de centre de phase.
- Des études d'interactions antenne – structure, au travers de la mesure de diagrammes de rayonnement. Les antennes sont alors positionnées sur des maquettes représentant tout ou une partie du satellite. Selon la fréquence, la taille des spécimens peut aller de 2 à 4 m.
- Des mesures de SER (Surface Equivalente Radar) de 4 à 18 GHz en co et contra-polarisation.

Il est à noter qu'aucune recette d'antenne sur satellite n'est effectuée dans cette base.

Lors d'une campagne de mesures, le spécimen à caractériser (antenne ou antenne+structure, d'un poids ≤ 350 kg) est fixé sur un positionneur précis, installé sur des rails de précision et doté de 7 degrés de liberté : 3 translations (rails, tables croisées X/Y), et 4 rotations (azimut inférieur, élévation, azimut supérieur, roulis). Ceci permet une grande liberté dans le choix des coupes de mesures. Le réflecteur est alors illuminé par une source de référence, placée en son foyer, dont la bande de fréquence correspond à la fréquence de fonctionnement de l'antenne étudiée. On dispose ainsi d'une série de sources, nous permettant de couvrir la bande 400 MHz – 40 GHz et capables de générer tous les états de polarisation de l'onde (linéaires et circulaires).

Précisions de mesures :

- ± 0.25 dB sur une mesure de gain « dans l'axe »
- ± 0.5 dB à -20 dB sous le max dans un lobe principal
- ± 1.5 dB à -30 dB pour un lobe secondaire
- ± 1 dB à -20 dB sous le max en copolarisation , pour la polarisation croisée
- ± 0.3 mm dans la localisation du centre de phase
- ± 1 dB à -30 dB.m² sur la mesure de points brillants en SER.

3.2 – Les antennes étudiées

Les antennes étudiées dans ce cadre sont des antennes quadrihélices coniques.

Fabriquées par SAAB-ERICSSON, les antennes TM-TC du satellite JASON fonctionnent aux fréquences 2025 – 2110 MHz pour la TC, et 2200 – 2290 MHz pour la TM, en polarisation circulaire. Elles ont un diagramme de rayonnement formé qui présente un maximum de gain pour $\theta \approx \pm 55^\circ$ (définition de θ : voir figure 2).

L'antenne GPS/GTO du satellite STENTOR est fournie par CHELTON-STAREC Antennas. Elle fonctionne à la fréquence de 1.575 GHz, en polarisation circulaire. Son diagramme est également formé avec un maximum de gain à $\theta \approx \pm 45^\circ$ (définition de θ : voir figure 2).

4 – SIMULATIONS

4.1 – Le logiciel SARGASSES

Le logiciel SARGASSES est fourni par la société THALES (Etablissement d'Elancourt), et utilise les méthodes asymptotiques de Théorie Géométrique de la Diffraction et de Théorie Uniforme de la Diffraction.

Il permet d'évaluer les perturbations apportées par la structure diffractante au rayonnement d'une antenne, dans une direction d'observation donnée, à une distance infiniment grande.

L'utilisateur doit fournir en entrée, du fait de la méthode approchée utilisée, le rayonnement de l'antenne seule. Il décrit la géométrie de la structure porteuse et liste les interactions (réflexions et diffractions, simples et multiples) à étudier entre l'antenne et les différents éléments de géométrie constituant la structure perturbatrice.

4.2 – Le logiciel EMC2000

Le logiciel EMC2000 est fourni par la société MATRA SYSTEMES et INFORMATION, et permet la résolution des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel, basée sur la méthode des moments. Il calcule les réponses en courant et en champ d'objets 3D de forme quelconque soumis à des excitations en mode conduit ou rayonné.

Par cette méthode exacte, il est possible de simuler le rayonnement de l'antenne utilisée. Puis en rajoutant le modèle numérique de la structure, on calcule le champ perturbé. Il est à noter, que la géométrie ne doit pas être trop grande (par rapport à la longueur d'onde), ni trop compliquée (supprimer les appendices non perturbants a priori), ceci afin de réduire le nombre d'éléments de maillage et par conséquent le temps de calcul.

5 – RESULTATS ET COMPARAISON

La comparaison mesures-simulations, dans les deux cas étudiés, s'effectue sur le diagramme de rayonnement de l'antenne normé en gain, en polarisations circulaires droite et gauche, pour des plans méridiens ($\varphi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ ou 135°) ou des plans parallèles à θ constant, les angles θ et φ étant définis à la figure 2.

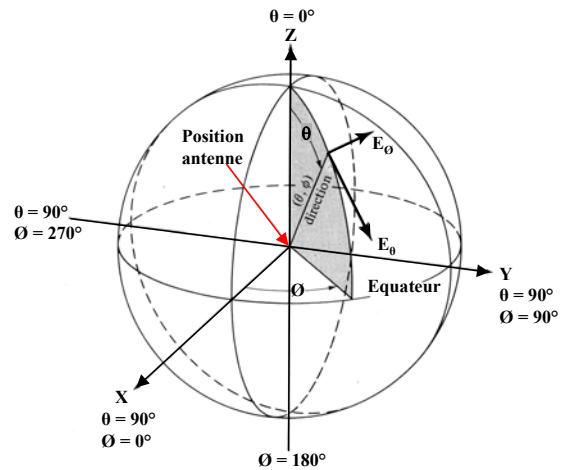


Figure 2 : Repère standard

5.1 – Cas JASON

Les mesures révèlent, aux deux fréquences de fonctionnement, 2.04 GHz (TC) et 2.21592 GHz (TM), quelques perturbations qui, toutefois, n'excèdent pas 3 dBcc, sur les deux faces du satellite. La présence de l'antenne altimètre, de l'antenne DORIS face terre (cf. figure 3) et des senseurs stellaires face anti-terre, appendices métalliques de taille importante, est à l'origine de ces fluctuations de niveaux.



Figure 3 : Maquette de la face Terre du satellite JASON

Pour les calculs avec le logiciel SARGASSES, le satellite a été décrit dans sa totalité (sans panneau solaire), avec des faces terre et anti-terre identiques aux maquettes. Seules les interactions concernant les faces étudiées ont été déclarées : ceci pour se rapprocher au mieux de la mesure.

Les résultats présentés ici concernent l'antenne TM fonctionnant en polarisation circulaire droite et positionnée sur la face terre.

Les résultats du calcul sont semblables aux mesures : les perturbations sont localisées dans le même domaine angulaire, et sont d'amplitude similaire (cf. figures 4 à 8). Cependant, dans le cas de masquages importants par la structure, les perturbations montrées par SARGASSES sont plus marquées que lors des mesures : ce phénomène est lié à la méthode de calcul. C'est ce que l'on peut observer sur la figure 8 : le trou de gain est causé par l'antenne DORIS, qu'on peut localiser sur le côté gauche de la maquette sur la figure 3.

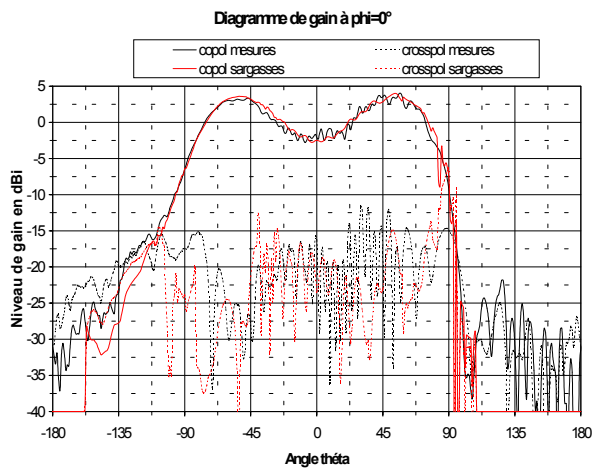


Figure 4 : Comparaison des résultats de calcul SARGASSES avec la mesure à 2.2 GHz sur l'antenne TM-TC avec la maquette radioélectrique de la face -terre du satellite JASON à $\phi = 0^\circ$

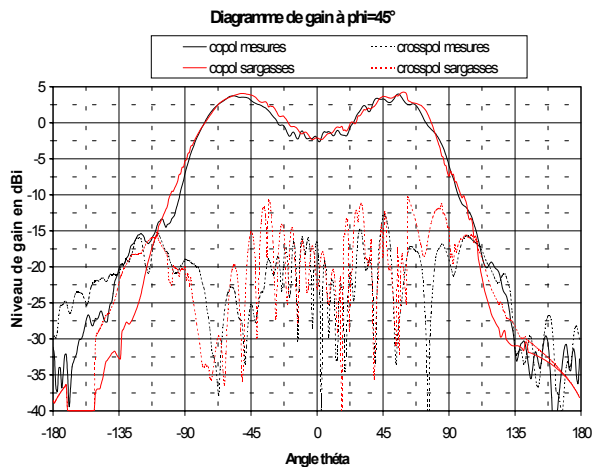


Figure 5 : Comparaison des résultats de calcul SARGASSES avec la mesure à 2.2 GHz sur l'antenne TM-TC avec la maquette radioélectrique de la face -terre du satellite JASON à $\phi = 45^\circ$

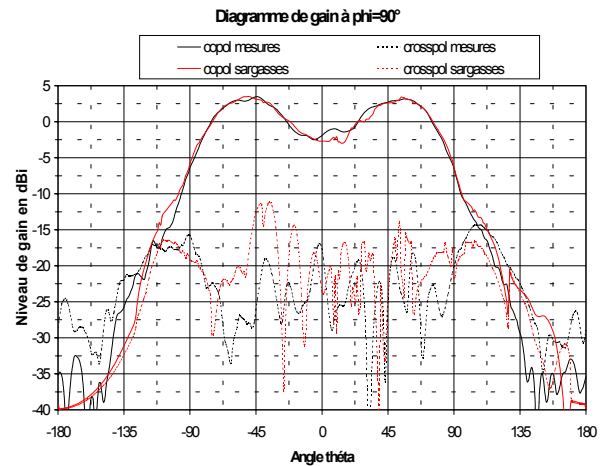


Figure 6 : Comparaison des résultats de calcul SARGASSES avec la mesure à 2.2 GHz sur l'antenne TM-TC avec la maquette radioélectrique de la face -terre du satellite JASON à $\phi = 135^\circ$

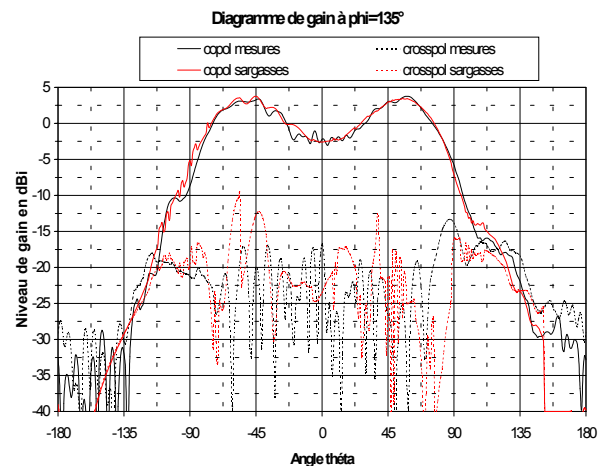


Figure 7 : Comparaison des résultats de calcul SARGASSES avec la mesure à 2.2 GHz sur l'antenne TM-TC avec la maquette radioélectrique de la face -terre du satellite JASON à $\phi = 135^\circ$

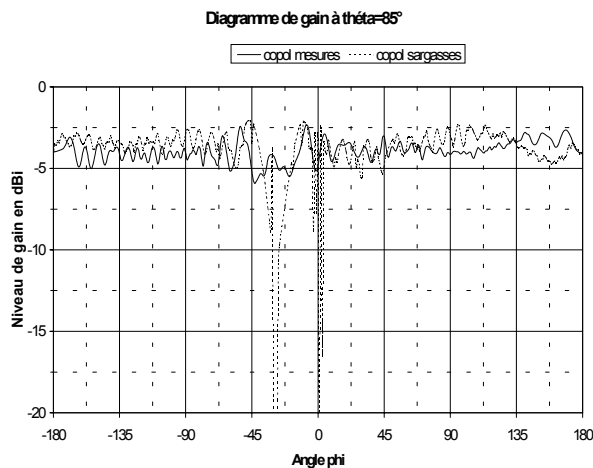


Figure 8 : Comparaison des résultats de calcul SARGASSES avec la mesure à 2.2 GHz sur l'antenne TM-TC avec la maquette radioélectrique de la face -terre du satellite JASON à $\theta = 85^\circ$

5.2 – Cas STENTOR

Les mesures radioélectriques de l'antenne GPS ont été effectuées à la fréquence de 1.575 GHz. Sur la face anti-terre du satellite STENTOR, des appendices comme les tuyères ou le moteur plasmique sont présents, ce qui occasionne quelques perturbations sur le rayonnement de l'antenne (cf. figure 9). Néanmoins, ces ondulations n'excèdent pas 3 dBcc.

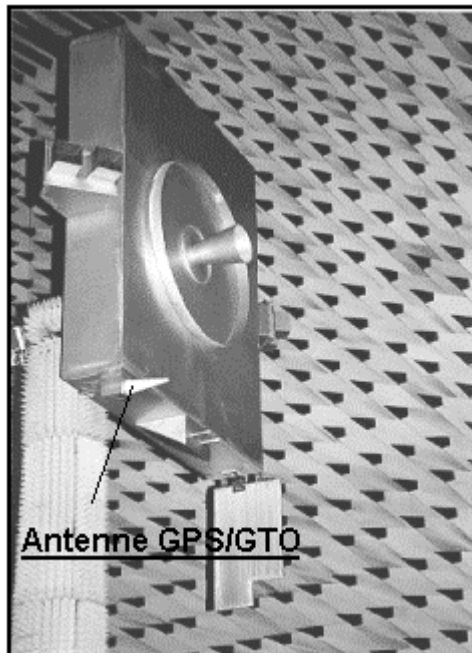


Figure 9 : Maquette radioélectrique de la face anti-terre du satellite STENTOR

Le rayonnement de l'antenne seule a, dans un premier temps, été calculé (cf. figure 10).

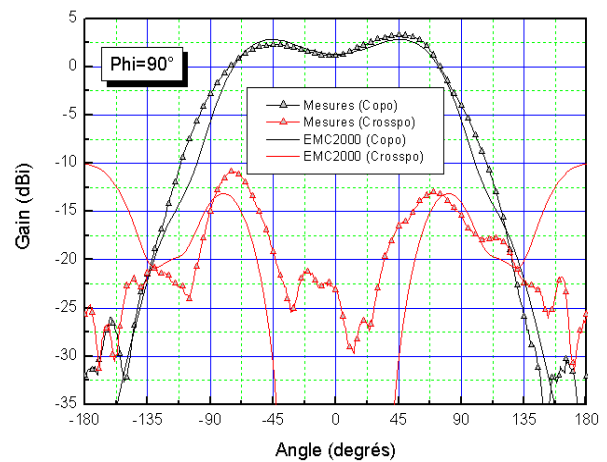


Figure 10 : Comparaison des résultats de calcul EMC2000 avec la mesure à 1.575 GHz sur l'antenne seule à $\phi = 90^\circ$

Après comparaison avec la mesure, et validation, le modèle numérique de la structure a été rajouté. Ce dernier a été simplifié par rapport à la maquette utilisée lors des mesures : les tuyères, le radiateur et les moteurs plasmiques ont été enlevés afin d'alléger le calcul. Ces appendices ne représentent pas des éléments fortement perturbateurs d'un point de vue radioélectrique.

Malgré ces simplifications a priori, la comparaison calculs – mesures montre une très bonne corrélation entre les deux méthodes (cf. figures 11 à 14) : les ondulations sont d'amplitude équivalente et localisées sur les mêmes domaines angulaires.

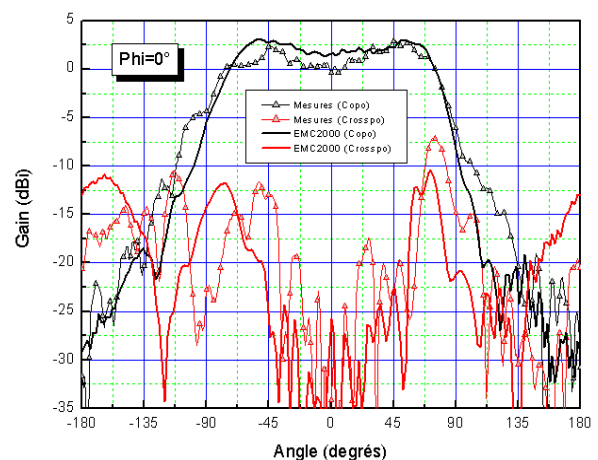


Figure 11 : Comparaison des résultats de calcul EMC2000 avec la mesure à 1.575 GHz sur l'antenne GPS/GTO avec la maquette radioélectrique de la face anti-terre du satellite STENTOR à $\phi = 0^\circ$

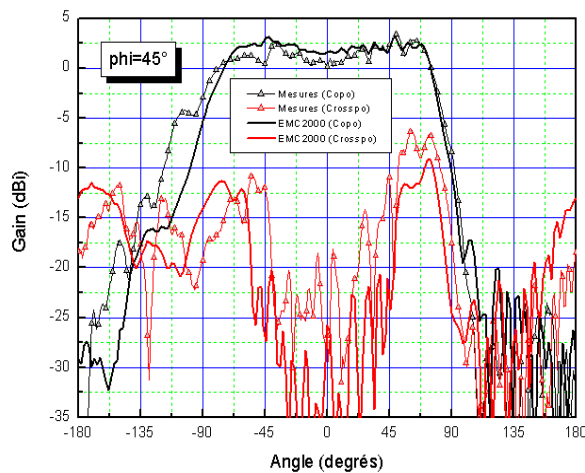


Figure 12 : Comparaison des résultats de calcul EMC2000 avec la mesure à 1.575 GHz sur l'antenne GPS/GTO avec la maquette radioélectrique de la face anti-terre du satellite STENTOR à $\phi = 45^\circ$

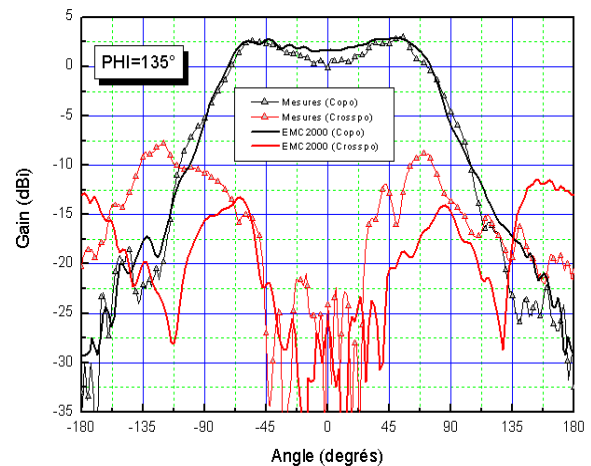


Figure 14 : Comparaison des résultats de calcul EMC2000 avec la mesure à 1.575 GHz sur l'antenne GPS/GTO avec la maquette radioélectrique de la face anti-terre du satellite STENTOR à $\phi = 135^\circ$

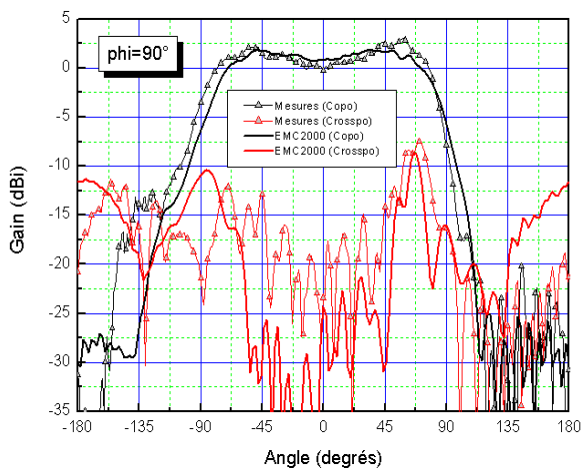


Figure 13 : Comparaison des résultats de calcul EMC2000 avec la mesure à 1.575 GHz sur l'antenne GPS/GTO avec la maquette radioélectrique de la face anti-terre du satellite STENTOR à $\phi = 90^\circ$

6 – CONCLUSION

Cette étude montre bien l'efficacité des deux logiciels, SARGASSES et EMC2000. En effet, malgré des méthodes de calculs utilisées différentes (méthode asymptotique pour l'un, méthode exacte pour l'autre), les résultats de calculs des perturbations apportées par une structure sur le rayonnement d'une antenne peuvent fournir une excellente base pour des prévisions.

L'utilisation de ces outils numériques peut éviter des campagnes de mesures longues à mettre en place, voire impossible à mener lorsque la taille des maquettes est trop importante, comme pour évaluer, par exemple, l'impact des panneaux solaires.

7 – REFERENCES

- [1] J-M. LOPEZ, P. DUMON, "La base compacte de mesures d'antennes du CNES": ETTC 1995
- [2] P. DUMON, J-M. LOPEZ, G. PERES, J-P. ESTIENNE, J.G FERRANTE, "Analyse numérique d'antenne avec le logiciel EMC2000 – Application à l'antenne hélice GPS/GTO du satellite STENTOR": JMET2001

TRANSMISSION OPTIQUE EN ESPACE LIBRE D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE ANALOGIQUE

P. Sabouroux et J.-L. Péré

Institut FRESNEL /équipe TEM /case 162

Université de Provence, Av. Escadrille Normandie-Niémen, 13397 Marseille Cedex 20

pierre.sabouroux@fresnel.fr ; jl.pere@fresnel.fr

RESUME : Le but de cette article est de montrer qu'il est possible d'utiliser un système optique en espace libre, pour transmettre un signal analogique hyperfréquence. Les premiers résultats obtenus sont comparés à un système analogue utilisant la technologie de la fibre optique. Une première application à la télé-alimentation d'une antenne en émission y est décrite. Les résultats des premières mesures expérimentales accréditent ce nouveau concept

1. INTRODUCTION :

La présente étude de faisabilité vise à réaliser un démonstrateur permettant de transmettre, en espace libre, un signal analogique hyperfréquence. Aujourd'hui, un tel signal est reçu ou émis par une antenne alimentée par des câbles coaxiaux ou par des systèmes à fibre optique [3]. Dans beaucoup d'applications, les câbles peuvent présenter une gêne et limiter les mouvements de l'antenne comme, par exemple, en chambre anéchoïde, lors de l'utilisation de positionneurs d'antennes devant assurer des mouvements de grande amplitude ou, en sites extérieurs, lors de l'alimentation d'une antenne par une liaison filaire difficile à mettre en oeuvre (exemple : antenne située sur un promontoire d'accès difficile).

Le démonstrateur présenté dans cet article, est réalisé à partir d'un matériel existant [4] qui nous a permis de travailler à des fréquences d'expérimentation allant de 500 MHz à 1,2 GHz.

2. PRINCIPE :

Le principe d'une liaison en espace libre reprend à la base la technologie des liaisons **analogiques** hyperfréquences par fibre optique. Cette liaison est coupée et remplacée par un faisceau de lumière modulée (espace libre). Ce principe est décrit par la figure 1.

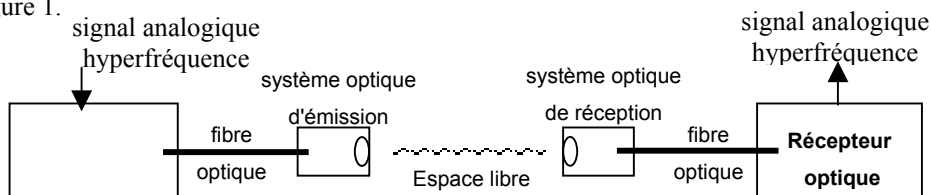


Figure 1 : Schéma du principe de transmission en espace libre d'un signal analogique hyperfréquence.

Le système de transmission se compose :

- D'un **émetteur optique** qui a pour rôle de transformer le signal électrique analogique hyperfréquence en signal optique modulé. Il contient, essentiellement, une diode laser de type Distributed Feed Back (DFB) de longueur d'onde 1310 nm et de puissance optique 6 mW. La modulation analogique d'intensité lumineuse (modulation directe [1]) est obtenue par celle du courant qui traverse la diode laser. L'émetteur contient également des circuits d'adaptation (50 Ohms) et de protection. La sortie optique se fait par un connecteur de type FC/APC d'atténuation typique voisine de 0,3 dB.

- D'un **récepteur optique** contenant une photodiode PIN de sensibilité 0,75 A/W. Cette photodiode convertit le signal optique reçu en signal électrique, qui est lui même l'image du signal émis. La sortie hyperfréquence est réalisée par un té de polarisation d'adaptation 50 Ohms. L'entrée optique est réalisée par un connecteur de type FC/APC. La puissance optique maximale d'entrée du récepteur est de 2 mW, valeur imposée par le constructeur.

- De **systèmes optiques** d'émission et de réception réalisés à l'aide de collimateurs adaptés au type de fibre utilisée (fibre monomode (9/125) en silice fondue). Les pertes typiques de ces fibres sont de l'ordre de 0,2 à 0,4 dB/km. La divergence du faisceau collimaté est d'environ 0,5 mrad.

Un des éléments clef de cette technique de transmission est la qualité de l'alignement du faisceau. Pour cela, un système micro-mécanique de type Micro-Contrôle permet d'aligner avec grande précision les deux collimateurs.

3. EXPERIMENTATION.

3.1. configuration 1 : caractérisation de l'espace libre optique

Le grandeur mesurée est la transmission entre les ports 1 et 2 de l'analyseur de réseau (S_{21}) en fonction de la fréquence. L'onde incidente est émise par le port 1 tandis que l'onde transmise en aval du segment optique est mesurée par le port 2. L'analyseur de réseau utilisé est un HP8510C de chez Hewlett Packard.

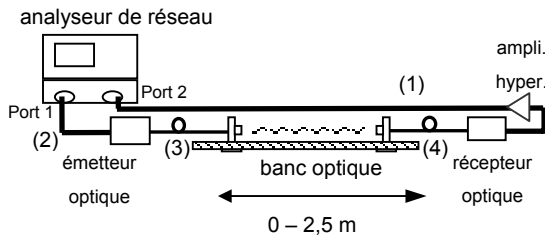
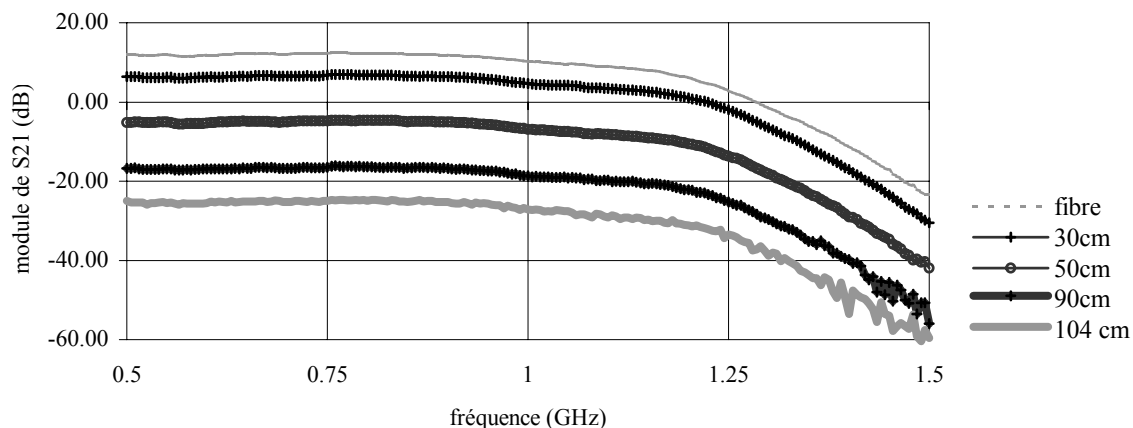


Figure 2 : Démonstrateur expérimental pour transmission en espace libre.

Les parties hyperfréquences sont constituées par des câbles coaxiaux représentés sur la figure 2 par les chiffres (1) et (2). Ces câbles possèdent une longueur de 2 m. Ils engendrent une atténuation mesurée de 1 dB. Un amplificateur hyperfréquence (HP 83006A), de gain + 23 dB, est placé juste après le récepteur optique.

Le segment optique est constitué par les fibres optiques (3) et (4) et par le banc optique lui-même. L'atténuation dans les fibres est négligeable (0,2 dB/km). La puissance du signal analogique sinusoïdal hyperfréquence appliquée au modulateur optique est de + 10 dBm. Le domaine fréquentiel balayé va de 0,5 GHz à 1,5 GHz avec un pas de 0,05 GHz.

La distance de propagation en espace libre, comprise entre les deux systèmes de collimation placés sur le banc optique, peut varier de 0,2 m à 2,5 m. Les premiers résultats obtenus pour 4 valeurs de la distance séparant les collimateurs sont présentés sur le graphique 1.



Graphique 1 : atténuation, en espace libre, en

fonction de la distance entre les collimateurs.

On remarque que pour ces 4 valeurs, la transmission présente un niveau très supérieur à celui du bruit qui se situe aux environs de - 75 dB. La transmission est sensiblement constante tant que la fréquence reste inférieure à 1 GHz et le fait qu'elle décroisse ensuite est simplement dû aux caractéristiques intrinsèques de l'émetteur optique. La courbe du haut, portant la légende "Fibre" correspond à la transmission obtenue à l'aide d'une liaison effectuée par fibre.

3.2. configuration 2 : application à une propagation hertzienne

Expérimentation de « télé-alimentation en émission » d'une antenne hyperfréquence :

La réalisation de cette expérimentation reprend exactement le système optique décrit précédemment dans la figure 2 mais, entre la sortie de l'amplificateur hyperfréquence et l'analyseur de réseau, on a intercalé un système de transmission hertzienne composé de deux cornets ARA DRG118A (Figure 3) placés en regard à la distance D et dont les axes principaux sont confondus. Les essais de transmission ont été effectués pour les deux valeurs particulières : D1 = 96 cm et D2 = 185 cm.

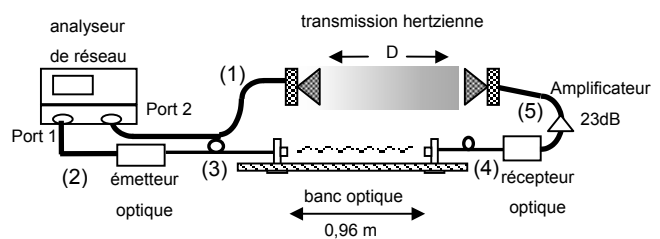
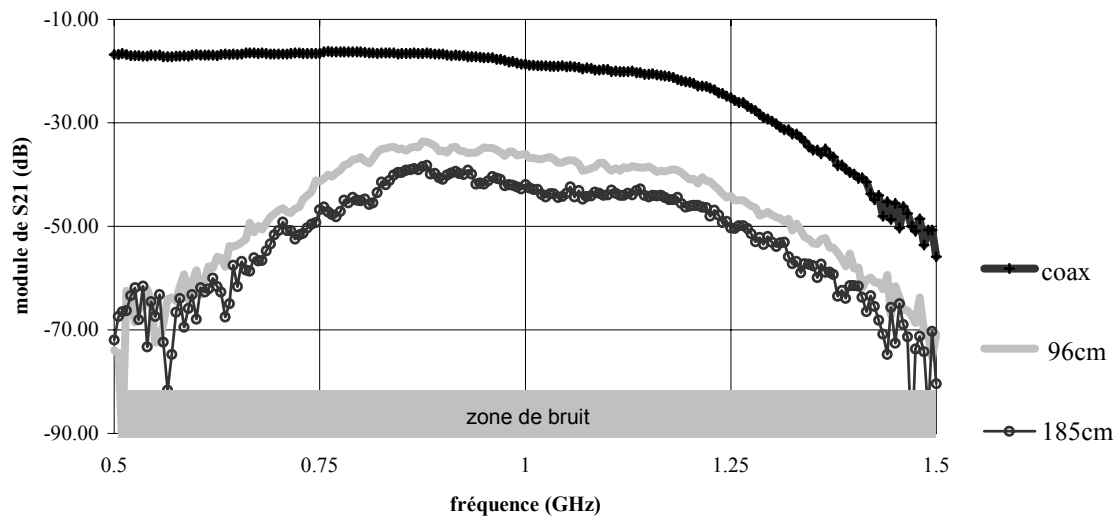


Figure 3 : principe de la télé-alimentation optique d'une antenne hyperfréquence.

Sur le graphique 2 on a porté les résultats des mesures effectuées entre 0,5 GHz et 1,5 GHz pour ces deux valeurs D1 et D2 puis pour quantifier l'effet de la liaison hertzienne, on y a reporté la courbe du graphique 1 (notée coax.) relative à une distance en espace libre optique égale à 90 cm.

Entre 0,8 GHz et 1,5 GHz, le comportement de l'ensemble de la liaison est conservé malgré une atténuation supplémentaire inhérente à la liaison hertzienne.

L'atténuation supplémentaire observable avant 0,8 GHz est simplement due à la bande passante des antennes utilisées. En effet, la fréquence de coupure basse de ces cornets se situe aux environs de 0,8 GHz.



Graphique 2 : transmission hertzienne avec une antenne alimentée par voie optique en espace libre.

4. CONCLUSION :

Les résultats expérimentaux obtenus à l'aide de ce premier dispositif valident la possibilité d'effectuer une transmission en espace libre par voie optique d'un signal analogique hyperfréquence et accréditent un tout nouveau concept d'alimentation d'antenne sans liaison filaire. Pour poursuivre dans ce domaine de la télé-alimentation, utilisable en émission et en réception, deux points sont à développer. La première concerne les optiques de collimation et le second porte sur les moyens de modulation d'une porteuse optique par une onde électromagnétique hyperfréquence. La voie des modulateurs externes, obligatoire pour monter en fréquence (au dessus de 20 GHz) est encore à prospecter [3]. A l'heure actuelle, des essais sont effectués pour des fréquences supérieures à 1 GHz. La solution d'une modulation externe du faisceau laser est envisagée pour atteindre des fréquences de transmission supérieures à 20GHz [3].

REMERCIEMENTS :

Les auteurs remercient Monsieur Jean DAGRON, Directeur Général de la société **EURONANO** 92762 Anthony France, pour le prêt du matériel de la marque **ORTEL**.

RÉFÉRENCES :

- [1] Charles Cox III, Edward Ackerman, Roger Halley, Gary E.Betts, "Techniques and performance of intensity - modulation direct detection analog optical links", IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques, Vol.45, NO. 8, pp 1375-1383. August 1997.
- [2] Isaac I. Kim, Mary Mitchell, Eric Korevaar, "Measurement of scintillation for free-space laser communication at 785 nm and 1550 nm. Optical Wireless Communication II, Proc. SPIE vol.3850, September 1999.
- [3] Edward I. Ackerman, Afshin. S. Daryoush, "Broad band external modulation fiber-optic links for antenna-remoting applications", IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques, Vol. 45, NO.8, pp 1436-1442, August 1997.
- [4] By Ortel Coporation, "A system designer's guide to RF and microwave fiber optics", ORTEL, 1997.

ETUDE DE L'ULTRA LARGE BANDE SYNTHETIQUE SPATIALE

Florian LEFORESTIER
doctorant
(ONERA/DEMR)

Joël FRITZ
directeur du centre
(ONERA)

Jacques DULOST
ingénieur de recherche
(ONERA/DOTA)

ONERA Salon-de-Provence
BA 701 Ecole de l'Air
13661 SALON AIR

RESUME

L'ULB¹ dont les besoins vont croissant (en imagerie, CCME², GPR³...) n'est actuellement produite que par une unique chaîne radar technologiquement limitée en largeur de bande.

Une alternative réside dans la juxtaposition de plusieurs chaînes BE⁴ parallèles émettant simultanément pour synthétiser spatialement une bande illimitée, à coût modique et en technologie éprouvée.

Aux intérêts classiques de la grande capacité de mesure ULB (obtention d'hyper résolution en HRR⁵ ou ISAR⁶) s'ajoute celui de la création instantanée du signal face à la synthèse temporelle de spectre par saut de fréquence.

L'analyse est abordée dans un cadre théorique et reste soumise à l'implantation des défauts de cohérence de chaînes évalués par un futur montage expérimental.

ABSTRACT

UWB, which needs are still increasing (in imagery, ECCM, GPR,...) is nowadays provided by a single radar channel which is technologically band-limited.

Another way is to juxtapose parallel narrowband channels that simultaneously spatially transmit in order to provide an unlimited band at low cost and classical technology.

Usual UWB's high measurement capacity (for hyper resolution in HRR or ISAR) is added to instantaneous making of signal capacity, to be compared to the performances of temporal spectrum synthesis achieved by stepped frequency.

The approach stays on a theoretical view and is bound to evolve since experimental chain's coherence defaults will be added to.

INTRODUCTION

Thème

Les intérêts de la large bande sont multiples. La première discipline concernée est la haute résolution radiale en imagerie (SAR⁷, polarimétrie,...) régie par la relation générale approximative:

$$r = \frac{c}{2B} \quad (1)$$

où r désigne la résolution, c la célérité de l'onde (3.10^8 m.s^{-1}) et B la bande efficace du code employé.

Le domaine des contre-mesures confère un rôle important à l'ULB, seul mode radar capable de rendre caducs les furtivités dues à l'optimisation des formes ($B2$, $F117$,...), l'emploi de RAM⁸ ou les méthodes actives de modulation de SER (neutrodynage, décaractérisation de cibles,...). Toujours dans un cadre de guerre électronique, la dilution de la Densité Spectrale de Puissance sur un large spectre protège par sa discrétion l'aérien de l'émetteur contre les missiles anti-radar qui se verrouillent sur le faisceau émis.

Pour un radar classique, la bande B d'émission est "étroite" et la largeur de bande relative donnée par

$$\frac{B}{f_0} \quad (2)$$

¹ Ultra Large Bande

² Contre Contre Mesures Electroniques, ou ECCM (Electronic Counter Counter Measures)

³ Ground Penetrating Radar

⁴ Bande Etroite

⁵ High Resolution Radar

⁶ Inverse Synthetic Aperture Radar

⁷ Synthetic Aperture Radar

⁸ Radar Absorbing Material

est "faible" (f_0 désigne la fréquence porteuse). Pour un radar d'analyse, B est "large" et B/f_0 est "faible". Deux aspects sont possibles:

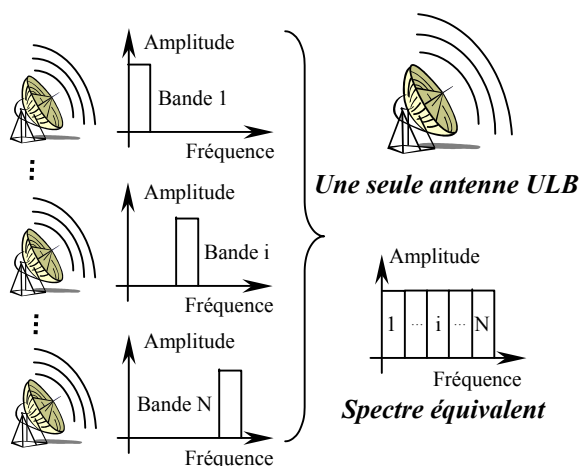
- f_0 "faible", B "grand": configuration adaptée à la résolution basse fréquence (pénétration sous couvert végétal, détection de mines -GPR-,...)
- f_0 "grand", B "grand": configuration adaptée à une grande couverture en bande de fréquence.

Deux modes ULB sont actuellement employés:

- la diversité de fréquence, dont le *stepped frequency* est un exemple, qui présente l'inconvénient d'être incompatible avec des scènes instationnaires à durée de corrélation faibles.
- L'émission impulsionnelle, qui pallie cette insuffisance mais reste limitée technologiquement par la puissance instantanée tolérée par le hardware, ce qui la rend coûteuse et à complexité exponentielle.

Concept

L'objectif de CARAISS² est de synthétiser spatialement l'équivalent d'une impulsion large bande à partir de N signaux bande étroite à faible coût et complexité technologique, c'est-à-dire de conjuguer les 2 méthodes précédentes en ne conservant que leurs avantages.



Le cahier des charges impose des critères de simplicité et d'économie maximales.

Problématique

Le paramètre que l'on cherche à optimiser est la résolution en distance radiale $r=c/2B$. L'outil théorique exploité sera la fonction d'ambiguïté en bande étroite:

² Concept Avancé de Radar à Antenne et Impulsion Semi-Synthétiques

$$\chi(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{2i\pi\nu t} dt \quad (3)$$

avec $s(t)$: code radar employé

ν : fréquence Doppler relative cible/réplique

τ : retard relatif cible/réplique,

dont la coupe à Doppler fixé donne la résolution distance intrinsèque au code (Rihaczek [1]).

Deux problèmes se posent:

- le choix d'une forme d'onde adaptée à l'émission synthétique, recherchée sous la forme la plus simple possible
- Le choix d'un traitement de signal adapté à la réception synthétique.

Traitement de signal en réception

Une approche naturelle consiste à exploiter les configurations radar validées et dédiées à la haute résolution large bande.

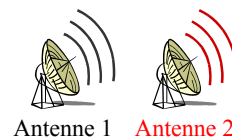
Ces techniques sont (Wehner [2]):

- La modulation de phase (codes de Barker ou pseudo-aléatoires)
- La modulation de fréquence (*chirp*, *stepped-frequency*)

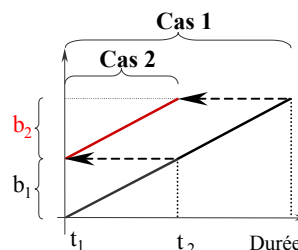
L'expression discrète et binaire des codes de phase semble bien adaptable à l'émission synthétique (émission simultanée des N moments d'un code de Barker, un moment par émetteur). Cependant, la résolution distance d'un tel code de durée τ à N moments de durée $\tau_m = \tau/N$ vaut τ_m . Améliorer la résolution implique de diminuer la durée de chaque moment, c'est-à-dire de se rapprocher d'un mode impulsionnel pur que l'on cherche justement à contourner. On retient donc a priori les signaux de base à modulation de fréquence comme le chirp.

Effets de l'émission synthétique

On s'attache à l'émission d'un chirp dont la durée d'émission est divisée par 2, mais occupant la même bande temps-fréquence:



Cas 1: on émet un chirp monobloc de manière traditionnelle.

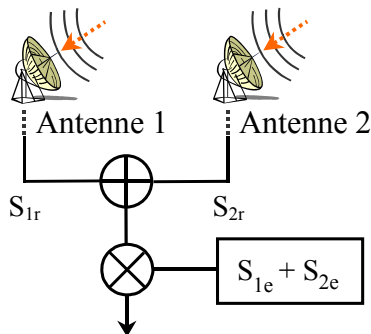


Cas 2: on divise la durée d'émission en gardant la même bande globale. Chaque sous-chirp est émis par une antenne propre.

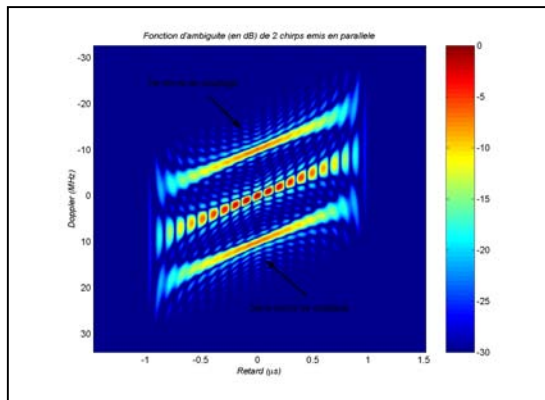
Si on emploie en réception la structure classique du récepteur optimal, χ devient

$$\chi(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} (S_{1r} + S_{2r})(t) \cdot (S_{1e} + S_{2e})^*(t - \tau) e^{2i\pi\nu t} dt \quad (4)$$

Pour $t_2 = 1\mu s$ et $b_2 t_2 = b_1 t_2 = 10$, on obtient:

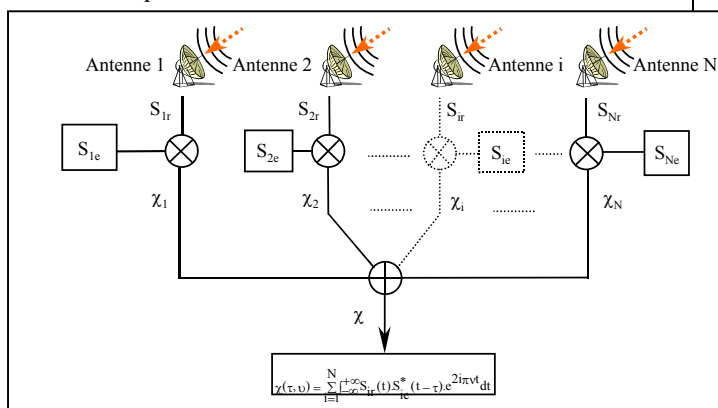


$$\chi(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} (S_{1r} + S_{2r})(t) \cdot (S_{1e} + S_{2e})^*(t - \tau) e^{2i\pi\nu t} dt$$



Architecture du récepteur optimal synthétique

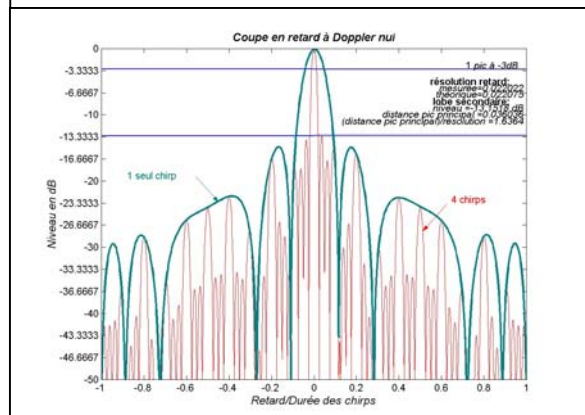
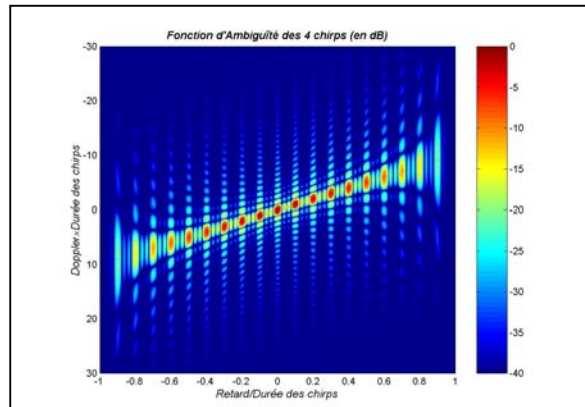
L'apparition des 2 termes parasites $S_{1e} \otimes S_{2r}$ et $S_{1r} \otimes S_{2e}$ dans la corrélation $(S_{1e} + S_{2e}) \otimes (S_{1r} + S_{2r})$ permet de conjecturer le traitement de signal en réception suivant:



qui permet de supprimer les termes de couplage de la fonction d'ambiguïté, et dont on a pu démontrer théoriquement qu'il est le récepteur synthétique optimal.

Optimisation du code

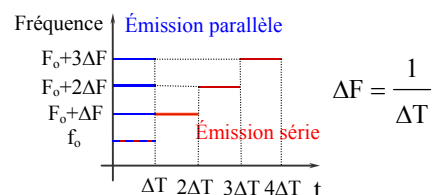
Le traitement retenu ne conserve que la partie centrale du chirp de la fonction d'ambiguïté précédente, c'est à dire la fonction d'ambiguïté d'un chirp morcelée pour accroître sa résolution distance. On a par exemple pour l'émission de 4 sous-chirps de produit $BT=10$ identiques et jointifs en comparaison avec un seul chirp de produit $BT=10$:



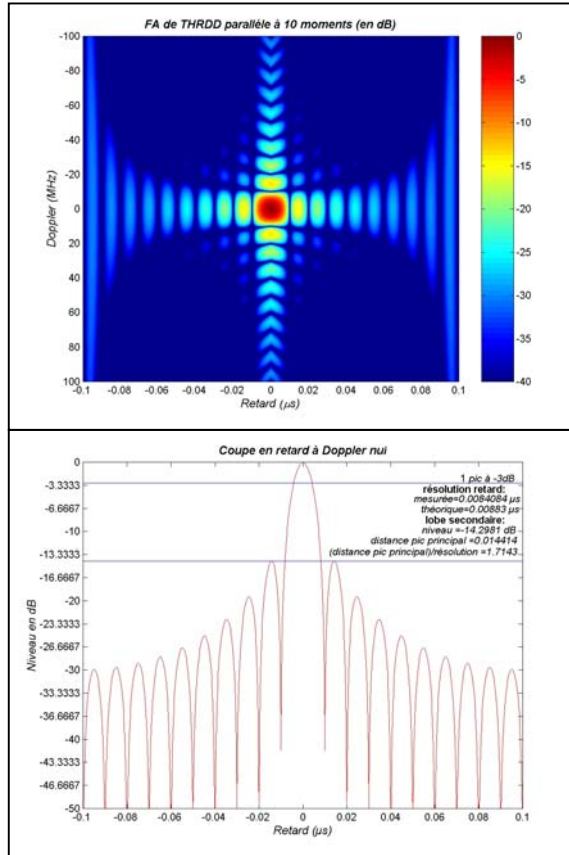
L'étude analytique permet de constater que l'optimisation de la fonction d'ambiguïté (que l'on cherche à faire tendre vers un pic de Dirac, c'est-à-dire pas de lobe secondaire et des résolutions retard/Doppler nulles) impose de maximiser N avec $BT=1$. Mais cette dernière condition est synonyme de taux de compression unitaire (pas de compression) ne désignant plus des chirps mais des pulses sinusoïdaux.

Implantation de THRDD

THRDD¹ est un code discret à saut de fréquence (Fritz [3],[4]) parent des codes de Costas, d'énergie spectrale équivalente à celle d'un chirp et de morphologie fractionnaire adaptée au mode d'émission synthétique. Sa représentation temps-fréquence est celle d'un chirp discret émis en série que l'on adapte à l'émission parallèle:



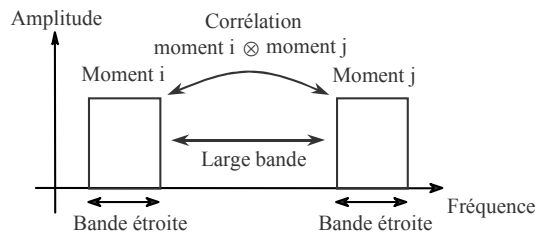
On obtient la fonction d'ambiguïté suivante (10 moments de $\Delta T=0.1\mu s$):



dont on a pu démontrer qu'elle tend asymptotiquement par rapport à N vers la fonction d'ambiguïté idéale, soit l'équivalent d'une post-intégration cohérente en stepped frequency réalisée sur la durée d'une seule impulsion.

Hypothèses large bande

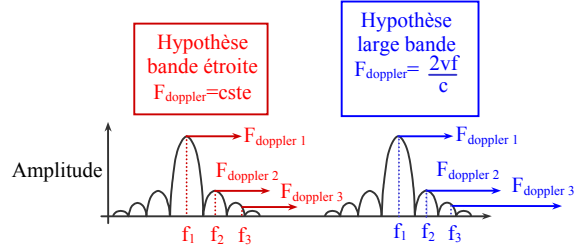
Le récepteur optimal synthétique évoqué suppose implicitement que chaque récepteur reçoit exactement le moment qu'il a émis, ce qui constitue une hypothèse forte. Le pire-cas envisageable est celui où la totalité du signal retour est traitée par chaque antenne sans filtrage de bande, ce qui se traduit par des corrélations entre moments de porteuses très éloignées:



La phénoménologie stipule que chaque fréquence f est décalée d'un Doppler régi par:

$$f_{\text{doppler}} = \frac{2v_{\text{cible}}f}{c} \quad (5)$$

à la différence de l'approche bande étroite qui décale en bloc la bande étudiée du Doppler moyen:



Le signal reçu devient alors sous ces hypothèses:

$$\sqrt{\frac{c-v}{c+v}} s \left(\frac{c-v}{c+v} \left(t - \frac{2d}{c} \right) \right) \quad (6)$$

où s est le signal émis et (d, v) le couple (distance, vitesse) de la cible. La fonction d'ambiguïté devient:

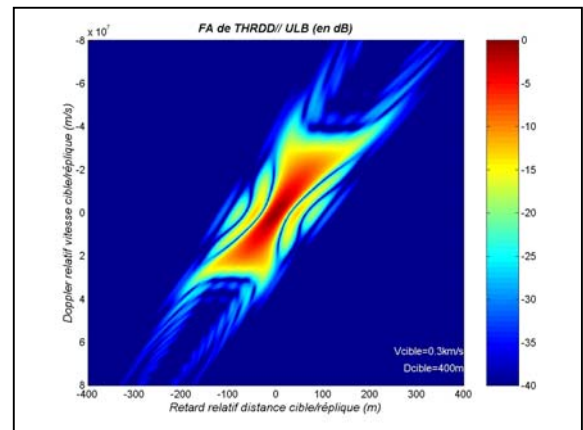
$$\chi(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^N \text{THRDD}(t) \cdot \text{moment}_k^* \left(\frac{1}{a} (t - b) \right) dt \quad (7)$$

avec $a = \frac{a_2}{a_1}$ où $a_{i=1,2} = \frac{c + v_i}{c - v_i}$ et $b = \frac{b_2 - b_1}{b_1}$

où $b_{i=1,2} = \frac{2d_i}{c}$ (1:cible, 2: réplique).

Il est à noter que la fonction d'ambiguïté ne peut plus être exprimée en termes relatifs ou sans dimension; de même la fréquence doppler relative est remplacée par la vitesse absolue puisque la notion de fréquence doppler unique perd son sens sur une large bande.

La fonction d'ambiguïté prend l'allure suivante (5 moments de $1\mu s$, $f_0=20\text{MHz}$):



¹ code à Très Haute Résolution Doppler-Distance

pour une cible située à 400m et évoluant à 300m.s⁻¹, dans l'hypothèse pire-cas en large bande.

On constate une forte parenté de structure avec le cas bande étroite qui diffère cependant d'un phénomène de pente dû à la dilatation temporelle des signaux soumis à l'effet Doppler en l'absence d'hypothèses simplificatrices.

Cependant, les échelles Doppler invoquées pour constater cette déformation sont largement irréalistes (ici, [-80000 km.s⁻¹, 80000 km.s⁻¹]) et on a pu vérifier sur des domaines incluant plusieurs fois les ordres de grandeurs opérationnels courants (jusqu'à quelques centaines de km.s⁻¹) l'équivalence des résultats issus de la corrélation entre le signal reçu large bande avec la réplique large bande (notée *large bande*_{reçu} $\otimes$ *large bande*_{réplique}) et la corrélation *large bande*_{reçu} $\otimes$ *bande étroite*_{réplique}.

On choisira donc par la suite de traiter le signal avec des répliques bande étroites simples à générer, ce qui n'induit pas de dégradation majeure.

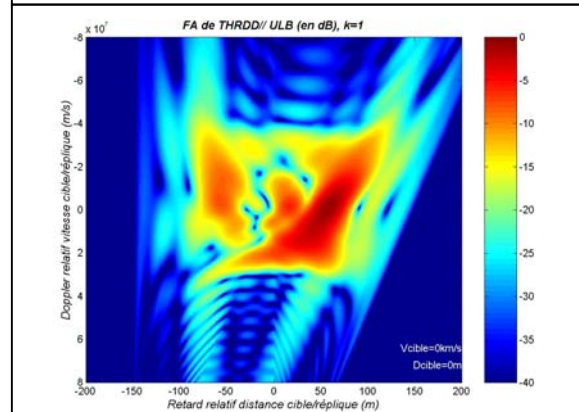
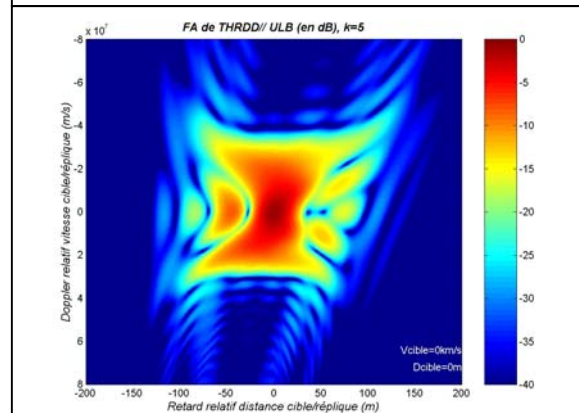
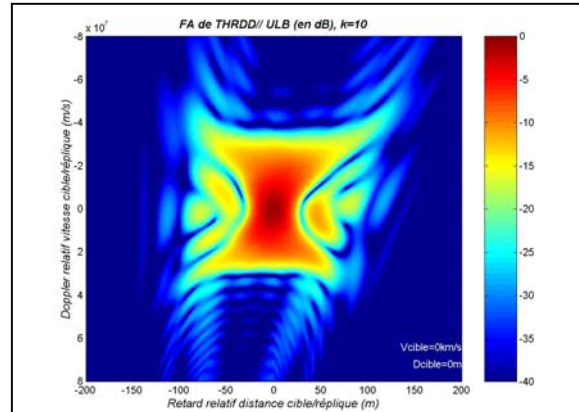
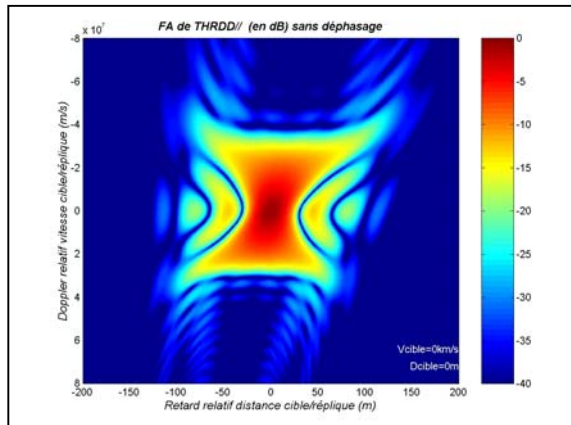
Simulation de déphasages aléatoires

La synchronisation entre les éléments d'un réseau phasé est un caractère essentiel à ses performances. Cet aspect est traditionnellement géré par une liaison à fibre optique assurant la coopérativité des émetteurs.

La même solution technologique pourrait d'emblée être retenue pour CARAISS, mais au détriment des préoccupations de faible coût censées le dimensionner. On teste donc la résistance du système à une incohérence de phase à l'émission de chaque moment de THRDD, les études ultérieures visant à préciser la nature exacte des déséquilibres inhérents au système global.

La variance de cette perturbation est réglée par un facteur k fixant les bornes de l'intervalle $[0, 2\pi/k]$ dans lesquels sont équiprobablement distribués les déphasages.

Les aspects de la fonction d'ambiguïté de THRDD (5 moments de $\Delta T=1\mu s$, $f_0=20MHz$, $D_{cible}=0m$, $V_{cible}=0m.s^{-1}$) pour $k=\infty, 10, 5, 1$ montrent que l'altération, nette pour $k=1$, devient tolérable pour $k=10$ et même $k=5$, qui sont des valeurs pessimistes des valeurs imposables dans la pratique dans le cadre d'une émission non coopérative:



La robustesse du principe apparaît donc correctement éprouvée pour cette première approche de modélisation de défauts, sans faire appel à des techniques particulières d'accord de phase.

Conclusion, perspectives

Le thème de la bande synthétique spatiale n'a à la connaissance des auteurs encore jamais été abordé, hormis à l'ONERA dans un contexte différent (Dorey, Blanchard, Christophe [5]).

Sa mise en œuvre donne théoriquement accès à des performances jusqu'à présent inégalées en termes de largeur de bande absolue, résolution distance radiale, rapport signal/bruit. Ce concept

conjugue les avantages des modes impulsif pur et de compression d'impulsion à modulation de fréquence, en édulcorant leurs inconvénients.

Notamment, les limites de capacités de ces techniques sont potentiellement atteintes et même largement dépassées par CARAISS, et ce grâce à des technologies bande étroite matures et éprouvées, synonymes de coûts inférieurs.

Les travaux en cours visent à définir l'implémentation concrète du système radar réel à l'issue de la numérisation des signaux et n'ont pas révélé à priori de point dur. Une première approche d'architecture simulée sous ADS¹ s'est soldée par des résultats satisfaisants et la réalisation d'un démonstrateur est actuellement à l'étude.

Références

- [1] A.W. Rihaczek *Principles of High-Resolution Radar*: Mac Graw-Hill, 1969.
- [2] D.R. Wehner *High Resolution Radar*: Artech House, 1987.
- [3] J. Fritz, *Code à Très Haute Résolution Doppler-Distance*: ONERA Brevet 100243/B/DES, 1987.
- [4] J. Fritz, D. Bense *Génération numérique des codes radar à très large bande passante, analyse des performances*: Colloque international sur le Radar, Paris, 24/28 Avril 1989. ONERA T.P. N°1989-45.
- [5] J. Dorey, Y. Blanchard, F. Christophe *Le projet RIAS, une approche nouvelle du radar de surveillance aérienne*: L'Onde Electrique 64 N°4 p15/20, 1968.
- [6] Harry L. Van Trees *Détection, Estimation and Modulation Theory. Parts I, II, III*: New York, John Wiley & Sons, 1971.
- [7] P.M. Woodward *Probability and Information Theory with Application to radar*: Pergamon Press, 1953.

¹ Advanced Design System

SAMS : ANTENNA RADIATION PATTERN ACQUISITION

Joël KORSAKISSOK

Silicom Grand Sud Ouest : 5, Avenue Albert Durand – 31700 BLAGNAC

Daniel BELOT

CNES : 18, Avenue Edouard Belin – 31401 TOULOUSE Cedex 4

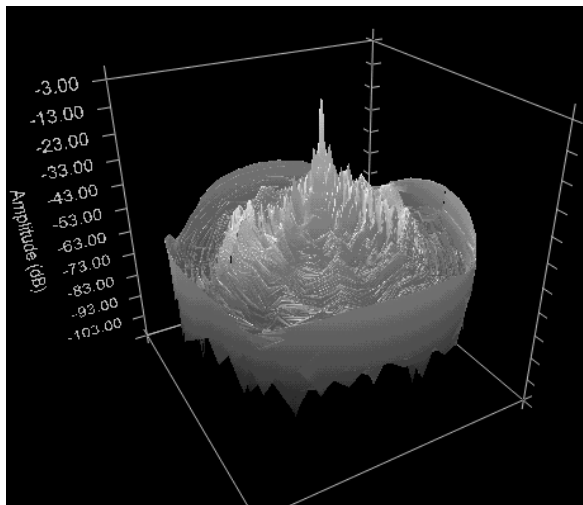
1. INTRODUCTION

SAMS is a product family in the area of antenna radiation pattern acquisition and processing. It has been developed and is commercialised since 1998, by SILICOM, in partnership with the CNES (French Spatial Agency).

The CNES expertise in antenna measurements together with SILICOM's proficiency in software development and in hyper-frequency studies led to producing a modern, reliable and user adapted software system, both in its user modes and in its parameter setting, maintainability, speed and measurement accuracy.

Beyond the innovation included in this system, we can firstly promote, the automatic measurement calculation speed in order to optimise the velocity/precision compromise, but also a separated data analysis module that allows to compare data issued from any simulation code and the one from experiment.

This document presents the characteristics and the technical innovations of this system.



2. ACQUISITION SOFTWARE : SAMS CA

2.1 Overview :

The goal of SAMS CA (CA : Control and Acquisition) software is to pilot instruments in order to perform measurements of antenna radiation patterns. The measured variables (signal amplitude and phase) can be visualised upon a real time graph. If the measuring instrument allows it (or if several instruments are used) the software can acquire several measurements simultaneously (multi channel).

The software is also versatile, modular and adaptable to other application fields (ex. GPS, Radar Equivalent Area, Quiet zone measurement, ...)

The software can pilot a complex system of axes supporting the element to be measured (generally an antenna, but it may be a complete system, for ex. a satellite). In SAMS, the *axis* notion is very general, and can represent dimensional variables (translating or rotating mechanical axes), electrical variables (frequency, radio-frequency power, polarisation...) and even time. A pattern measurement consists of the acquisition of (mono- or multi-channel) Amplitude/Phase, at N positions of one sweep axe (mechanical, electrical or time), the other axes being set to a specific position.

It is a full integrated Windows software, as the axis configuration is stored in the Windows registry, by means of a specific interface, and every hardware dependent driver is separated from the main executable and accessed via a driver library (of "DLL" type: dynamic link library). Thus, adding a new axis to the system only requires to declare it and copy the corresponding DLL in the specific directory (the software itself is totally independent from the hardware type and configuration).

The Operator can be aware of the state of the instrumentation at any time (axis positions, radio frequency power, level measured...) using the SAMS control Panel.

The software is composed of two executables :

- the command generation software that allows the operator to define the action to be accomplished,
- the acquisition software that allows to accomplish the action and to visualise the results in real time, with display of a calibre.

Both software may be run indifferently either on one PC or on two, connected by an Ethernet link. The main advantage is to be able to visualise data during the acquisition.

The software runs under Windows NT or 98 connected to the instruments by an IEEE488 (GPIB) bus or by any other input/output port (parallel, series, acquisition cards, ...).

Antenna positioning commands (mechanical axes) :

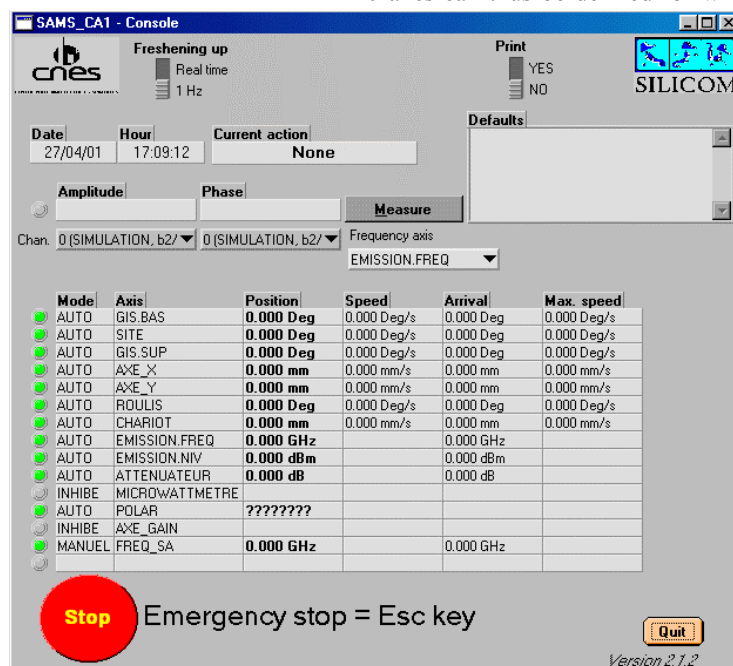
1. Setting the position of one or more axes (positioner or synthesiser)
2. Setting the antenna in the loading-unloading configuration (*Innovation*)
3. Setting the antenna in the measurement configuration (*Innovation*)

Instrumentation commands :

1. Reading and frequency command
2. Reading and power level command
3. Reading data measured by one or more measuring instruments
4. Polarisation state of hyper-frequency wave command

Pattern Acquisition:

An acquisition consists in defining one **sweep** axis (mechanical, electrical or temporal), all or part of the other axes are then considered as **section** axes. Up to 10 axes can thus be defined for which the position(s)



SAMS is a high level industrial software, as it is developed in the C++ language, with the Microsoft Visual C/C++ compiler and LabWindows/CVI (National Instrument). The acquisition drivers are written with the Microsoft Driver Development Kit (DDK).

2.2 Functionality Description :

The following functions are supported by the software:

to reach and the maximum motion speed must be indicated.

The measured data is plotted in real time as a function of the sweep axis.

The other axes (also mechanical, electrical or temporal) are positioned at the indicated values, and can be placed before or after the sweep loop.

The sweep axis is moved continuously or step by step, in either one-way or bi-directional mode.

Innovation : The software automatically calculates measurement speed according to the speed of the instruments being used, in order to remain within the user defined **measurement allowance**, and to **minimise acquisition time**.

Example of measurement performance:

0-360°, step 1° in 30 seconds with a HP 8530 and a GPIB position Controller

0-360°, step 0,1° in 180 seconds with a SA 1795 and a GPIB MI4192 position Controller

Types of acquisition :

The different acquisition types allow to :

1. measure the radiation pattern (amplitude and phase) of the antenna being tested. If the user declares more than one section axe, and/or frequency scanning, the measurement of many antenna pattern will be done in only one command (innovation).
2. search for maximal or minimal measured values, according to the section axis positions (innovation)
3. search for the tested system's phase centre (innovation)
4. measure the dynamics of the measurement chain (innovation)
5. measure the stability over a period of time of the measurement chain (innovation)

2.3 Instrument drivers:

The number of implemented drivers represents more than 50 different devices, among the most wide-spread constructors : HP, ROHDE & SCHWARZ, SA, MI,... and is in constant progression.

3. PROCESSING SOFTWARE : SAMS DA

3.1 Overview :

SAMS DA is designed for visualising and processing the antenna patterns (amplitude and phase) produced by acquisitions performed on a measurement base.

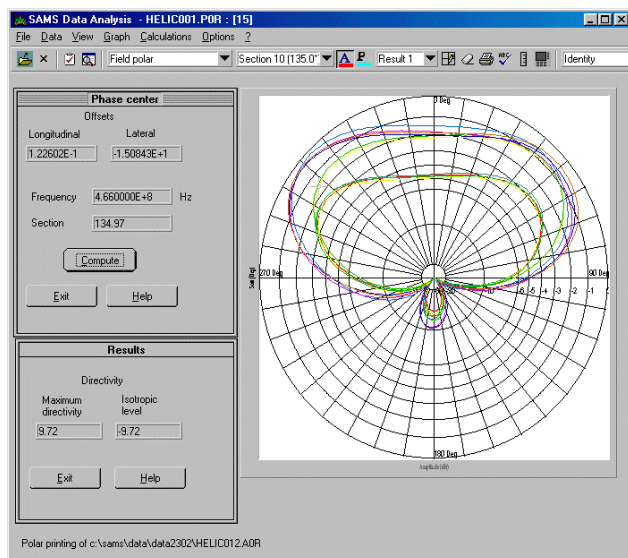
SAMS DA is also versatile: it can be used to visualize any radiation pattern coming from simulation or measurement, via a standard ASCII format interface, or specific importation filters.

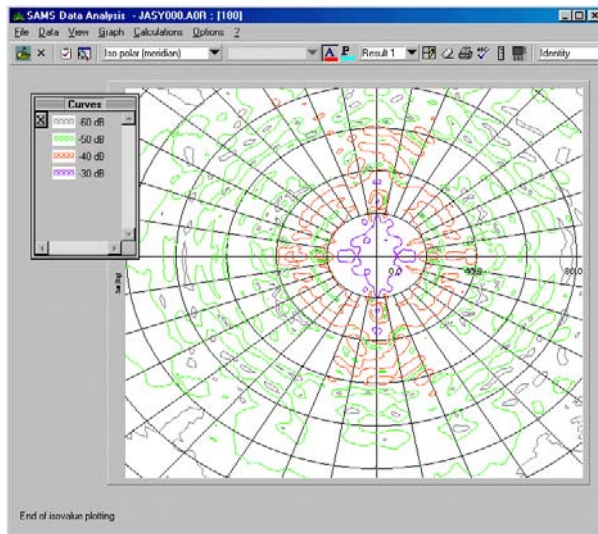
It runs on Windows and Unix, and is developed in the C language with LabWindows/CVI from National Instruments.

3.2 Functionality description:

The following functions are supported by the software:

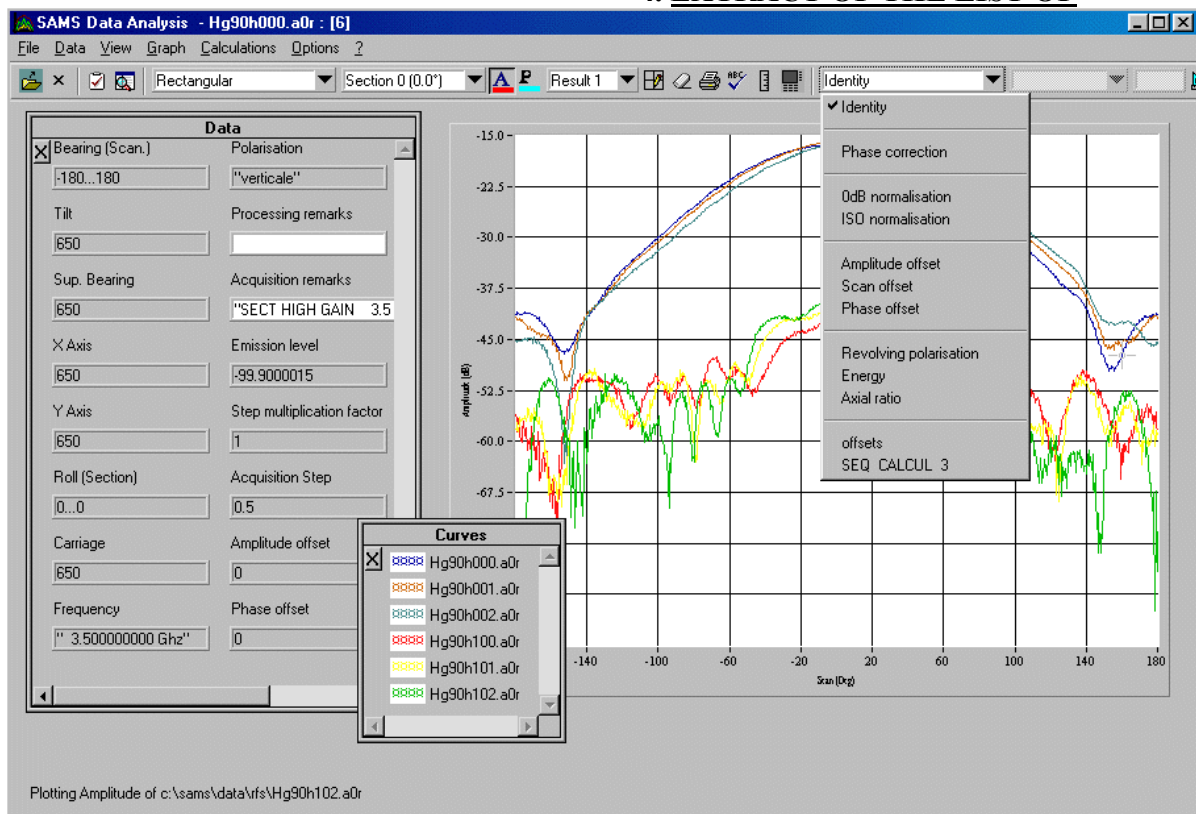
- 6 Import formats
- Visualisation of numerical or graphical input data files (Cartesian representations, polar representations, iso-level graph, 3D amplitude surface versus sweep and section axis in Cartesian or polar mode) with :
 1. Changeable scales, colours and line representation types
 2. Graph superposition
 3. Curve legend setting
 4. Indication of the value on the plot at cursor position
 5. Indication of minimal and maximal values of one or more files
 6. Representation of the plot with offsets
 7. Inclusion of text on the graphical representation (title, comments...)
 8. Comparison with reference plots
 9. Zoom on the plots, rotation of 3D plots





- Visualisation of raw data after processing. The display capabilities are the same as those described above. The following is an incomplete list of some of the processing that can be applied to one or several files :
 1. Calculating antenna lobe aperture, localising side lobes
 2. Subtraction or addition (vectorial, linear, decibels)
 3. Energy calculation
 4. Directivity calculation
 5. Polarisation transformations
 6. Ellipticity and polarisation loss calculation
 7. Processing measurements obtained by rotating linear polarisation acquisition
 8. Calculation of the front-to-back ratio
 9. Correction of phase diagrams and determination of the phase centre position
 10. Antenna gain calculation
 11. Several types of processing may be applied one after the other.
 12. Two acquisition series (i.e. co- and cross polar for ex.) may be loaded simultaneously for processing.
- Printing plots and legends, with a preview function.
- Multilingual versions.
- Interactive on-line help.

4. EXTRACT OF THE LIST OF



AVAILABLE DRIVER

Network analyser

HP 8752 A
HP 8753 E
HP 8720 B
HP 8510-20-30

Spectrum Analyser

HP 8561 E
HP 8562
HP 8560 E
HP E4404B

Wattmeter

HP 438 A

Recepter

SA 1780 – 1795
ROHDE & S :
ZPV – E3
ESVP
FSP 3
ESTAR 2110

Attenuator

HP 11713

Synthetiser

HP 8648 B
HP 8673 A
HP 8673 G
HP 8360
SA 2180
ROHDE & S: SMX SMH
SMT 03
SMR
ERFACTEC

Bi-synthé P2049C

Microwattmeter

Boonton 4200-4220

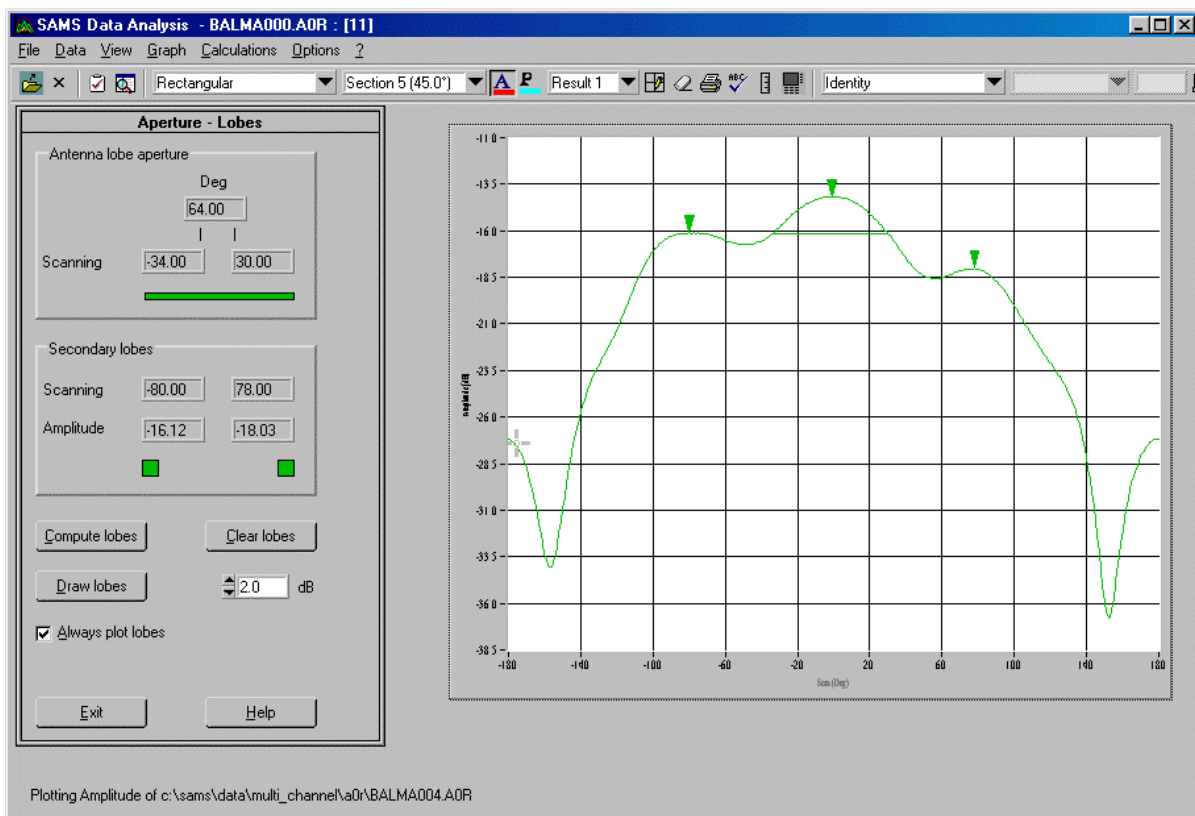
Positionner

TIA7145
SA 2095 SA1885 – 2012
MI 4192
ACC 9030-8 ACC 9032

5. CONCLUSION

The system is now operational and is appreciated by many European manufacturers : CNES, Thomson, Alcatel, TDF, RFS, ...

The distinctive characteristic of this software is the fact that it has been developed by antenna measurement specialists, who designed it to be pragmatic and efficient, which is the key to its success with customers.



LA MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE AU BENEFICE DES ETUDES D'ANTENNES, DE SIGNATURES RADAR ET DE COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE : LE PROJET PAME

Vincent Gobin
ONERA, Département Electromagnétisme et Radar
2 Avenue E. Belin, BP 4025,
31055 Toulouse cedex 4
Vincent.Gobin@onera.fr

RESUME

Cet article s'intéresse à la place de la modélisation dans l'électromagnétisme moderne.

Après avoir énoncé les raisons du succès de la simulation électromagnétique, on survolera les principales méthodes utilisées en antennes, compatibilité EM et furtivité.

Plusieurs conséquences découlant de la complexité des objets qui doivent être simulés seront ensuite exposées.

1) INTRODUCTION

Au cours des 10 dernières années, la simulation électromagnétique a conquis une place majeure dans de nombreux domaines : la compatibilité électromagnétique, la furtivité radar, les antennes...).

D'une façon générale, nous entendons par simulation numérique un ensemble de méthodes et de moyens faisant appel au calcul numérique proprement dit, et qui permet d'analyser et de prévoir les conséquences de phénomènes physiques réels sur des objets matériels. De façon plus scientifique, le but de la simulation numérique est la résolution d'un certain nombre d'équations mathématiques, traduisant au mieux les phénomènes physiques considérés et s'appliquant aux objets mis en jeu, dans l'espace et dans le temps.

Ces méthodes sont basées sur l'élaboration de modèles des phénomènes physiques et des objets, alimentés par une base de données issue d'une large confrontation expérimentale.

Ces moyens sont réunis en un outil que l'on désigne "code de calcul", présenté le plus souvent sous la forme d'un ou plusieurs logiciels associés.

Discipline plus jeune que dans d'autres domaines de la physique (mécanique des fluides,

aérodynamisme, mécanique...), la simulation électromagnétique est en train de passer à l'âge adulte.

Les raisons en sont nombreuses :

- tout d'abord, cette progression doit beaucoup aux performances croissantes des calculateurs (supercalculateurs, réseaux de processeurs distribués). Il y a quelques années, les capacités mémoires et la durée des calculs ne permettaient de prendre en compte que des modèles extrêmement simplifiés et à des fréquences relativement basses. Les architectures modernes ont spectaculairement étendu le champ d'application des méthodes aujourd'hui. Pourtant, il serait très réducteur d'interpréter la part croissante de la modélisation EM comme une simple conséquence d'avancées technologiques.
- les progrès des méthodes théoriques elles-mêmes introduites dans des codes numériques offrent aujourd'hui un large ensemble de solutions. Nous reviendrons longuement sur cet aspect des choses dans le panorama des techniques.
- un autre élément déterminant dans le succès croissant de la simulation en électromagnétisme provient probablement de la transformation en profondeur du rôle des calculs dans les processus industriels. Les avantages de la simulation numérique sont en effet très convaincants :
 - elle permet une réduction considérable des cycles de recherche, notamment par suppression des nombreuses itérations "études-essais", devenues inutiles et, par suite, elle permet une réduction des coûts et des délais des développements industriels.
 - elle supprime la nécessité de confirmer systématiquement le calcul par une expérimentation à l'échelle.
 - par suite, elle assure une étude fiable là où l'expérimentation n'est même pas toujours réalisable (pour des raisons de coût ou d'échelle,

comme par exemple le foudroiement d'un avion) ou lorsqu'il y a combinaison de plusieurs phénomènes complexes et interactifs difficiles à reproduire.

- elle permet également d'appréhender et de comprendre des phénomènes cachés.
- dans tous les cas, elle permet de véritablement visualiser les phénomènes et leurs conséquences, ce qui ne serait pas possible naturellement.
- enfin, elle constitue une source d'augmentation de la précision, des méthodes de calcul vers les mesures.

Sensible à ces arguments, l'ONERA consacre des efforts importants à la simulation dans de nombreux domaines de la physique, en particulier en électromagnétisme. Si de nombreux travaux de recherche et développement sont conduits au service de contractants étatiques ou industriels, pour répondre à des besoins parfois spécifiques, la "politique des codes" de l'ONERA se fédère, en électromagnétisme, dans le projet PAME (Projet d'Atelier de Modélisation Electromagnétique). Ce projet permet de capitaliser le savoir-faire de l'ONERA.

2) PANORAMA DES PRINCIPALES METHODES NUMERIQUES EN ELECTROMAGNETISME

La classification des techniques numériques n'est pas chose aisée en électromagnétisme car de nombreuses approches cohabitent et peuvent être triées suivant plusieurs critères :

- on distingue celles qui résolvent les équations électromagnétiques de manière exacte ("exact" signifiant que la théorie sous jacente n'introduit pas d'approximations, en dehors de la troncature à un nombre fini de degrés de libertés et aux arrondis numériques liés au passage sur calculateurs) et celles qui résolvant des équations approchées.
- on peut résoudre le problème dans le domaine temporel (transitoire) ou dans le domaine fréquentiel (harmonique).
- les objets peuvent être représentés par des maillages linéiques, surfaciques ou volumiques, en fonction des schémas numériques explorés.

Les paragraphes suivants survolent les principales méthodes en tentant d'en souligner les caractéristiques fondamentales. De nombreux résultats proviennent de calculs conduits avec des codes développés à l'ONERA.

Ils permettent aussi d'illustrer les voies de recherches de l'ONERA.

Equations intégrales

Très ancienne et répandue dans le domaine fréquentiel, cette technique nommée "méthode des moments" ou "équations intégrales de frontières" selon les habitudes, résulte d'un principe très simple que l'on va illustrer, par simplification sur un objet parfaitement conducteur :

- une source électromagnétique induit des courants sur la surface d'un objet conducteur ;
- ces courants rayonnent un champ diffracté qui ajouté au champ incident donne le champ total ;
- on approche le courant inconnu comme une combinaison linéaire de N fonctions élémentaires (fonctions de bases) associées à chaque arête d'un maillage. Résoudre le problème, c'est trouver les amplitudes de ces fonctions ;
- or, une seule combinaison linéaire de fonction convient : c'est celle qui assure un champ total "physique" c'est-à-dire nul sur l'objet ;
- en pratique, on calcule donc les interactions entre les N fonctions prises deux à deux qui seront regroupées dans un système linéaire d'ordre N. Le second membre est lié au champ incident ;
- en résolvant ce système, on obtient les amplitudes recherchées.

Ainsi, la méthode consiste à assembler un système linéaire d'ordre N puis à le résoudre. Dès que le problème devient gros (grand nombre de fonctions de bases), la mémoire nécessaire est principalement réservée au stockage de la matrice carrée d'ordre N, c'est-à-dire de N^2 termes complexes. Le temps de calcul est dominé par la résolution du système linéaire qui demande un nombre d'opération proportionnel à N^3 avec un solveur classique (factorisation LU par exemple).

Pour donner une image du "coût numérique" de cette méthode, précisons que si l'on double la fréquence de calcul :

- on multiplie par 4 le nombre de fonctions de bases (car la longueur des arêtes doit être divisée par 2 sur toute la surface) ;
- on multiplie par 16 la mémoire ;
- on multiplie par 64 le temps de calcul (avec un solveur classique).

On comprendra donc que les recherches récentes portent sur la réduction de ce coût. Les résultats qui suivent sont tous obtenus avec le code ELSEM3D de l'ONERA

Les efforts portent dans plusieurs directions :

Stockage de la matrice "out of core"

Comme dans tous les calculateurs, la mémoire disponible est inférieure à l'espace de stockage sur disque dur : on peut penser à assembler la matrice en la sauvegardant sur disque plutôt qu'en mémoire. Les solveurs qui utilisent cette technique sont dit "out of core". On notera que les solveurs optimisés travaillent par bloc et que les découpages sont faits pour "recouvrir les entrées sorties" c'est-à-dire que des calculs par blocs sont conduits pendant que le bloc suivant ou précédent est lu ou écrit sur disque. Ainsi, les entrées sorties n'augmentent pas les temps de calculs et permettent une vitesse optimum. Ajoutons que ces solveurs tirent également profit du parallélisme des calculateurs.

A titre d'exemple, la figure suivante représente les courants induits, décomposés sur 157553 fonctions de bases à 600 MHz sur un avion générique. Le calcul a duré 60h avec 5 processeurs sur un supercalculateur NEC SX5 avec une vitesse de 6,8 Gflops/processeur. On notera que la taille de la matrice est alors proche de 400 Goctets !

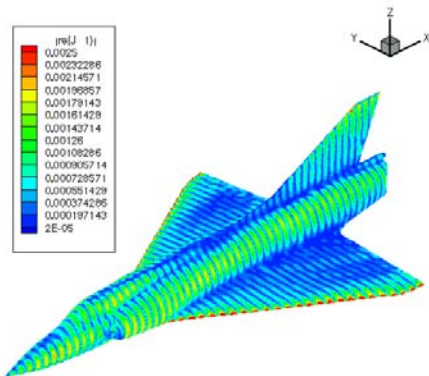


Fig. 1 : Courants induits par une onde plane, calculés par un solveur "out of core"

On comprendra que les solveurs "out of core", même s'ils font gagner beaucoup par rapport aux solveurs en mémoire ("in core") restent limités aux très hautes fréquences par la croissance du coût numérique lorsque le nombre de fonctions de base augmente.

D'autres moyens sont alors mis en œuvre.

Prise en compte des symétries

Si les objets ont des propriétés de symétries, on peut, en organisant convenablement les numéros des fonctions de base, obtenir des propriétés intéressantes sur les matrices. Par exemple, un objet présentant une symétrie plane conduit à une matrice de la forme :

$$\begin{bmatrix} C_0 & C_1 \\ C_1 & C_0 \end{bmatrix}$$

De même, un objet ayant une symétrie d'ordre k sera caractérisé par une matrice "bloc circulante" comme dans l'exemple suivant (pour k=8).

$$\begin{bmatrix} C_0 & C_1 & C_2 & C_3 & C_4 & C_5 & C_6 & C_7 \\ C_7 & C_0 & C_1 & C_2 & C_3 & C_4 & C_5 & C_6 \\ C_6 & C_7 & C_0 & C_1 & C_2 & C_3 & C_4 & C_5 \\ C_5 & C_6 & C_7 & C_0 & C_1 & C_2 & C_3 & C_4 \\ C_4 & C_5 & C_6 & C_7 & C_0 & C_1 & C_2 & C_3 \\ C_3 & C_4 & C_5 & C_6 & C_7 & C_0 & C_1 & C_2 \\ C_2 & C_3 & C_4 & C_5 & C_6 & C_7 & C_0 & C_1 \\ C_1 & C_2 & C_3 & C_4 & C_5 & C_6 & C_7 & C_0 \end{bmatrix}$$

Par exemple, le calcul de la Fig. 2 a demandé un temps de seulement 8'20 au lieu de 1h20 pour un calcul sans traitement de la symétrie.

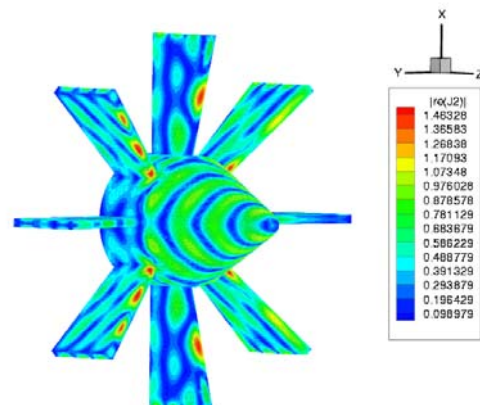


Fig. 2 : Courants induits sur un objet de cyclicité d'ordre 8

La méthode "FMM"

Les plus gros espoirs sur la réduction des temps de calcul portent aujourd'hui sur une méthode "révolutionnaire" inventée au USA et connue comme méthode FMM ("Fast Multilevel Multipole"). Elle ne s'applique que pour accélérer la résolution itérative du système linéaire grâce à un algorithme d'accélération des produits matrices vecteurs. En utilisant une hiérarchisation récursive des fonctions de base avec un critère de proximité, elle permet de remplacer une occupation mémoire proportionnelle à N^2 par $N \cdot \log N$ et un temps de calcul en N^3 par $N \cdot \log N$, ce qui représente un gain extraordinaire, supérieur à ce que la transformée de Fourier rapide a apporté au traitement du signal par rapport à la transformée de Fourier simple.

Par contre, la mise en œuvre est complexe et s'appuie sur une transformation en profondeur des opérateurs intégraux. De plus, on soulignera qu'elle n'opère que sur un algorithme itératif de résolution des systèmes linéaires ce qui n'est pas sans inconvénients :

- Dans le cas de solveurs LU, le nombre de seconds membres ne modifie pas considérablement les temps de calcul comme pour les FMM.
- La convergence des solveurs itératifs dépend beaucoup des problèmes physiques et est parfois très lente (par exemple pour les systèmes proches de la résonance).

Néanmoins, à l'ONERA comme ailleurs, cette technique fait l'objet d'un effort de recherche important.

Différences finies et Volumes finis

Extrêmement répandue, la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) connaît un vif succès dans tous les domaines de l'électromagnétisme.

Son principe est des plus simple puisqu'il consiste à effectuer un développement limité (en général à l'ordre 1) de toutes les dérivées apparaissant dans les équations de Maxwell. Ainsi :

- on découpe l'espace de calcul qui contient l'objet étudié sur une grille (éventuellement variable) suivant les coordonnées cartésiennes.
- on maille l'objet en cellules parallélépipédiques plongées sur cette grille.
- on borne l'espace de calcul par des couches "numériques" absorbantes qui jouent le même rôle que les couches absorbantes des chambres anéchoïques ; l'analogie étant que comme dans le monde physique, les couches absorbantes sont rarement parfaites, même si les couches PML récemment inventées ont de très bonnes performances.
- on calcule par itération l'évolution des champs électromagnétiques dans le domaine de calcul.

Une autre caractéristique des FDTD est que la méthode est instable (croissance exponentielle des champs) si on ne respecte pas un critère de stabilité : le pas de calcul temporel doit être inférieur à une valeur proportionnelle aux pas de maillage de la grille spatiale.

La mémoire nécessaire est simplement proportionnelle au nombre de cellules égal au produit des nombres de mailles dans les trois directions : N_x, N_y, N_z .

Le temps de calcul est proportionnel au nombre de cellules et au nombre d'itération.

Pour donner une image du "coût numérique" de cette méthode, précisons que si l'on double la fréquence maximale de calcul (en fait, le spectre des signaux temporels considérés) :

- on multiplie par 8 le nombre de cellules ;
- on multiplie par 8 la mémoire ;
- on multiplie par 16 le temps de calcul (on notera que le pas temporel a dû être divisé par deux pour respecter la condition de stabilité).

Bien qu'important, ce surcroît en cas de montée en fréquence reste très inférieur à celui d'autres méthodes comme les équations intégrales ce qui est l'autre raison du succès des FDTD en dehors de sa simplicité relative.

Cependant, les FDTD ont aussi des inconvénients dont le principal est la non conformité des maillages. L'approximation "en marche d'escalier" des maillages (cf. l'exemple de la Fig. 3 qui montre un maillage d'un objet en entrée du code ALICE de l'ONERA), ne pose pas forcément de gros problèmes pour une large famille d'applications, mais reste un fondement problématique lorsque qu'un fort niveau de précision est recherché.

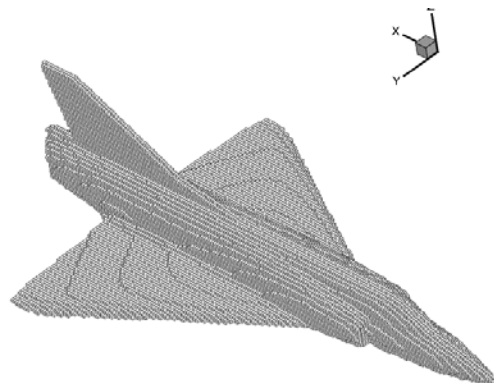


Fig. 3 exemple de maillage pour les FDTD.

C'est pourquoi des techniques complémentaires font l'objet de recherches actives pour contourner les limites fondamentales des FDTD.

L'ONERA s'intéresse depuis plusieurs années à la méthode des volumes finis dans le domaine temporel (FVTD) très prisée en aérodynamisme.

Basées sur un découpage de l'espace de calcul (limité par de nouvelles couches absorbantes) en volumes élémentaires limités par des faces, la base des FVTD est une réécriture des équations de Maxwell sous une forme faisant apparaître des flux à la traversée des faces des cellules. Comme celles-ci peuvent être variées (tétraèdres, hexaèdres, prismes ...), plus rien ne s'oppose à épouser fidèlement la surface facettisée des objets.

La figure 4 montre une distribution de courant sur un objet, calculé à un instant donné par le code EIVE de l'ONERA.

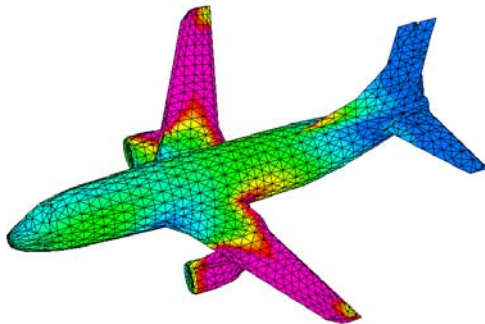


Fig.4 : Densité de courant sur un objet éclairé par une onde plane

En dépit de leur intérêt principal (la conformité des maillages), les VFVD sont handicapés par des inconvénients non négligeables :

- une dissipation d'énergie due au schéma lui-même, qui diminue en réduisant le pas de maillage, au prix d'une croissance des temps de calcul.
- un temps de calcul par cellule et par itération très supérieur au FDTD.

C'est pourquoi l'ONERA poursuit ces recherches dans une hybridation VFVD-FDTD qui consiste à ne garder le schéma VFVD que sur l'objet lui-même et de remplir le reste du volume de calcul par des FDTD. La Fig. 5 présente un maillage dédié à cette technique hybride issu des travaux conduits dans le projet européen GEMCAR.

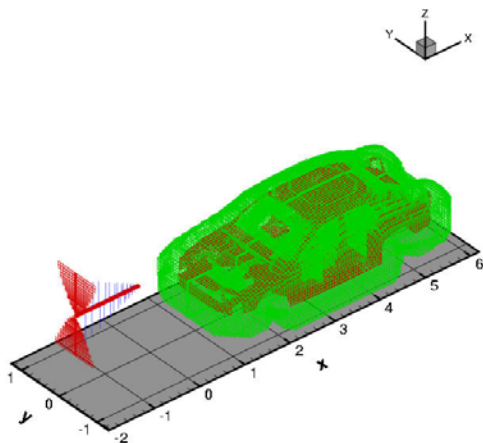


Fig.5 : maillage hybride FDTD-VFVD.

Méthodes asymptotiques

Parmi les méthodes approchées, la famille des méthodes asymptotiques se décline en un grand nombre de modèles complémentaires (Optique physique, Théorie Physique de la diffraction ...),

traduisant le dynamisme des chercheurs dans ce secteur. Tous cherchent à obtenir des gains spectaculaires de temps de calcul par rapport aux méthodes exactes. Parmi les évolutions fondamentales dans cette approche, la juxtaposition d'approximations physiques et d'une technique de lancer de rayons issue des recherches en imagerie est l'une des directions les plus prometteuses.

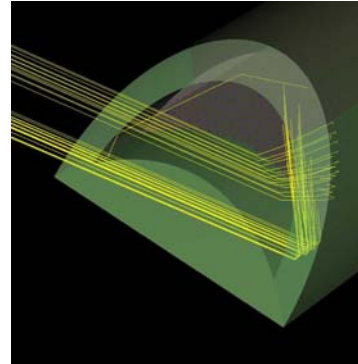


Fig.5 : visualisation de triples réflexions sur une CAO

3) VERS LE CALCUL DE STRUCTURES COMPLEXES

Si, comme notre introduction l'a souligné, les méthodes numériques s'implantent de plus en plus en électromagnétisme, il reste de nombreux progrès pour en faire une discipline totalement adulte.

Quelques mots sur le préparation des données

Bien que présentant un intérêt peu académique, la préparation des données et en particulier des maillages est un thème dont la communauté parlait peu jusqu'à ces dernières années, focalisée sur les méthodes scientifiques elles mêmes.

Or, le monde industriel confirme de plus en plus que le temps de "mise en données" peut représenter bien plus que 50% du temps d'une étude, ce qui en fait un frein à la diffusion des techniques numériques électromagnétiques, même efficaces.

Si on peut observer que les outils de maillage du commerce répondent pour la grande majorité à des besoins issus de la mécanique des fluides et de la mécanique, on pourra comprendre que les numériciens en électromagnétisme ne trouvent pas forcément les moyens industriels de produire les données dont ils ont besoins.

Ce n'est que récemment qu'un effort conséquent semble enfin porté par les industriels ayant des besoins en électromagnétisme pour prendre ce problème à bras le corps.

Approche multidomaine, multiméthode

On a souligné au paragraphe 2. la variété des méthodes à disposition des électromagnéticiens. Cependant, personne ne pense qu'une seule technique (qu'un seul

code) ne pourra répondre à l'ensemble des problèmes posés.

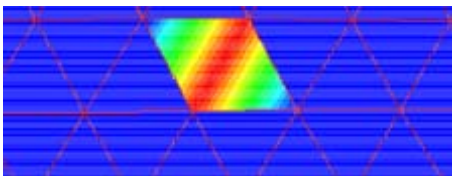
Si l'hybridation FDTF-FVTD a pu montrer un exemple réussi de calcul numérique multi-schéma, il reste que ce principe de "couplage fort" conduit à un très grand effort de transformation de méthodes initiales pourtant cousines. Ceci n'est pas forcément aisé, ni même possible, pour toutes les techniques.

Une voie prometteuse de recherche porte sur la méthodologie d'exploitation des codes numériques dans une philosophie multi-domaine, multi-méthode. La voie suivie par l'ONERA se capitalise dans le code FACTOPO et peut se résumer comme suit :

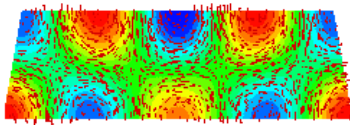
- L'utilisateur décompose le volume de calcul en sous-volumes adjacents.
- L'utilisateur identifie les interfaces qui relient les volumes.
- L'utilisateur paramètre les champs aux interfaces.

Les champs aux interfaces sont discrétisés sur une base de fonctions choisies par l'utilisateur.

Il peut s'agir d'une base peu évoluée, de type "élément fini", mais valable dans un grand nombre de situations qui conduit en général à de gros volumes de données à stocker :



Il peut s'agir aussi d'une base adaptée à la nature du problème étudié (base modale, base pour petites ouvertures) et qui réduit considérablement les stockages, mais est moins générale.



- L'utilisateur choisit le code qui calcule la réponse interne à chaque sous-volume.

C'est un point fort de la démarche : la tâche confiée à n'importe quel outil résolvant les équations de Maxwell est d'évaluer la réponse interne du volume, à des champs élémentaires placés sur les interfaces, égaux successivement à chaque fonction de base de chaque interface.

- Les réponses internes aux volumes sont condensées.

Techniquement, il s'agit de construire des matrices qui résument les relations entre les champs sur les interfaces d'un volume considéré comme une boîte noire. Les matrices sont soit des matrices impédances ou admittances, soit des matrices S. La démarche FACTOPO doit beaucoup à la linéarité de la plus part des problèmes rencontrés, à l'exception de la simulation de composants électroniques (qui est traitée par des outils spécialisés).

- Les résultats sont traités dans le graphe qui schématise le découpage initial.

Dans une représentation schématique du découpage par un graphe, un sous volume est représenté par un nœud et une interface par une branche. On distinguera plusieurs types d'opération sur les graphes :

- des opérations d'administration du graphe : création, paramétrisation, modification, réutilisation.
- des opérations de réduction du graphe : élimination de branches et nœuds internes pour réduire encore la dimension des problèmes.
- des opérations de calcul de solution sur le graphe pour calculer les amplitudes des fonctions des bases et des ondes associées.

Les vertus attendues de la méthode FACTOPO sont nombreuses (réduction des temps de calcul, efficacité des études paramétriques par réutilisation des solutions, libre choix des codes qui calculent les sous-volumes ...)

CONCLUSION

La modélisation EM a accompli de nombreux progrès qui expliquent son intégration croissante dans les travaux des industriels.

Elle reste cependant une discipline jeune en pleine mutation. La simulation numérique demande une véritable expertise et de nombreuses précautions, non seulement dans le développement des codes de calcul mais également dans leur utilisation. La fiabilité et l'efficacité de ces outils dépendent fondamentalement de la validation qui aura été faite en amont, notamment par des moyens expérimentaux.

Une bonne maîtrise de la simulation numérique exige :

- ✓ Une parfaite connaissance des phénomènes physiques,
- ✓ Une excellente maîtrise expérimentale afin, notamment, de traduire fidèlement le ou les phénomène(s) étudié(s),
- ✓ Une validation de l'outil pour chacune de ses applications,
- ✓ De faire évoluer l'outil en fonction des demandes et d'entretenir la validation en permanence,

- ✓ Un dialogue constant avec les utilisateurs afin que le retour d'expérience soit profitable.

C'est dans cet esprit que sont conduits les travaux de recherche en électromagnétisme numérique à l'ONERA.

ONERA EXPERIMENTAL AIRBORNE SAR FACILITY (RAMSES) CORE SYSTEM

Jean-Paul BRUYANT

Office National d'Etudes et de Recherches Aéronautiques
Département Electromagnétisme et Radar
Rue de la Hunière, F-91761 PALAISEAU Cedex, France

Jean-Paul.Bruyant@onera.fr

ABSTRACT

This paper begins with a short description of RAMSES¹, the experimental multi-band SAR system developed by ONERA under fundings of the DGA². Then, it focuses on the core system, the electronic part which is the hub of RAMSES, and describes the new storage sub-system, based on hard disks.

This paper ends with the presentation of future improvements and gives some results of the latest measurement campaign.

1. INTRODUCTION

At ONERA, the Electromagnetics and Radar Department is involved in numerous radar studies especially in air-to-ground applications, like :

- Airborne and spaceborne reconnaissance ;
- Target recognition and localisation ;
- Navigation update ;
- ISAR imagery ...

Many of these studies rely on the use of a large experimental data-base in order to analyse the influence of key parameters regarding the overall performance of the system. For example, the choice of the sensor wavelength or the « right » resolution for a given mission (in order to reduce the program cost) are major milestones in system design.

To this end, ONERA has developed the RAMSES facility, under fundings from French M.O.D. This system is operated on-board a TRANSALL C160 cargo aircraft and is served by three operators.

RAMSES is designed to provide « reference » SAR images, in terms of high spatial resolution, accurate geometric conformity and absolute radio-

metric calibration, which could be used as inputs for a lot of studies.

2. RAMSES PRESENTATION

2.1. SYSTEM ARCHITECTURE

RAMSES is designed as an airborne laboratory, so its goal is the modularity, in order to serve different kinds of application. It is not a pre-industrial mock-up, so miniaturisation is not an effort axis.

RAMSES is based on a modular architecture which allows different geometrical configurations : SLAR stripmap, squint and rear looking modes. The system is composed of several radar sections operating over a wide range of frequency bands (P, L, S, C, X, Ku, Ka, W) connected to the core system. This one is composed of the following common modules, all fully programmable :

- Waveform generation ;
- Digital receiver and data storage sub-system ;
- Precision navigation unit (IMU + DGPS).

These common modules are mainly based on COTS devices (specific developments are limited as much as possible) and are regularly up-graded. Images are obtained through off-line processing of the data.

A general description of RAMSES and the performances of its radar sections can be found in [1], [2].



Figure 1 : RAMSES on-board installation

¹ RAMSES : Radar Aéroporté Multi-Spectral d'Etudes de Signatures

² DGA : Délégation Générale pour l'Armement (French MoD)

2.2. WAVEFORM SYNTHESIS

RAMSES waveform synthesis is fully *programmable*, adaptable to all RF bands and geometric configurations, to various PRF's, pulse lengths, pulse modulation ...

Three classes of waveforms can be generated :

- *Stepped frequency*, up to 500 MHz bandwidth ;
- *Chirp* (with or without de-ramping) synthesized by an Arbitrary Waveform Generator (AWG). : directly up to 300 MHz, up to 1 GHz via frequency doublers. Unless DDS¹, AWG is able to synthesise every kind of modulation including non-linear ones.
- *Hybrid waveforms* : combination of stepped frequency and chirps.

2.3. AIRCRAFT MOTION UNIT

Motion of the platform needs to be compensated accurately during the SAR procedure if a high resolution is required. The RAMSES motion compensation process is mainly based on inertial techniques. An integrated inertial system including IMU and D-GPS is installed close to the radar antennas. This system, designed and developed by IGI (Germany), is coupled to a post-processing software ; the overall performance is as follows :

- horizontal positions 0.2 m
- vertical position 0.4 m
- velocities 0.02 m/s
- roll/pitch 0.1 °
- heading 0.1 °

2.4. DIGITAL RECEIVER

RAMSES digital receiver includes digitizers and a pre-processing unit, based on VXI-bus and slice processors, and remotely controlled by a PC via serial link.

ADCs are able to digitise radar data at 100 MSPS with a vertical resolution of 10 bits (7-8 ENOB) on the I & Q channels.

The pre-processing unit can receive 4 complex radar channels (2 are commonly used) with independent time characteristics (PRF, pulse length, final Doppler bandwidth ...). Its first objective is to reduce the Doppler bandwidth with respect to the application and the data rate storage capability. For modularity purpose, the RAMSES radar antennas generate a large azimuth Doppler bandwidth, which has to be reduced in most configurations. But a 4-channels SAR/MTI X-band antenna is also available.

Each radar channel includes a dedicated complex filter (FIR type) which works on a 16 bit fixed

point format up to a sustained data rate of 120 MSPS. Each radar sample may be weighted with a complex window which provides a good Doppler ambiguity rejection and allows to compensate the drift angle along the data-take. Another feature of these filters is the independence of the FIR transfer function and the output sub-sampling which also improves the Doppler rejection. These features are implemented in order to produce « reference » images. For example, a 50 dB rejection around the central frequency can be reached.

Each filter is fully programmable independently from the others. Their configurations are fixed during a data-take but can be modified between subsequent ones.

At the filter output, the radar samples are coded on a chosen format (from 4 to 16 bit) and bufferized. Then the radar data from the 4 channels are combined on the basis of their own timing with auxiliary data like time reference, navigation data, video ...

Then data are ready to be stored. The pre-processing unit possesses 2 DCRsi format ports and is able to drive 1 or 2 AMPEX DCRsi-107 or 1 DCRsi-240 tape recorders.

3. STORAGE SUB-SYSTEM

During the 10 last years, the RAMSES data storage system used some AMPEX DCRsi-107 tape recorders. Due to the need to increase the recorded data rate, this section has been recently retrofitted based on hard disk configuration.

3.1. HARD DISK TECHNOLOGY

Hard disk technology has been chosen for its various advantages :

- Allows important cost reduction ;
- Reduces volume and power consumption ;
- Hard disk recorders can be up-graded ;
- Proposes standard SCSI interface ;
- Allows random access to the data.

On the other hand, they are also some disadvantages compared to the tape recorder technology :

- lower vibration tolerance ;
- altitude limitation ;
- necessity to back-up the data on tape.

The high data rate hard disk technology is now a mature technology which begins to be used even in severe environments like airborne military applications. The STANAG 4575, now in progress, will standardise this technology together with the solid state technology. These ones are likely to replace the tape technology (STANAG 7024) in future programs.

So, it was decided to test this approach and to report from the experience gained.

¹ Direct Digital Synthesiser

The main requirements of this new storage sub-system concerned "plug & play" replacement of the DCRsi family tape recorders in order to be able to switch easily from one system to the other. The disk storage system must exist in airborne version.

The selected system has been the HSREC-25A model from the German company SARTECH.

3.2. TECHNICAL DESCRIPTION

The HSREC-25A device is built on a modular architecture. This approach is convenient with the RAMSES philosophy, as this allows regular upgrades which improve the original performances during the device life cycle. Figure 2 shows the general block diagram of the HSREC-25A.

This model presents a sustained data-rate of 30 MB/s (25 guaranteed) with low-cost up-grade option to double this speed. The storage capacity is 72 GB using 4 disks and it offers the possibility to install 4 extra disks in the same rack to increase the overall capacity.

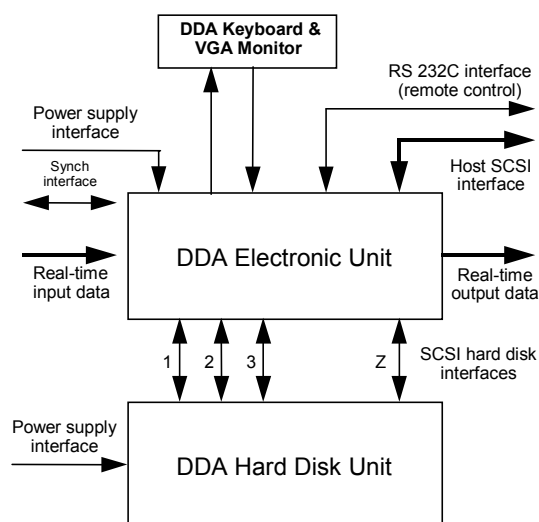


Figure 2 : HSREC-25A block diagram

The HSREC device is composed of two housings : one for the electronic unit, the second one for the disk unit. In the airborne version, this housing is mounted on a shockmount frame to reduce vibration level.

Data back-ups can be carried out via a SCSI interface to an external host computer (typical data-rate 5 MB/s) or to a DLT drive (2 MB/s for a raw-data file download).

The HSREC-25A device includes a real time output (DCRsi protocol) allowing a waterfall storage and replay capability. The advantages are two-fold : it allows to connect a quick-look processing unit to monitor the current data-takes in real time and it could be used as the input of the future data-link system.

This storage system can be controlled either locally or by an external PC. Its GUI¹ is ergonomic enough for in-flight operation.

HSREC device also proposes simple tools, like auto-test, an hexadecimal dump window to control part of the recorded data and a diskette drive to save part of the recorded files or data base description files.

3.3. FIRST RESULTS

3.3.1. Experiments

After acceptance tests in July 1999, the storage sub-system was integrated in the RAMSES facility in August and made its qualification flight the 7th of September.

At the end of the measurement campaign, the HSREC-25A has been operated in 11 operational flights plus some others in non-operational conditions and more than 120 data-takes have been recorded.

This has resulted in :

- 10 successfully flights ;
- 1 flight was delayed due to a software problem on the HSREC-25A recorder (corrupted data-base) ;
- a satisfactory mechanical behaviour regarding vibrations and shocks has been experienced.

3.3.2. Data-take cost

It is a general objective to reduce the flight cost ; this global reduction is achievable by price reduction of each cost contributor. One of the main advantages of the disk-based storage technology is its availability to allow important cost reduction. Table 1 presents the cost evolution from the previous storage scheme based on tape recorder to the actual one.

The assumptions of this cost calculation are based on the following mean activity per year :

- 15 measurement flights done ;
- 200 data-takes recorded, including 50 processed ;
- 10 years equipment pay-off ;
- needed consumables (tapes ...).

3.3.3. Disk storage sub-system summary

In summary after this first experiment, the technical balance-sheet is very satisfactory, especially regarding the tight schedule from the order to the operational use of the HSREC-25A.

The higher storage data-rate was used to implement more efficient waveforms.

The corrupted data-base matter was detected during a data back-up, but no recorded data was lost. A software up-grade will be implemented soon to prevent this matter.

The data-take cost reduction allowed by the disk storage technology is noticeable and it comes together with an improved efficiency e.g. simplification of the download scheme.

¹ GUI : Graphic User Interface

Our previous storage configuration (tape-based technology)	Average Cost / Year	Our new storage configuration (disk-based technology)	Average Cost / Year
Airborne tape recorder	25 000 €	Airborne disk recorder	5500 €
Airborne tape replayer	25 000 €	Airborne DLT drive	650 €
DCRsi tapes (5 pieces)	1000 €	DLT tapes (16 pieces)	1200 €
DCRsi to UNIX interface	4000 €	Laboratory DLT drive	650 €
Exabyte drive	150 €	Exabyte drive	150 €
Exabyte tapes (100 pieces)	500 €	Exabyte tapes (50 pieces)	250 €
Average maintenance cost	12 000 €	Average maintenance cost (estimation, including up-grades)	4000 €
Total cost / year	67 650 €	Total cost / year	12 400 €
Total cost / flight	4500 €	Total cost / flight	820 €
Total cost / recorded data-takes	338 €	Total cost /recorded data-takes	60 €

Table 1 : storage system cost evolution

3.3.4. Example of results

Figure 3 presents a result of the last experiment with the RAMSES facility including the new data storage sub-system. Its performances allow the use of more efficient waveforms (resolution, swath, Doppler tolerance ...).

This high-resolution Ka-band SAR image shows some civilian cars and trucks in a vegetation clutter. Both the slant range and azimuth resolutions are 0.3 m.

Configuration parameters are the following :

- Ground height : 1080 m
- Mean incidence : 15°
- Waveform : chirp
- Transmitted Bw : 600 MHz
- Reception : de-ramp
- Storage data-rate : 26 MB/s
- Pixel spacing : 0.2 m
- Integration : 4 looks



Figure 3 : high resolution Ka-band SAR image

CONCLUSION

The more recent developments of the RAMSES core system have been described.

Further improvements with regard to the digital receiving section concern new generation ADCs and pre-processing based on the use of DSPs. These new capabilities should be in line with new extensions in the waveform bandwidth.

ACKNOWLEDGEMENT

The development of RAMSES is sponsored by several directorates of DGA and, especially by DSA/SPAé and DSP/SPOTI.

REFERENCES

- [1] J.-M. Boutry, D. Le Coz et J.-P. Bruyant, 'Instrumentation embarquée de la station expérimentale RAMSES', L'Onde Electrique Vol.74-N°1, pages 1 to 7, Janvier 1994.
- [2] D. Le Coz, J. Dupas, O. du Plessis 'Development status of the ONERA airborne SAR facilities (RAMSES)' EUSAR'98 Friedrichshafen (Germany), May 1998.

CONTRIBUTION OF INTEGRATED CIRCUITS IN ELECTROMAGNETIC INTERFERENCES PHENOMENA

B. Demoulin, J. Baudet
Université des Sciences et Technologies de Lille (France)
Laboratoire de Télécommunications, Interférences et Compatibilité
Electromagnétique
(TELICE) auparavant LRPE
Bernard.demoulin@univ-lille1.fr

R. De Smedt
Alcatel Bell N.V. Antwerpen (Belgium)
Ronald.de_smedt@alcatel.be

A. Ben Bassou
Ecole Supérieure de Technologies de Fès (Morocco)
Laboratoire de Transmissions et de Traitement d'Images (LTTI)
Ali.BenBassou@estfes.ac.ma

ABSTRACT:

The paper deals with the contribution of integrated circuits in certain electromagnetic compatibility phenomena. A brief overview of the subject is proposed. Afterward two examples relevant to emission measurements and immunity tests in TEM cell illustrate the paper.

RESUME:

L'article traite du rôle des circuits intégrés dans certains phénomènes de compatibilité électromagnétique. Une brève description du sujet est proposée. Deux exemples empruntés à des mesures d'émission et d'immunité en cellule TEM illustrent la suite de l'article.

INTRODUCTION

When designing electronic equipment, it is necessary to take electromagnetic interference requirements into account. In other words, the product must be sufficiently immune against perturbations generated inside or outside of its circuits. Also, it is necessary to keep the unwanted radiated emission of its circuits within the limits given by the norms.

To solve these problems of electromagnetic compatibility (EMC) two complementary ways are usually followed. One possibility is to fall back on the use of protective devices, such as shields, filters, ferrite cores, which attenuate the unwanted emission or reduce the perturbing effects. For economic

reasons, but also as reliability requirements, the actual tendency is to avoid or to strongly limit the use and contribution of protective devices. The alternative way, as described in this paper, is to understand the mechanisms produced by electromagnetic disturbances on ICs in order to seek either lesser sensitive components or reduce their own emission.

Some early work, related on integrated circuits and EMC, was initiated twenty years ago in the U.S. through the preliminary experiments carried out by J.J. Wallen, J.G. Tront et C.E. Larson. However, dedicated studies connecting EMC and ICs were increasing only since a few years. In particular, two conferences on this subject, named COMPO'99 and COMPO'2000, were held during the last two years in France, in Toulouse, each time gathering about forty experts from ICs industries and EMC research.

This paper is rather focused towards an overview of this subject, it is organized in three parts. The first part deals with the behavior of the ICs disturbed by an IEM. Special care is taken to the specific phenomena encountered on ICs disturbed by high frequency sources. Indeed, under these conditions the circuits work outside their usual, nominal characteristics. The second part of the paper illustrates the high frequency emission of an IC mounted on a PCB. From measurements carried out in a TEM cell the radiation spectrum of the circuit itself is compared with the radiation of the traces connected at the output ports of the circuit. Part three is relevant to the special conditions of immunity tests. The aim of these experiments is to

point out the effects governed by the combination of electromagnetic coupling due to cross talk voltages occurring within the circuit and the disturbances collected on the traces under high frequency electromagnetic field illumination.

II BASIC PHYSICAL PHENOMENA

The contribution of integrated circuit in EMC phenomena occurs at the PCBs level especially the mechanisms of induction or emission due to the traces connected at the input or output port of the components [1], [2]. We can distinguish three kinds of phenomena as summarized below.

II-1 Emission

Emission is due to the wide spectrum of voltage or currents travelling on the traces of a PCBs. The traces behave as a wide band electromagnetic transmitting antenna. The standards require that amplitude of electric field radiated by the PCBs at a distance from 10 m (or 3 m) must be below an upper limit of about $100 \mu\text{V/m}$ over a wide frequency range from 30 MHz up to 1 GHz. The amplitude and spectrum of the radiated field are governed by the active component working as a disturbing source and connected at the end of the trace. The electromagnetic field amplitude may be enforced at certain resonance frequencies due to the mismatched conditions of the terminal loads of this line. Figure (1) is an example where the spectrum of the currents flowing on the trace and the spectrum of the electric field in far field condition are compared.

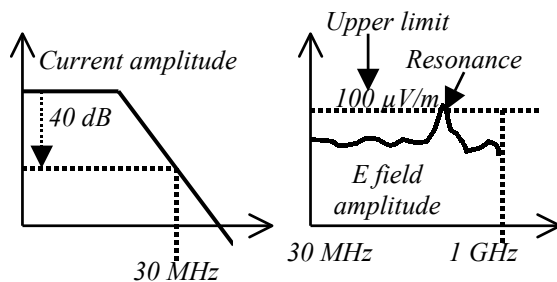


Figure (1): Examples of spectrum due to the current source and far field radiation of the PCBs traces.

II-2 Immunity

The standard requirements consist to submit the equipment (and PCBs) to an electromagnetic field radiation covering a wide frequency range (100 MHz to 1 GHz). under a specified electric field amplitude within the range 1 to 10 V/m. However, sometimes such standards require an electric field of extreme amplitude (100 V/m or more for tests applied on aircraft). Under these conditions of external illumination the traces of the PCBs behave as a wide band receiving antenna. The voltage

amplitude induced at both ends of these lines may produce malfunction (or damages) on the connected components. At the integrated circuit level three types of physical phenomena are usually observed. On digital components the unwanted high frequency voltage (or current) may produce a delay of the signal. This phenomenon occurs when the output impedance of the component rises in switching conditions. The logical state of the component may be changed by a DC voltage due to a rectification of the induced voltage at the input port of the component. The rectification phenomena are mainly due to the diodes devoted to the protection of the component against the electrostatic discharges. The analog integrated circuit such the operational amplifiers are concerned by non linear effect occurring at the driver stage of the component. Recent works showed that under high frequency disturbance (above 100 MHz) the current source of the driver stage is disturbed by the inner parasitic capacitors of the circuit which produce at the output of the component a spurious offset voltage. The resulting effects are a demodulation of the disturbing signal and consequently a risk of interference with the user low frequency voltage.

II-3 Cross-talk electromagnetic coupling

The cross-talk coupling concerns the induction phenomena occurring between traces which are close together. A clock signal traveling on a trace may produce magnetic and electric coupling on the other parallel traces. The resulting effect is the induction of unwanted voltages on the components connected at both ends of these lines. The amplitude of the coupling increases under the conditions of large scale integration and wide spectrum digital signals. Usually the circuit is designed in order that cross-talk voltage remains below the sensitivity level of the circuit to be disturbed. However as pointed out in section four of the paper cross-talk electromagnetic coupling effects may be enhanced by an external high frequency electromagnetic field.

III TEM CELL EMISSION MEASUREMENTS

This section concerns some measurements carried out in an TEM cell in order to determine the relative emission due to an active test chip mounted on a PCB [1].

III-1 Description of the test set up

A dedicated, active EMC test chip has been developed, in which the component itself contains

active logic. Moreover, it has been designed, focusing on some specific topics, such as output driver slew-rate control, on-chip decoupling, ground-bounce reduction, and others. On-chip logic allows to control the characteristics of various internal and output buffers (current strength, relative delay, slope, polarity). A block diagram is shown in figure (2).

It contains the following main modules:

- A block with 8 controllable standard outputs, which can be programmed as standard (no slew-rate) or slew-rate controlled (= rounded switching edges).
- A block with 4 slope-controlled outputs (= fixed slope of the switching edges, quite independently of the load).
- A block with 8 internal buffers with no external connections, with the purpose to introduce additional, controlled ground bounce in the component.
- Other parts of the component contain the interface circuits, the clock and test signal generation and the control circuits.

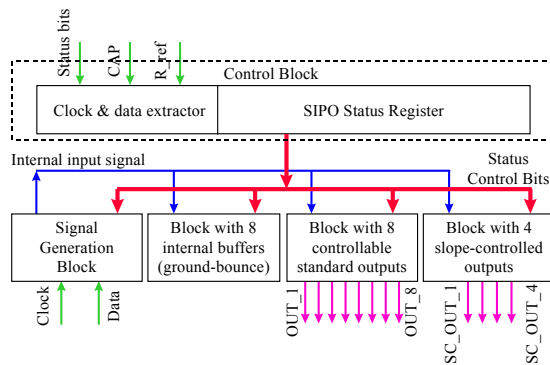


Figure (2): Block diagram of the active test chip

The component under test is mounted on a dedicated test board, which is exactly the same as the board used in the direct radiation set-up. The main purposes of this board are to activate the test chip in a controlled way and to decouple various EMC phenomena. The board also contains some impedance controlled microstrip lines with appropriate terminations. These lines are connected to the output pins of the component and allow coupling to the TEM cell fields as well. Figure (3) shows a front view of the test circuit.

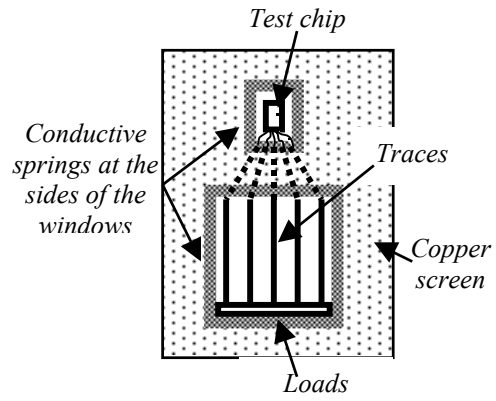


Figure (3): Description of the test board, in order to select either the radiation of the traces or the chip itself the windows are closed by a rectangular shaped conductive screen.

A measurement set-up has been deployed (see figure (4)) with a TEM cell, which is an indirect way of assessing the radiation effects of components, through the coupling of the TEM cell fields with the signals and fields of the test chip and of the test board. The test board with the test chip, tracks and auxiliary circuits is now mounted upside down on the top wall of the TEM cell. To this aim the dimensions of the aperture in the top wall can be adapted to allow the emission of the active chip only or of the tracks only. This is very similar to the apertures in the front panel of the test cube, used in the direct radiation measurements.

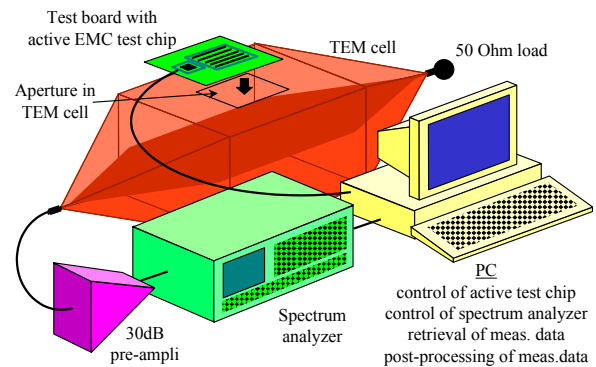


Figure (4): Measurement set-up with TEM cell

In order to select the maximum coupling the test board with the active test chip and tracks can be mounted in four different positions at the top of the TEM cell.

III-2 Effect of the clock frequency and harmonics

The influence of the clock frequency has been investigated on various output and internal blocks. Figure (5) (emission of the tracks) and figure (6) (emission of the chip) illustrates the effect for the 8 standard outputs. As test signal we use the clock frequency of 50MHz itself, or divided by 2 (25MHz) or divided by 4 (12.5MHz). Note that in these and

all subsequent figures the actual spectrum consists of spectral lines. For better visualization we have connected the tips of the lines, which are above noise, by straight lines.

When a lower clock frequency is used, more harmonics appear, but with a lower emission level. Theoretically, we would expect a decrease with 6dB and 12dB at the higher frequencies when dividing the clock frequency by 2 or 4 respectively. In general this is found back in the measurement results. Of course, the above simple theory assumes that the wave shape remains exactly the same, while this is not true in reality. The influence of the clock frequency has been investigated for the other buffer blocks as well. As a general conclusion, it follows that the even and odd harmonics are behaving quite differently. The difference between tracks and chip emission is larger for the odd ones than for the even ones.

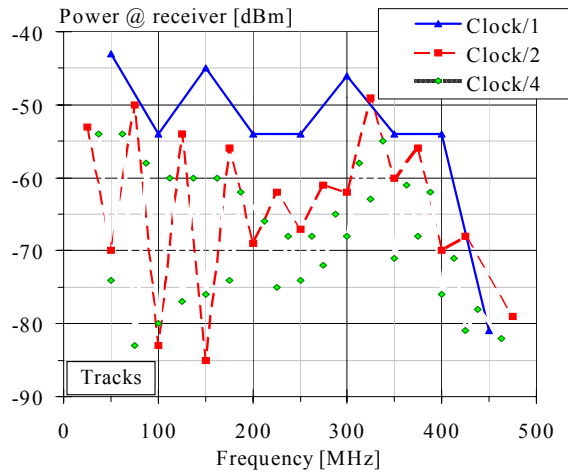


Figure (5): Influence of the clock frequency; 8 standard output-tracks emission

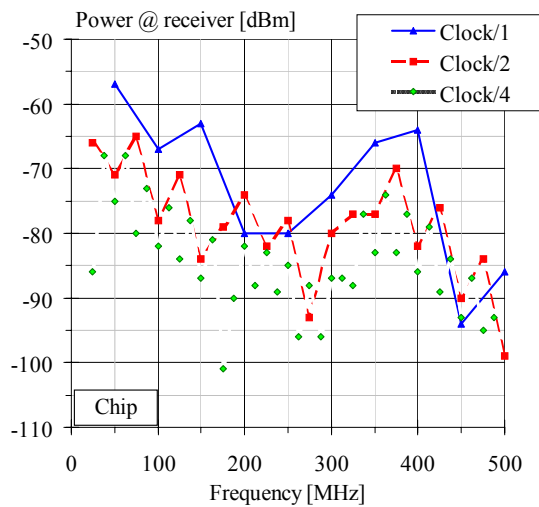


Figure (6): Influence of the clock frequency; 8 standard output-chip emission

Also the difference between odd and even harmonics is more pronounced in case of the tracks emission than in case of the chip emission, except for the internal buffers (see further). The odd harmonics are very linked to the overall wave shape of the pulses, while the even harmonics are much more related to spurious effects (e.g. due to an imperfect 50% duty cycle).

The case of the internal buffers is more complicated. Note that here the even harmonics may be larger than the odd ones (e.g. at the 2nd @ 50MHz, the 8th @ 200MHz).

III-3 Comparison chip and track emission

It is interesting to compare the emission of the tracks with that of the chip. In figure (7) we have brought together the results of the emission of the 8 standard output buffers for a clock/2 (from figure (5) and figure (6)). It clearly follows that the emission of the tracks is larger than the emission of the chip. The difference between both is roughly about 10 to 15dB. The spectral behavior of the tracks and chip emissions are very similar to each other. This shows that the current on the signal lines is also the dominant current inside the component. The component (or mostly its package, lead-frame, bonding wires) act as an antenna in the same way as the tracks, only with some smaller dimensions.

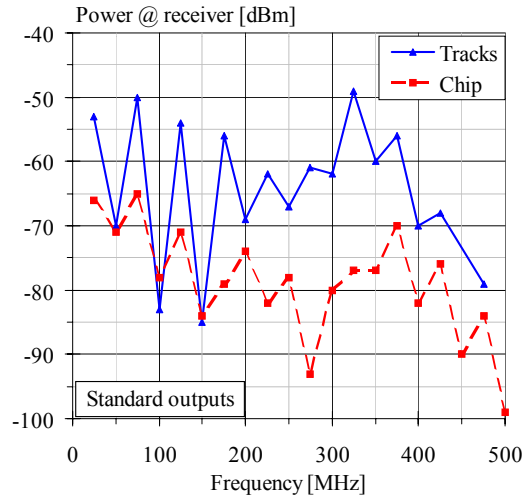


Figure (7): Comparison between tracks and chip emission (8 standard output buffers)

IV COMBINATION OF ELECTROMAGNETIC COUPLING

The aim of the proposed experiments is to show that combination of two electromagnetic coupling increases the sensitivity of the integrated circuit connected at the ends of the board tracks [2].

Clk.

IV-1 Description of the test set-up

In figure (8) are presented the main components of the test set-up. It consists of a board with three parallel tracks of 15 cm each. Track 1 is connected at the output digital NAND circuit fed by a TTL signal source (Log.) at low frequency rate. Termination of trace 1 is the input of a second NAND circuit. Track 2 is connected at a clock signal source (clk.). Track 2 is loaded by Z_{L2} in order to produce either a magnetic coupling ($Z_{L2} = 0$) or an electric coupling ($Z_{L2} \rightarrow \infty$).

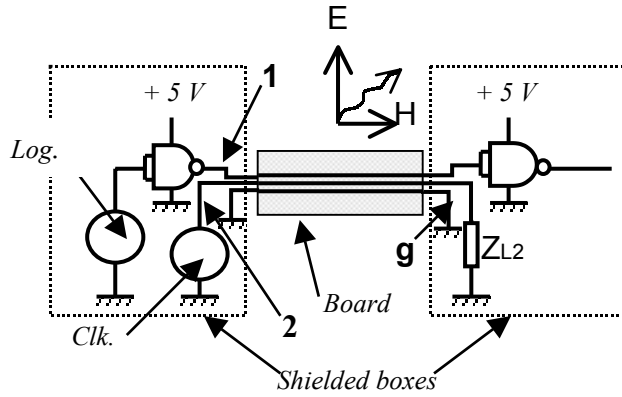


Figure (8): Description of the set-up used to test the combination of electromagnetic coupling

Each circuit is supplied by two batteries and protected against the external electromagnetic field by means of two small shielded boxes each box is grounded to track g. To carry out the experiment the set-up is placed inside a TEM cell. The traces are perpendicular to the axis of the cell, this condition produces an electric coupling, as shown in figure (8).

IV-2 Circuit diagram of trace 1 under electric field illumination.

Without cross-talk coupling the diagram of line 1 (traces 1 and g) disturbed under electric field illumination in TEM cell is given in figure (9).

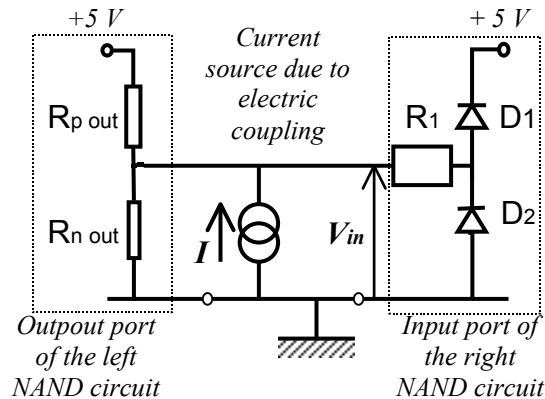


Figure (9): Circuit diagram of trace 1 under electric field illumination

$R_{p\ out}$ and $R_{n\ out}$ correspond to the resistance of the p and n channels of the digital MOSFET component connected at the left of track 1, while R_1 , D_1 , D_2 are the resistor and the protective diodes respectively at the inner input port of the MOSFET at the opposite end (right). The sin-wave current source I is due to the electromagnetic coupling induced on track 1 inside the TEM cell. Due to the non linear behavior the current through the diode can be expressed as follows:

$$I_D(t) = \frac{A_2 U_p^2}{2} + \left(A_1 U_p + \frac{3A_3 U_p^3}{4} \right) \cos(\omega t) \dots \quad (1)$$

$$\dots + \frac{A_2 U_p^2}{2} \cos(2\omega t) + \frac{A_3 U_p^3}{2} \cos(3\omega t) + \dots$$

where:

$$\omega = 2\pi f$$

U_p and f correspond to the peak amplitude and frequency of the sin-wave disturbance. The A_i parameters depend of the characteristics of the diodes

Care must be taken to the first term of equation (1) which corresponds to the DC voltage governed by the amplitude U_p of the sin-wave disturbance. Consequently U_p determines the value of the threshold logical level of the component. Under these conditions of disturbance we can imagine that any change of the DC voltage at input port of the NAND increases (or decreases) the sensitivity of the circuit with respect to the disturbances induced by cross-talk coupling throughout line 2.

IV-4 Determination of the immunity level without cross-talk coupling

Measurement of the immunity level consists to increase the electric field amplitude in the TEM cell up to obtain change of the logical state at the output of the NAND circuit (right). The experiment is carried out within the frequency range 10 MHz to 150 MHz. Without cross-talk coupling figure (10) shows the variation of immunity level of the circuit versus the frequency. At the lower frequency (10 MHz) electric field amplitude of 100 V/m disturbs the circuit, while above 40 MHz this immunity level decreases to 10 V/m and become independent of the frequency. Such behaviors are explained by the combination of the induction law and other effects controlled by the parasitic

capacitance of the component and parasitic DC voltage as given by equation (1).

IV-5 Effect of the cross-talk coupling on the immunity level

For two fixed frequencies (30 MHz and 100 MHz) of the sin-wave electric field disturbance the immunity level is measured versus the amplitude the clock signal injected on trace 2. The cross-talk magnetic coupling will only be tested ($Z_{L2} = 0$). As shown in figure (11) the immunity level depends on the cross-talk coupling amplitude. At a frequency of 100 MHz the immunity level correspond to 12 V/m without cross-talk coupling and decrease to 8 V/m for a current pulse amplitude of about 50 mA injected through trace 2. The other parameters of the pulse were: rise time and fall time 5.5 ns, duration 100 ns. We can deduce from this experiment that the immunity level is reduced with 4 dB due to the contribution of the cross-talk coupling.

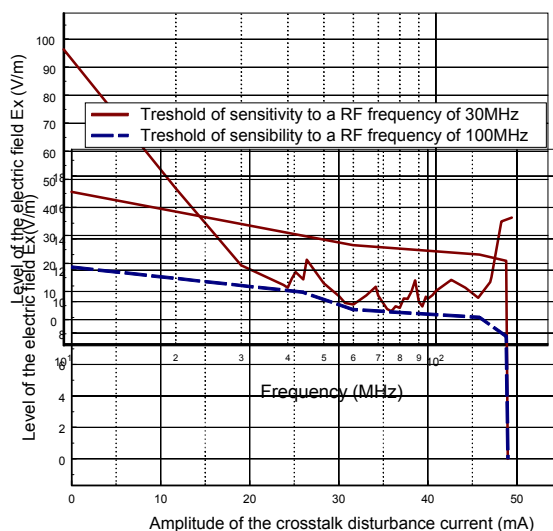


Figure (10): Variation of the immunity level versus the frequency without cross-talk coupling

Figure (11): Variation of the immunity level in respect of the amplitude of the cross-talk coupling

V CONCLUSION

The examples proposed to illustrate the paper show that the contribution of the integrated circuits determine the behavior of the electronic equipment under EMC emission test or immunity test.

From the measurement results of section III we can draw the following conclusions: using a lower clock frequency lowers the emission level. The odd harmonics in the emission spectrum are in most cases dominant, while the even harmonics are much lower. The difference between the even and odd ones is larger for the track emission than for the chip emission. In case of active internal buffers the even harmonics may become more important. The emission level of the chip only is, in general, 10 to 15dB lower than the emission level of the tracks only. The worst case emission is measured in the position where the tracks are parallel to the direction of propagation. In the perpendicular position the tracks emission is much lower, which points to a dominant H-field coupling. In the case of the chip emission the difference between parallel and perpendicular position is much less, which shows that the coupling is here due to both the E- and H-field.

From the experiments proposed in section IV we deduce that inner cross-talk coupling influence the immunity level of a board under high frequency electromagnetic field illumination. This phenomenon is not up to day considered by the designers of the circuit. Likely with increase of the speed of digital circuit and large integrated scale future EMC studies will be focused toward this point.

Acknowledgement

Part of the studies presented in this paper have been performed under the financial supports of the European research project MEDEA A408 and a France-Morocco cooperation (Action intégrée 96/1106)

REFERENCES

- [1] R. De Smedt, S. Criel, F. Bonjean, G. Spiltooren, G. Monier, B. Demoulin, J. Baudet, "TEM Cell Measurements of an Active EMC Test Chip", Proceedings of the IEEE Intern. Symp. on EMC, Washington DC (USA), Aug. 21-25, 2000, pp.903-908.
- [2] A. Ben Bassou, "Susceptibilité des Cartes Electroniques soumises à l'accumulation de perturbations induites par couplage interne et par un champ électromagnétique externe", Thèse d'Etat Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès Maroc Février 2001.

ANALYSE DE COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE ENTRE EMISSIONS DE TELEMESURE ET AVIONIQUE LANCEUR

A. SCHAFFAR – Ch. BROCHARD – G. TAFOIRY - G. CHAMBERT

EADS Launch Vehicles

BP n° 2 – 78133 Les Mureaux Cedex

ABSTRACTS

In the frame of A5 launcher development, it appeared necessary to assess the risk induced by payload telemetry antennas on launcher avionics in case of telemetry transmitter operation during ascent phase, before fairing separation;

Expected risks, due to residual electromagnetic fields in the vicinity of sensitive equipment, are the following:

- Malfunction of flight control units located in the avionic bay
- Unforeseen initiation of electro-explosive devices located in the payload fairing.

Assessment was conducted in two steps:

- An analysis based on numerical 3D modelisation.

Performed by Finite Difference in Time Domain code, has shown that both risks depicted here above are acceptable for launch mission,

- A ground verification in flight configuration which confirmed this conclusion.

Due to object size (5.4m.dia.,15m height)with respect to telemetry frequency (2218 MHz), modelisation features was:

- Mesh size: 13.5 mm($\lambda/10$)
- Number of cells: $78 \cdot 10^6$
- CPU time: 168 h on a CRAY J916 computer

The paper shows the real interest of such a modelisation which allowed to assess early in development, the feasibility of a given configuration, when experimental verification is not yet possible.

INTRODUCTION

Ariane 5 est un lanceur développé par EADS-LV pour le compte de l'ESA sous la maîtrise d'œuvre du CNES. La production, le financement et l'exploitation commerciale des véhicules opérationnels ont été confiées à Arianespace. Son but est de mettre à poste des charges utiles pour les quelles un manuel d'utilisation spécifie les interfaces avec le lanceur et en particulier des règles de compatibilité électromagnétique.

Il faut savoir que les émissions intentionnelles des Charges Utiles sont limitées aux contrôles sol avant lancement et pour lesquelles des fenêtres radio-transparentes sont prévues dans les parois de la Coiffe ou de la Speltra, sinon les émissions CU sont interdites avant la séparation du lanceur.

Le problème qui s'est posé, l'a été pour le vol 502, vol de qualification, au cours duquel on voulait acquérir les ambiances CU pendant la phase propulsée (vibrations acoustiques et mécaniques, chocs, accélérations) et en particulier pendant la phase de pression aérodynamique c'est à dire la phase de vol avec coiffe.

Deux maquettes de satellites MaqsatH et MaqsatB aux deux emplacements haut et bas nominaux de CU sont équipées des capteurs de mesures ainsi qu'un émetteur TM à 2218MHz modulé en fréquence par un message PCM bi-phase L de 500 kbits/s (ETTC oblige).

Deux solutions, émission sous coiffe ou différé après largage s'opposent. La première nécessite de pratiquer des ouvertures conséquentes dans la coiffe, la deuxième d'embarquer un enregistreur de différé. L'importance de la tâche de définition d'une coiffe radio-transparente pour un besoin exceptionnel et la non disponibilité immédiate d'une commande de mise sous tension de l'émetteur en vol, ont finalement imposé la solution d'une émission différée mais avec mise sous tension de l'émetteur avant Ho...à condition que la compatibilité électromagnétique de cette solution soit démontrée.

PROBLEME POSE

Une identification des risques impose d'évaluer le champ à l'emplacement des équipements de la Case à équipements et de la Coiffe, que l'on comparera au seuil de susceptibilité en rayonnement connu à cette fréquence, ainsi que les courants sur les liaisons pyrotechniques pour évaluer l'énergie induite sur les initiateurs.

SOLUTION SIMPLE

Un calcul « coin de table », spécialité de l'ingénieur CEM, nous a donné, pour une source ponctuelle de 12 W, un champ de 3.6 V/m au droit des équipements de contrôle de vol, alors que la limite de susceptibilité des équipements est spécifiée à 30V/m, dans cette bande de fréquence, et un courant de 9 mA pouvant être induit sur un initiateur de la classe 1A-1W, et encore en configuration « antenne demi-onde ».

D'une manière générale les marges qui se dégagent d'une évaluation prédictive doivent être à la hauteur des simplifications des méthodes de calcul et des approximations faites sur les données d'entrée, or dans ce cas, le caractère majorant des conditions de couplage a du mal à compenser le calcul type espace

libre adopté pour une cavité dont on apprécie mal la surtension.

En conséquence eu égard aux risques encourus, il est proposé de traiter le problème par modélisation électromagnétique 3D.

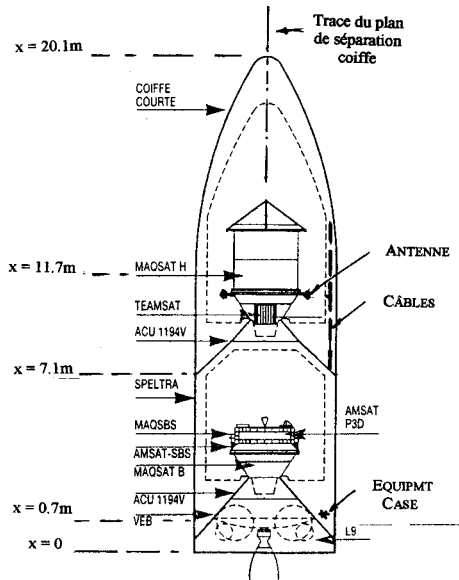


Figure 1

SOLUTION PAR MODÉLISATION

DONNEES D'ENTREE (Figure 1)

LES DIMENSIONS :

L'empilement Case (VEB) + Speltra + Coiffe courte fait 20.1m pour un diamètre de 5.4m. A l'intérieur de la Speltra la structure conique de l'ensemble Case et EPS est prolongée par un Adaptateur CU de diamètre terminal 1.194m. supportant le satellite Maqsat bas de diamètre 2.624m. Un ACU de même type posé sur la Speltra supporte le satellite Maqsat haut de même diamètre.

LES MATERIAUX :

A l'exception des structures Maqsat, métalliques, toutes les structures sont en composite NIDA Alu - peaux carbone, modélisé par 2mm de carbone ($\sigma = 2.10^4$ S/m).

LES OUVERTURES :

Outre les jonctions entre structures qui constituent des ouvertures réduites pour les besoins de la modélisation, les seules ouvertures sont situées sur la partie conique de la Speltra où deux ouvertures circulaires de diamètre 0.31m sont situées à la verticale des antennes.

LES ANTENNES :

Deux antennes en partie basse de MaqsatH, au bout de bras supports qui les placent sur un diamètre de 4m. aux azimuts 160° et 320° , donc pas tout à fait diamétralement opposées, constituent le système d'aériens de l'ensemble Maqsat.

Dans l'impossibilité de prendre en compte la définition exacte des antennes réelles, elles seront modélisées sur la base d'une conformité de diagramme de rayonnement.

LES CABLES :

Quatre câbles sont introduits dans le modèle. Leur implantation est représentative d'un pire cas, sur la hauteur de la coiffe, au droit des antennes et à 5cm de la paroi. Ils sont court-circuités aux extrémités sauf un qui est chargé par $1k\Omega$.

MODELISATION

LES OUTILS :

Pour que le calcul soit possible sur les machines disponibles, on a choisi une méthode de différences finies temporelle, ASERIS FD[®] qui impose un maillage en $\lambda/10$ soit 13.52mm puisque la fréquence de travail est 2218 MHz.

Dans ces conditions la modélisation du problème ainsi défini nécessiterait 133 millions de cellules cubiques ce qui est encore trop pour les moyens à notre disposition.

LES LIMITES :

Le plan le plus bas $x=0$ est modélisé par un plan métallique circulaire pour simuler le fond avant de l'étage principal, le moteur de l'EPS n'a pas besoin d'être modélisé, la partie ogivale de la coiffe est remplacée par un plan circulaire de même définition à la côte $x=11.670m$, ce qui tronque MaqsatH à 0.8m au lieu de 2.5m avec un espace de 2λ entre le haut de MaqsatH et le haut de la coiffe tronquée.

Enfin pour bénéficier d'un effet de symétrie qui divise le nombre de cellules par deux on a accepté de considérer que les antennes étaient à 180° au lieu des 160° déjà mentionnés.

Dans ces conditions on ne modélise que la moitié du problème en faisant passer le plan de symétrie par le plan de séparation des deux demi-coiffes.

LES DEFAUTS ELECTROMAGNETIQUES :

En l'absence de données pour représenter la réalité des jonctions à ces fréquences, il a été choisi l'artifice suivant :

La coiffe et la Speltra sont séparées par une fente de largeur égale à une maille à la côte $x=7.1m$. La Speltra est séparée de la Case par une fente de largeur égale à une maille à la côte $x=0.7m$. Les structures coniques sont séparées à chaque extrémité par une fente circulaire de largeur égale à une maille. La coiffe est séparée en deux demi-coiffes par une fente dans le plan longitudinal de largeur deux mailles (symétrie oblique).

LES CABLES :

Pour vérifier le critère de stabilité lié à la modélisation des câbles, leur rayon doit être

inférieur au 1/20 de la taille de la maille, soit 1.35mm. Leur résistance linéique est négligée.

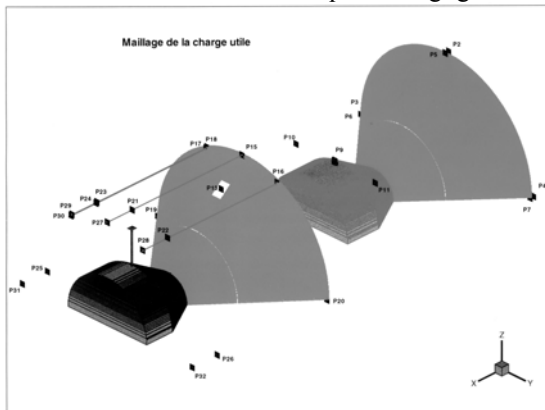


Figure 2

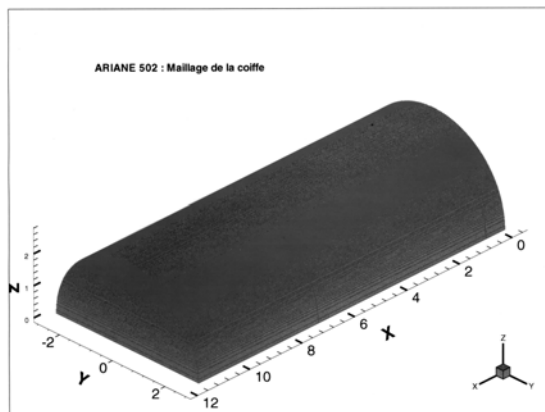


Figure 3

Le maillage ainsi réalisé comporte $78 \cdot 10^6$ cellules.

LES ANTENNES :

Elles sont modélisées par un patch disposé au dessus d'un plan de masse (figure 4), ajusté de façon à retrouver le diagramme de rayonnement de l'antenne réelle. La modélisation de cet exercice préliminaire s'effectue avec ASERIS-BE[®], code aux éléments finis de surface dans le domaine fréquentiel, pour ajuster le diagramme de rayonnement à celui de l'antenne réelle ; le modèle obtenu est ensuite transformé de façon à pouvoir être introduit dans le modèle complet utilisant le code aux différences finies.

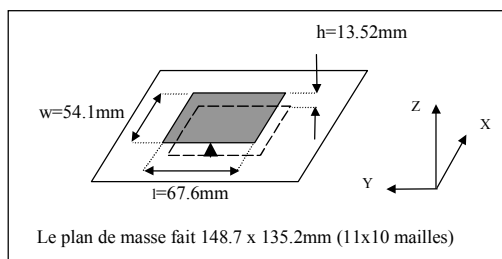


Figure 4

Les résultats de cette modélisation font l'objet des planches en annexe.

Ils sont établis pour une puissance d'alimentation de 6 Watts.

LES SORTIES DU CALCUL :

Trente deux points de mesure de champ où seront enregistrées les six composantes en fonction du temps et 12 mesures de courant situées aux deux extrémités et au milieu des 4 câbles définis constituent les sorties du calcul. Ils sont repérés, en partie, sur la figure 2.

RESULTATS

LE CALCUL :

Le calcul est lancé pour une durée de simulation de $0.4\mu s$ correspondant à 5 allers et retours de l'onde suivant la plus grande dimension du problème, temps estimé suffisant pour atteindre l'état stationnaire. Les ressources informatiques mobilisées ont été les suivantes : 456 Mmots pour la taille mémoire, 605000 secondes de temps CPU soit près de 168 heures. Le calcul a été réalisé sur 16 processeurs en 45000 s, soit 12.5 heures.

LES CHAMPS E ET H :

Outre les sorties précédemment définies, on dispose à la fin du temps de calcul des valeurs du champ en tous les points du maillage ; c'est la représentation du module de E qui est présentée figure 5 et figure 6.

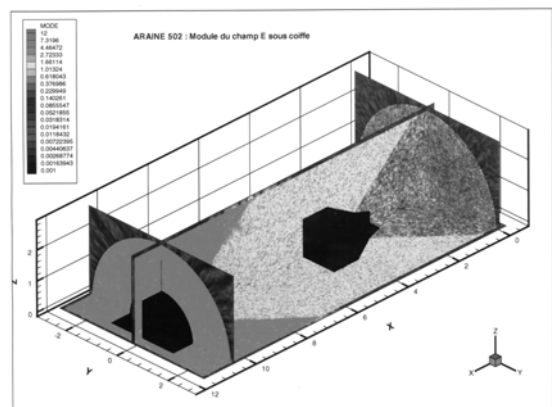


Figure 5

L'échelle des couleurs (ou des gris) couvre une dynamique de 80 dB et permet de mettre immédiatement en évidence trois zones distinctes correspondant aux trois volumes du problème.

Dans la partie haute, au-dessus du cône de la Speltra, le niveau moyen de champ électrique est de 12V/m ($H=20mA/m$), dans la partie intermédiaire, dans la Speltra mais au-dessus du cône Case-EPS, le niveau moyen du champ est de 2V/m ($H=5mA/m$), et dans la partie basse, typiquement dans le volume EPS, le niveau moyen du champ est de 0.5V/m ($H=1.3mA/m$)

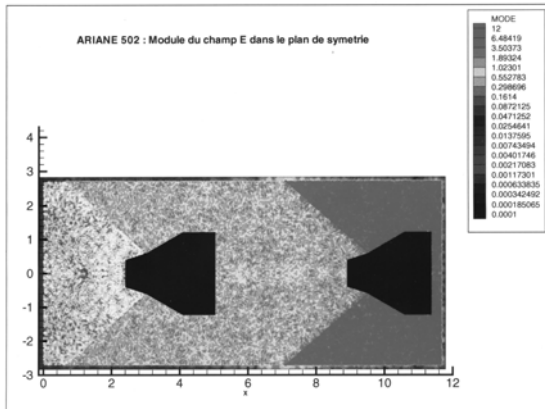


Figure 6

En regardant de plus près on peut observer le désordre organisé que constitue la répartition d'un champ dans des cavités couplées et excitées par une source dont la fréquence est grande par rapport aux premiers modes de résonance, ce qui est une formidable illustration de la complexité de la notion d'atténuation de structures.

Mais en matière de susceptibilité d'équipement c'est la valeur moyenne sur le volume de l'équipement qui doit faire référence et c'est donc 2V/m, qui est la réponse au problème posé, voire même un peu moins car la modélisation n'a pas pris en compte l'existence d'une peau finement métallisée protégeant les équipements de la Case à équipements et qui ne peut qu'augmenter les marges cherchées.

LES COURANTS :

Les résultats sont donnés en fonction du temps, sur les quatre fils au droit du court-circuit, à l'extrémité inférieure.(Figure 7).

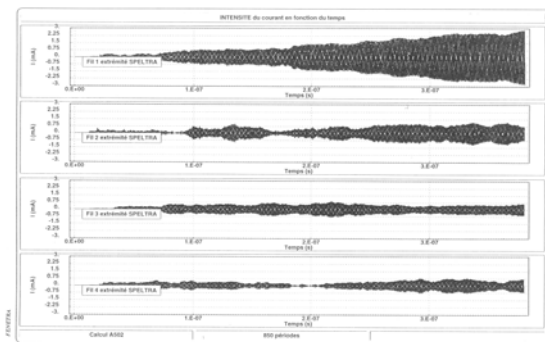


Figure 7

Si le résultat sur le fil n°1(en haut) donne l'impression que l'on n'a pas atteint un véritable maximum, le calcul des champs au droit de cette extrémité, comme les valeurs des courants aux autres abscisses du fil peuvent attester que l'on n'en est pas loin et qu'une extrapolation sur la base des formes d'ondes enregistrées jusque là, est acceptable.

Les amplitudes maximales sont de 1.5 à 3mA.

Ces liaisons sont, dans la réalité, des bifilaires blindés. Si l'on considère néanmoins, comme pire

cas, que ce courant traverse l'initiateur pyrotechnique connecté en bout de câble on dispose d'une marge de sécurité confortable par rapport au seuil de courant de non feu des initiateurs 1A-1W.

CONCLUSION

Les enseignements que l'on peut tirer de cette étude sont de plusieurs ordres.

SUR LE PLAN DES RESULTATS :

Si cette étude par modélisation a confirmé le calcul « coin de table » initial, il ne faut pas pour autant lui dénié sa nécessité, car dans ce cas-ci, les hypothèses de calcul, pour perfectibles qu'elles soient, sont précisément établies. C'était d'ailleurs le sens de l'étude. Les marges sont supérieures à 20 dB pour des données d'entrée dont on peut apprécier la représentativité et pour un calcul rigoureux.

Ceci a permis d'affronter avec sérénité la néanmoins nécessaire validation avant tir, au cours de laquelle aucune perturbation des contrôles n'a été enregistrée.

SUR LE PLAN DES ENVIRONNEMENTS RAYONNES :

Il est intéressant d'observer la répartition des champs sous la coiffe ou à l'intérieur de structures électromagnétiquement couplées avec des champs externes, qui est tout à fait représentative des environnements rayonnés auxquels sont soumis les équipements des systèmes. Ceci justifie toutes les études entreprises depuis plusieurs années sur les méthodes statistiques de définition des champs à l'intérieur de nos systèmes et sur l'intérêt de faire évoluer les méthodes de test associées, tel que l'utilisation des chambres à brassage de modes .

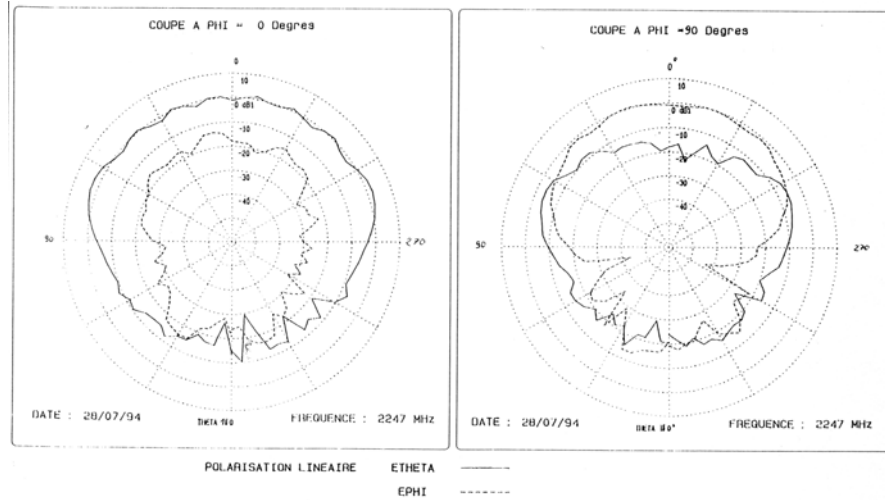
SUR LE PLAN DE L'OUTIL DE MODELISATION :

Si le temps de calcul n'est pas encore un paramètre tout à fait séduisant, il ne peut aller qu'en s'améliorant au cours du temps, par contre certaines améliorations ont déjà été introduites, telles que les fentes fines simulant des assemblages résistivement représentatifs

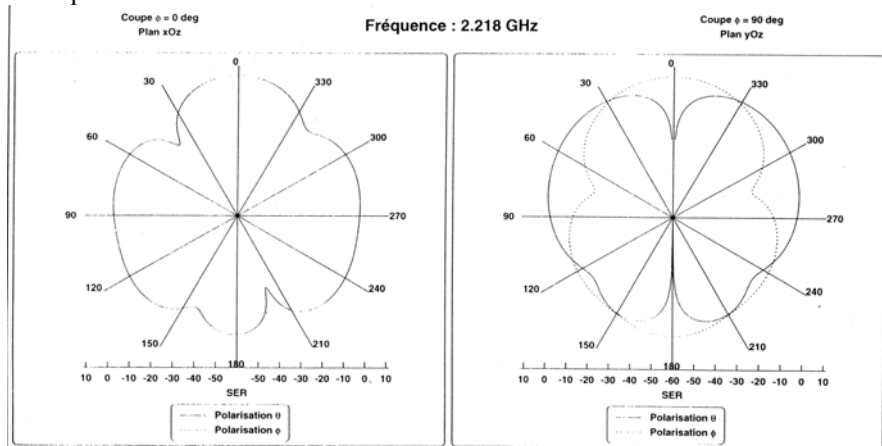
La fiabilisation de l'outil par une mesure de l'influence de tous les paramètres du problème permettrait son application à la maîtrise des émissions sous coiffe, dont les ouvertures radiotransparentes devraient diminuer la surtension, et transformer cette situation d'exception vécue pour ce vol de qualification en une possibilité commerciale des vols opérationnels.

Annexe : Résultats de modélisation de l'antenne

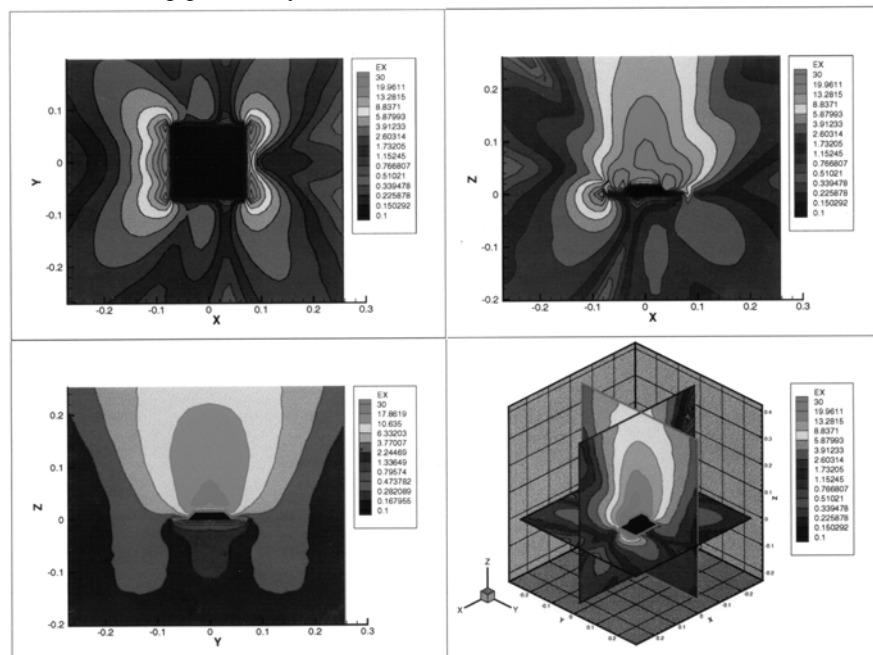
- Diagramme de référence



- Diagramme du patch modélisé



- Composante Ex du champ proche rayonné dans un volume 520x520x580mm



Le niveau maximum du champ électrique est de 200V/m et celui du champ magnétique de 1.25A/m

METHODE D'ANALYSE ET D'ESSAIS DE LA CEM INTRA-SYSTEME PAR RAYONNEMENT (RE/RS) APPLIQUEE AUX REPETEURS A L'INTERIEUR D'UN SATELLITE DE TELECOMMUNICATIONS

J.C. POURTAU – M. TERRAL

ALCATEL SPACE INDUSTRIES - TOULOUSE, FRANCE

RESUME

Les nouveaux satellites de télécommunications fonctionnent à des fréquences très variées et avec de fortes puissances embarquées. Ils posent de ce fait des problèmes de compatibilité électromagnétique beaucoup plus critiques que par le passé.

Le problème principal de compatibilité intra-système est dû à la présence d'équipements sensibles aux rayonnements (les récepteurs et étages de conversion de fréquence) au voisinage des faisceaux d'antennes d'émission et d'équipements de forte puissance (les amplificateurs à état solide et tubes à ondes progressives). L'efficacité de blindage demandée à la structure du satellite et aux boîtiers des équipements est à la limite des possibilités technologiques. La sanction d'un blindage insuffisant sera l'augmentation du bruit thermique à l'entrée des récepteurs, l'apparition de couplages diaphoniques entre canaux et, plus généralement, la détérioration de la réponse dans la bande des répéteurs.

Cette communication décrit une méthode analytique, développée par Alcatel Space Industries, permettant de prédire les couplages RF existant entre éléments d'une charge utile de télécommunications, dans laquelle les champs électromagnétiques à l'intérieur du satellite sont évalués sur la base des propriétés des cavités surdimensionnées caractérisant le module de communication. Les résultats expérimentaux et les prévisions théoriques présentent entre eux une remarquable corrélation.

1. INTRODUCTION

La figure 1.1 montre les différents aspects de la compatibilité électromagnétique au niveau d'un satellite.

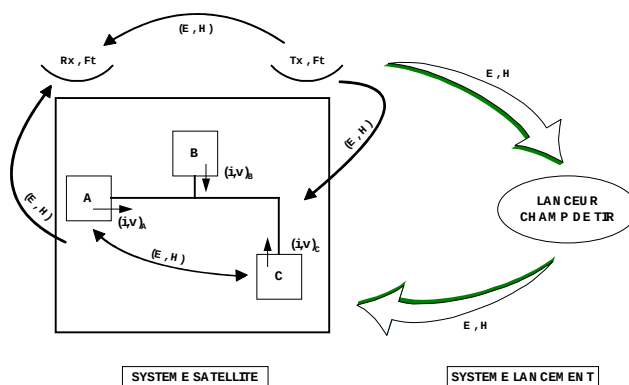


Figure 1.1 : CEM système - Différents aspects

Le satellite lui-même par ses émissions rayonnées ou conduites, le lanceur et le champ de tir créent un environnement électromagnétique tant conduit que rayonné dont il faut évaluer les effets pendant toutes les phases de conception, de développement et de test du satellite.

L'évaluation de la compatibilité électromagnétique en rayonnement (RE/RS) concerne, pour un satellite de télécommunications, trois grands types de perturbations endogènes :

- Le brouillage par les antennes d'émission des équipements sensibles placés dans les cavités internes du satellite,
- Le brouillage des antennes de réception par les équipements de forte puissance,
- Le brouillage des équipements sensibles par les équipements de forte puissance.

La sanction d'un blindage insuffisant, tant au niveau de la structure du satellite qu'au niveau des boîtiers des équipements, sera :

- L'augmentation du bruit thermique à l'entrée des récepteurs,

- L'apparition de couplages diaphoniques entre canaux,
- L'augmentation du bruit de phase,
- La détérioration de la réponse dans la bande des répéteurs,
- La perte des télécommandes ou télémessures,
- La dégradation des signaux transitant entre senseurs et unité centrale du sous-système de contrôle d'attitude.

Cette CEM rayonnée est difficile à évaluer car les caractéristiques de propagation à l'intérieur du satellite sont mal connues. Le problème est donc traditionnellement éludé ou traité par des moyens inexacts, c'est à dire en se plaçant dans l'hypothèse d'une propagation en espace libre avec atténuation proportionnelle au carré de la distance et en appliquant des facteurs correctifs plus ou moins empiriques ou arbitraires. On se persuadera pourtant de l'importance primordiale que revêt la CEM RE/RS si l'on sait que le rapport de la puissance émise à bord pour la liaison descendante à la puissance reçue sur la liaison montante atteint 100 à 120dB dans un satellite de télécommunications.

Pour surmonter cette difficulté, un modèle théorique basé sur les propriétés des cavités surdimensionnées a été développé par Alcatel Space Industries et appliqué sur de nombreux programmes. Il a été démontré que le comportement RF des espaces internes du module de communication ou sont implantés les équipements de la charge utile du satellite peut s'assimiler au comportement d'une cavité multimodes ou « surdimensionnée » intermédiaire entre la cavité résonnante et l'espace libre [1]. L'atténuation en $1/d^2$ observée en espace libre, n'est plus valide dans une telle cavité. Le champ y est homogène et isotrope, et un couplage entre antennes par exemple n'y est fonction ni de la distance, ni de l'orientation, ni du gain de ces antennes, mais seulement de la fréquence des signaux rayonnés et de la surtension de la cavité. Cette cavité est caractérisée par son facteur de pertes d'insertion X_c fonction de différents paramètres qui sont notamment la perméabilité, la surface et la conductivité des surfaces internes, la surface des ouvertures, et la fréquence des signaux. Ce modèle, résumé dans le paragraphe suivant, a été vérifié avec succès en phase d'intégration finale des satellites.

L'auto-compatibilité RE/RS d'une charge utile de télécommunications devient ainsi facile à analyser entre équipements à l'intérieur du satellite. Les différentes étapes de cette analyse, décrites dans ce papier, sont les suivantes :

- Evaluation du champ électrique total rayonné à l'intérieur du module de communication à partir de la spécification (ou d'un résultat de test)

CEM-RE équipements et du facteur de pertes d'insertion X_c caractérisant la cavité satellite,

- Evaluation du rapport signal utile / signal parasite couplé en sortie répéteur à partir du champ électrique total à l'intérieur du module de communication et du signal parasite capté par chaque équipement tenant compte de son efficacité de blindage calculée à partir de la spécification (ou d'un résultat de test) CEM-RS équipements.

2. MODELISATION DE LA CAVITE INTERNE DU SATELLITE

Dans une cavité dite « surdimensionnée » le champ électrique peut être considéré comme homogène et isotrope. La distance entre les différents équipements à l'intérieur de ce type de cavité n'intervient pas et l'orientation et la polarisation de leurs fuites RF ne posent plus de problème.

Un signal hyperfréquence injecté dans la cavité est donc considéré comme étant uniformément atténué. La puissance captée par une antenne de réception est presque indépendante de sa localisation et de son orientation.

L'atténuation de la cavité appelée X_c caractérise les pertes d'insertion de la cavité. Elle est fonction des matériaux et caractéristiques géométriques de la structure du satellite.

Le facteur de pertes d'insertion de la cavité X_c est une combinaison d'une composante rayonnée X_ρ représentant la puissance rayonnée à l'extérieur de la cavité et d'une composante conduite X_σ représentant les pertes ohmiques des parois :

$$\frac{1}{X_c} = \frac{1}{X_\rho} + \frac{1}{X_\sigma}$$

avec :

$$\frac{1}{X_\rho} = 8 \cdot \pi \cdot \frac{S_0}{\lambda^2}$$

et

$$\frac{1}{X_\sigma} = \frac{8 \cdot \pi^2}{\lambda^3} \cdot (S - S_0) \cdot \delta$$

où δ est l'épaisseur de peau :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}}$$

Le calcul des pertes d'insertion de la cavité interne correspondant au module de communication d'un

satellite ou sont implantés les équipements tient donc compte de :

- La surface conductrice interne S de la structure du satellite (S=somme des surfaces des panneaux),
- La somme des surfaces des ouvertures So dans les panneaux structurel du satellite,
- De la perméabilité et conductivité électrique des matériaux composant la structure du satellite.

La puissance parasite obtenue en tout point de la cavité est donnée par le produit $X_c \cdot P_s$ où P_s représente la puissance rayonnée par les équipements. Le champ électrique rayonné dans la cavité est alors facilement calculable par la formule :

$$E = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \sqrt{60 \cdot X_c \cdot P_s}$$

Le tableau 2.1 donne un exemple de calcul des pertes d'insertion de la cavité correspondant au module de communication d'une plate forme Spacebus 3000B pour les bandes Ku de télécommunications.

External	Dimension (in)	Surface (in ²)		Volume (in ³)
		Aluminum	Carbon fiber	
North and South panels	(8 x 2) x 2	9,488		9,297
Earth and Anti Earth panels	(8 x 2) x 2		7,992	
Cylinder surface/volume	$\pi \times D \times \text{height} \times Z$		7,719	-2,258
Cylinder section	$\pi \times D^2 / 2 \times F$		-2,159	
East and West panels	(8 x 2) x 2		7,992	
W ebs	(8 x 2) x 2		1,216	
Total		9,488	22,588	6,839
Permeability (H/m)	$\mu =$	1,26E-06	1,26E-06	
Conductivity (S/m)	$\sigma =$	38,2E+6	7,14E+04	
Overall area (in ²)	S =	9,488	22,588	
Apertures area (in ²)	S0 =	0,120	0,000	
Cavity volume (in ³)	V =			6,839

External	Dimension (in)	Surface (in ²)	Volume (in ³)
North and South panels	(8 x 2) x 2	9,488	9,297
Earth and Anti Earth panels	(8 x 2) x 2		7,992
Cylinder surface/volume	$\pi \times D \times \text{height} \times Z$		7,719
Cylinder section	$\pi \times D^2 / 2 \times F$		-2,159
East and West panels	(8 x 2) x 2		7,992
W ebs	(8 x 2) x 2		1,216
Total		9,488	22,588
Permeability (H/m)	$\mu =$	1,26E-06	1,26E-06
Conductivity (S/m)	$\sigma =$	38,2E+6	7,14E+04
Overall area (in ²)	S =	9,488	22,588
Apertures area (in ²)	S0 =	0,120	0,000
Cavity volume (in ³)	V =		6,839

Frequency (MHz)	λ (cm)	Skin depth (in)	Skin depth (cm)	$1/X_p$ (rad/in)	$1/X_\sigma$ (conduct)	$1/X_c$	X_c (dB)	Comment
10950,00	2,740	0,778	18,000	4617,07	1,589,06	5,607,03	-37,49	Downlink
12750,00	2,353	0,721	16,681	5447,52	2,324,77	7,772,29	-38,01	
13000,00	2,308	0,714	16,520	5663,24	2,440,41	8,193,66	-39,00	Uplink
14500,00	2,069	0,677	15,642	7045,55	3,206,45	10,252,00	-40,11	

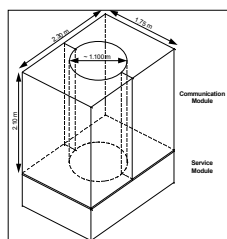


Tableau 2.1 : Exemple de calcul des pertes d'insertion de la cavité d'un module de communication

3. EXEMPLES DE COUPLAGE CEM (RE/RS) AU NIVEAU D'UN REPETEUR A L'INTERIEUR D'UN SATELLITE DE TELECOMMUNICATIONS

Du point de vue de la compatibilité électromagnétique au niveau d'une charge utile de télécommunications, il faut distinguer :

- Les trajets multiples (chemins de couplage n° 1,2 et 3 sur la figure 3.1),
- Le brouillage entre répéteurs fonctionnant à la même fréquence mais de polarisation croisée (chemins de couplage n° 4 et 5 sur la figure 3.2) ou à des fréquences différentes (chemin de couplage n° 6 sur la figure 3.2),
- Les perturbations électromagnétiques dues :
 - Aux harmoniques d'oscillateurs locaux,
 - Aux harmoniques des signaux de télécommunications,
 - Aux produits de mélange engendrés dans les récepteurs,
 - Aux produits d'intermodulation passifs,
 - Aux raies parasites des convertisseurs d'alimentations.

Nous détaillerons dans les paragraphes suivants uniquement le chemin de couplage n°1 correspondant aux fuites RF par émission et susceptibilité rayonnée à travers les boîtiers des équipements ou les connexions RF (prises SMA, brides de guide, etc...) au niveau d'un répéteur. Le signal EMC parasite, après recombinaison avec le signal utile, produit des ondulations d'amplitude et de temps de propagation de groupe dans le canal qui détériorent la réponse dans la bande du répéteur. Ce chemin de couplage est considéré comme le pire cas pour l'étude des blindages CEM des boîtiers des équipements.

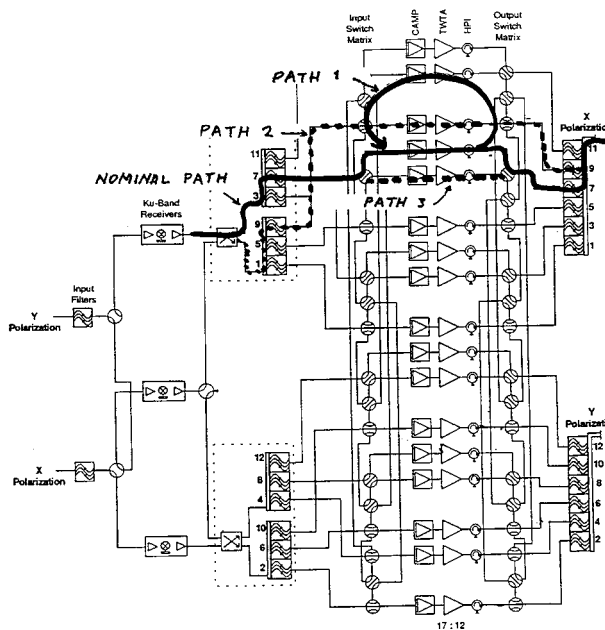


Figure 3.1 : Chemins de couplage dus aux trajets multiples

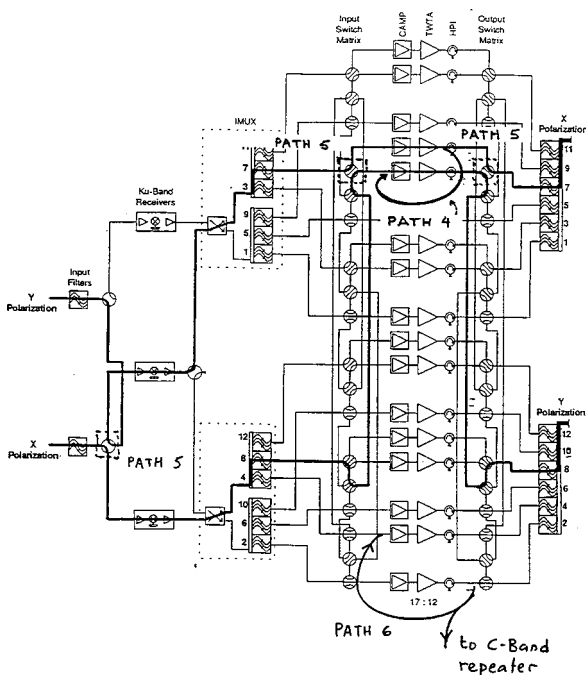


Figure 3.2 : Chemins de couplage entre répéteurs

4. EVALUATION DU CHAMP ELECTRIQUE TOTAL RAYONNE A L'INTERIEUR DU MODULE DE COMMUNICATION

Ce champ électrique est généré :

- En partie, par les signaux de la liaison descendante transmis par les antennes (aux

fréquences d'émission) et qui rentrent dans la cavité du module de communication en traversant la structure du satellite par les ouvertures et les fentes,

- Et pour l'autre partie, par l'émission rayonnée des équipements à travers les boîtiers à l'intérieur même de la cavité du module de communication.

A chaque fréquence dans les bandes des signaux de télécommunications, le calcul se décompose donc en deux étapes :

- Le calcul du champ rayonné par les sources des antennes d'émission sur les panneaux structuraux du satellite et son couplage dans la cavité du module de communication à travers les ouvertures et les fentes,
- Le calcul du champ rayonné directement dans la cavité du module de communication à travers les boîtiers des équipements de forte puissance de la section de sortie du répéteur (tubes à ondes progressives, isolateurs de puissance, commutateurs RF, filtres multiplexeur de canaux et brides de guides).

Le tableau 4.1 donne un exemple de calcul du champ électrique total résultant dans un module de communication compte tenu des paramètres suivants :

- De la puissance de sortie maximale des équipements à la fréquence considérée,
- De l'efficacité de blindage X requise pour que chaque équipement de la section de sortie du répéteur rayonne en espace libre le champ électrique maximum spécifié de 90dBμV/m à une distance de 1 mètre ou de l'efficacité de blindage calculée à partir des résultats du test CEM-RE des équipements au moyen de l'équation suivante :

$$E(\text{dB}\mu\text{V/m à 1 m}) = P_e(\text{dBm}) - X(\text{dB}) + 104,77$$

- De la contribution due aux émissions rayonnées des antennes dans le module de communication,
- Du facteur de pertes de la cavité du module de communication Xc.

Unit	Quantity	P max (dBm)	E (dBμV/m)	X (dB)	Radiated Power (dBm)	Comments
TW TA	1	20,3	90	65	-44,8	1% specified S.E. or expected S.E.
HPT	1	20,3	90	65	-44,8	
R-Switch	7	20,3	80	75	-46,3	
C-Switch	1	20,3	80	75	-54,8	
O MUX	1	20,3	90	65	-44,8	
C-Switch	2	20,3	80	75	-51,8	
Diplexer	1	20,3	85	70	-49,8	
Waveguide Flange	12	20,3	80	75	-44,8	
Pr (dBm)					-37,35	
Xc (dB)					37,49	
Pr* (dBm)					-74,84	
Pr* (W)					32,8E-9	
E rep (V/m) (unit packages)					0,64	
E ant (V/m) (antenna field)					0,35	
E total (V/m) (units + ant)					0,73	

Tableau 4.1 : Exemple de calcul du champ électrique total dans un module de communication

5. ANALYSE DE LA SUSCEPTIBILITE RAYONNEE DU REPETEUR

Les équipements de faible puissance de la section d'entrée du répéteur (récepteur, filtres démultiplexeur de canaux, commutateurs RF et amplificateurs de canaux) sont les plus susceptibles de voir leur fonctionnement perturbé parce qu'ils peuvent capter une petite partie du champ électrique ambiant dans le module de communication à travers les fuites RF qui existent toujours au niveau des interfaces de fermeture des boîtiers (joints, capots, connecteurs, etc...).

Le calcul de la puissance captée par les équipements est décrit ci-dessous :

Les niveaux maximums de champ électrique spécifiés sont pris en compte sur chaque interface sensible. L'efficacité de blindage recherchée pour un équipement appelée « X » est définie ci-dessous comme étant une fonction du champ électrique ambiant dans le module de communication, de la puissance parasite captée et de la fréquence :

$$P_S \text{ Puissance parasite captée}$$

$$P \text{ Puissance du signal RF au niveau de l'interface}$$

$$\frac{P_S}{P} \text{ Limite spécifiée du parasite}$$

$$E \text{ Champ parasite spécifié}$$

$$F = \frac{E^2}{120 \cdot \pi} \text{ Flux rayonné à une distance}$$

de 1 m

$$A = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \text{ Surface équivalente de la fuite à l'interface}$$

$$P_S = F \cdot X \cdot A = \frac{E^2 \cdot X \cdot \lambda^2}{480 \cdot \pi^2}$$

$$\Rightarrow X = \frac{480 \cdot \pi^2 \cdot P_S}{E^2 \cdot \lambda^2}$$

Critère de succès : Pour une perturbation par un signal RF cohérent (porteuse pure) dans le canal le critère de succès habituellement retenu est une variation maximale de gain admissible à une fréquence donnée. Pour une configuration de répéteur à saturation, on préfère retenir un niveau de parasite maximum admissible en sortie répéteur. Soit en général un rapport signal utile / parasite couplé maximum admissible en sortie répéteur inférieur à -50dBc pour une configuration du répéteur à saturation et une variation de gain inférieur à 0.05dBpp à la fréquence considérée pour le répéteur en configuration linéaire (soit généralement 15dB de recul par rapport à la puissance à saturation à l'entrée du tube à ondes progressives).

Notons que pour garantir une marge CEM (RE/RS) système de 6dB, l'analyse de susceptibilité rayonnée du répéteur prend en compte le double de la valeur du champ électrique total dans le module de communication calculé lors de l'analyse d'émission rayonnée détaillée au paragraphe 4.

Le tableau 5.1 donne un exemple d'analyse de susceptibilité rayonnée d'un répéteur à l'intérieur du module de communication pour le chemin de couplage n°1 (voir figure 3.1).

Radiated Susceptibility Tx

10/05/2001

Repeater Radiated Emission E-Field (saturated)						0.64 V/m
Panel Radiated Emission E-Field (saturated)						0.35 V/m
Repeater Radiated Emission E-Field (OBO)						0.35 V/m
Panel Radiated Emission E-Field (OBO)						0.14 V/m
EMC System margin						4 dB
Total Expected Radiated Field Er						0.89 V/m
Frequency Tx						10.95 GHz
Wavelength λ						0.027 m
Level at equipment interface						-42.55 dBm

$$P_{parasite} = \frac{E^2 \cdot \lambda^2 \cdot X}{480 \pi^2}$$

Nominal Gain dB	Tx rejection dB	Post signal dBm	Equipments	Shielding X dB	Tx gain dB	Post. Equip rep dBm	Post. Journal dBm
0	-85	-85	Input filter	75	-85	-117.5	-117.5
0	0	-85	R_switch	75	0	-117.5	-114.5
0	0	-85	R_switch	75	0	-117.5	-112.5
0	0	-85	R_switch	75	0	-117.5	-111.5
33	20	-55	LNA_Type 1	86	13	-115.5	-98.4
0	0	-55	T_switch	75	0	-117.5	-98.4
0	0	-55	T_switch	75	0	-117.5	-98.3
0	0	-55	13dB coupler	70	0	-112.5	-98.2
0	0	-55	T_switch	75	0	-117.5	-98.1
0	0	-55	T_switch	75	0	-117.5	-98.1
-8	0	-63	Losses	100	-8	-142.5	-106.1
36	16	-27	DOCON	80	29	-112.5	-85.1
0	0	-27	T_switch	75	0	-117.5	-86.1
0	0	-27	T_switch	75	0	-117.5	-86.1
-8	-36	-36	Losses	100	-8	-142.5	-84.1
-10	-45	-45	OMUX	72	-10	-114.5	-103.7
-6	-50	-50	Losses	100	-6	-142.5	-108.7
0	-50	-50	T_switch	75	0	-117.5	-108.2
0	-50	-50	T_switch	75	0	-117.5	-107.7
0	-50	-50	WG_coax adapter	75	0	-117.5	-107.3
0	-50	-50	R_switch	75	0	-117.5	-106.9
0	-50	-50	R_switch	75	0	-117.5	-106.5
0	-50	-50	R_switch	75	0	-117.5	-106.2
0	-50	-50	R_switch	75	0	-117.5	-105.9
0	-50	-50	WG_coax adapter	75	0	-117.5	-105.6
37.0	-13.0	-13.0	CAMP	80	37	-85.5	-68.5
-2	-	-	Losses	100	-2	-142.5	-70.5
87.2	42.2	42.2	TWTA	50	87.19	-35.4	-13.3

Pin_Sat	0	dBm
Input Back-Off (IBO)	-19	dB

Gain_Sat	50	dB
Small Signal Gain (Gain with IBO)	87.19	dB
Post. Sat	50	dBm
Post. IBO	42.19	dBm
Output Back-Off (OBO)	-7.81	dB

Tx / Rx antenna decoupling	50	dB
Tx @ input TWTA	-86	dBm
Pin_TWT_input =	-86	dBm
Signal @ input TWTA	-15	dBm
EMC @ input TWTA	-70.50	dBm
RE @ input TWTA	-82.35	dBm
total EMC @ input TWTA	-70.46	dBm
Pin_TWTA_min =	-15.01	dBm
Pin_TWTA_max =	-14.99	dBm
Post_TWTA_min =	42.19	dBm
Post_TWTA_max =	42.21	dBm
Margin =	0.03	dBpp
TCF	-55.46	dBc

Tableau 5.1 : Exemple d'analyse de susceptibilité rayonnée d'un répéteur à l'intérieur du module de communication

6. METHODE D'ESSAIS CEM RE & RS

La validation de l'analyse CEM RE/RS de la charge utile de télécommunications se fait par des tests réalisés au niveau répéteur seul (sans les antennes) puis au niveau satellite intégré. L'ensemble de ces tests conduit à la qualification du satellite, c'est-à-dire qu'ils permettent de garantir les performances RF de la charge utile de télécommunications dans son environnement électromagnétique de fonctionnement.

6.1 Tests CEM au niveau répéteur

Une fois que les équipements du répéteur sont intégrés sur les panneaux satellite et avant assemblage avec la plate forme, des tests CEM en émission et susceptibilité rayonnée sont réalisés en salle blanche d'intégration.

Ces tests consistent à mesurer pour chaque canal de télécommunications, d'une part, le champ électrique rayonné par les équipements et les connexions RF de la section de sortie du répéteur, et d'autre part, la susceptibilité du répéteur lorsque les équipements et les connexions RF de la section d'entrée du répéteur sont soumis à un champ électrique.

Pour le test d'émission rayonnée, un signal RF à la fréquence centrale du canal sous test est injecté à l'entrée du répéteur permettant de saturer le canal. Le champ électrique est mesuré tout le long du canal entre l'amplificateur à tube à ondes progressives et l'interface antenne en sortie répéteur (remplacée pour ce test par une charge 50Ω de puissance). Le capteur de champ relié à un analyseur de spectre est une transition guide-coaxial, adaptée aux bandes de télécommunications du répéteur, dont l'ouverture est prolongée par un tube en matière plastique pour maintenir une distance constante de 15cm avec le matériel sous test afin de réaliser une mesure en champ lointain aux fréquences de télécommunications. Le principe de ce test CEM-RE est schématisé sur la figure 6.1-A.

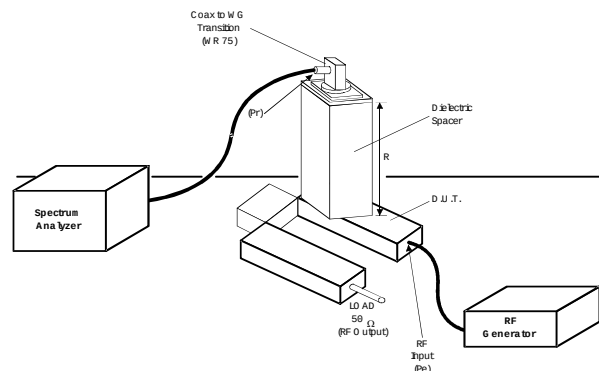


Figure 6.1-A : Schéma de principe du test CEM-RE au niveau répéteur

Pour le test de susceptibilité rayonnée aucun signal RF n'est injecté dans le canal sous test, une charge 50Ω est connectée à l'entrée du répéteur et un analyseur de spectre est connecté en sortie. Un champ électrique de quelques volts/m à la fréquence centrale du canal sous test est rayonné à 15cm tout le long du canal entre le récepteur et l'amplificateur de canal. Le capteur de champ est identique à celui utilisé pour le test RE. Le signal parasite capté est mesuré en sortie répéteur sur l'analyseur de spectre. Le principe de ce test CEM-RS est schématisé sur la figure 6.1-B.

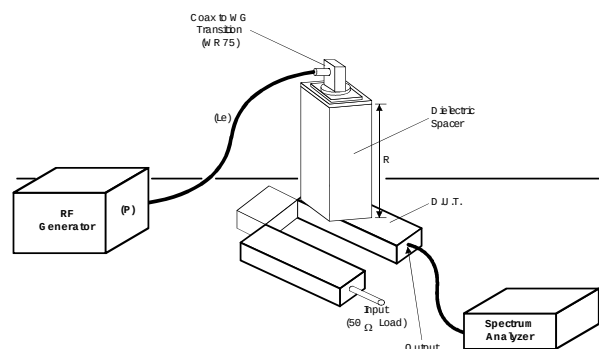


Figure 6.1-B : Schéma de principe du test CEM-RS au niveau répéteur

6.2 TEST D'Auto-compatibilité RF au niveau satellite

Pour ce test, le satellite est placé dans une enceinte blindée « anéchoïse ».

Sa configuration doit être la plus proche possible de celle de vol notamment en ce qui concerne les surfaces externes (couvertures thermiques installées) et les antennes qui doivent être utilisées à leur puissance nominale. Les liaisons radio fréquence (RF) montantes et descendantes sont reconstituées. Tous les modes opérationnels du lancement jusqu'au contrôle d'orbite sont testés fonctionnellement et le satellite ne doit présenter aucun défaut en présence de ses émissions radio fréquence fonctionnelles (concept d'auto-immunité).

Toutes les caractéristiques RF de la charge utile sont vérifiées notamment en mesurant les spectres émis et le seuil de détection des récepteurs bord.

De plus une mesure du champ électrique ambiant à l'intérieur du module de communication est réalisée aux fréquences d'émission du satellite en utilisant en général comme capteur de champ une transition guide-coaxial adaptée aux bandes de télécommunications de la charge utile sous test. Cette transition guide-coaxial est connectée à un analyseur de spectre. Cette mesure nous permet de valider le calcul du champ électrique total dans le module de communication détaillée au paragraphe 4. Le tableau 6.2 donne un exemple du champ électrique mesuré et calculé pour différents canaux à l'intérieur d'un module de communication de satellite. On note que la concordance est très bonne : l'écart maximum entre valeurs calculées et mesurées n'est en effet que de 6dB.

	Channel	Bandwidth (MHz)				Measured Power (dBm)	Electric Field (V/m rms)	
		Receive		Transmit			Measured	Calculated
		F min	F max	F min	F max			
Ku	1	13745.92	13781.92	12498.92	12534.92	-49.50	0.30	0.62
	2	13760.91	13796.91	12513.91	12549.91	-45.80	0.47	0.61
B	7	13871.18	13907.18	12624.18	12660.18	-45.70	0.48	0.64
A	8	13886.17	13922.17	12639.17	12675.17	-46.00	0.46	0.68
N	11	13947.85	13977.85	12700.85	12730.85	-43.40	0.70	0.64
D	12	13962.85	13992.85	12715.85	12745.85	-43.30	0.63	0.64

Tableau 6.2 : Comparaison du champ électrique mesuré et calculé pour différents canaux à l'intérieur d'un module de communication de satellite

7. CONCLUSION

La module de communication d'un satellite présente dans les bandes de télécommunications un comportement de cavité surdimensionnée. Il s'ensuit que le champ électrique à l'intérieur y est homogène et isotrope, et que le couplage RF entre les équipements n'y est fonction ni de la distance, ni de l'orientation, ni de la polarisation de leurs fuites RF, mais seulement de la fréquence des signaux et de la surtension de la cavité.

Le modèle théorique que l'on a proposé ici permet de prédire, en excellente corrélation avec l'expérience, les pertes d'insertion de la cavité d'un module de communication et le couplage RF entre équipements.

L'auto-compatibilité RE/RS entre équipements d'un répéteur à l'intérieur du module de communication d'un satellite de télécommunications devient ainsi facile à analyser.

REFERENCE

[1] R. GUTIERREZ , J. THUERY (Alcatel Space) : Etude du couplage entre antennes et les équipements intérieurs d'un satellite – Proc. ESTEC symposium antennes, Göteborg (S), 11 pages, Juin 1988.

PROTECTION Foudre DES STRUCTURES AU SOL : PRISE EN COMPTE D'EVOLUTIONS TECHNOLOGIQUES ET SCIENTIFIQUES POUR UNE PLUS GRANDE MAITRISE DE LA PROTECTION GLOBALE

Alain ALCARAS
Thales Communications
160, Bd de Valmy 92704 Colombes

Olivier MAHLER
DGA/CSN
8, Bd Victor 75015 Paris

Jean-Marie BERGES
SEE
11-17, Rue Hamelin 75783 Paris cedex 16

RESUME

Notre article présente une approche industrielle adaptée relative à l'étude de la protection foudre au sol d'un système complexe et sensible, à l'aide des outils numériques performants et de moyens de mesure existants. Des exemples d'études sont présentés pour montrer l'intérêt de l'utilisation des outils performants dans le cadre de l'étude de la protection des systèmes complexes. Ces exemples traitent l'étude de la protection, de la définition à la maintenabilité, avec les contraintes statistiques d'occurrence d'agressions liées à la notion d'installation sensible.

INTRODUCTION

Face à la complexité des phénomènes liés à la foudre et aux effets d'un foudroiement, les méthodes de protection usuelles sont fondées en grande partie sur des techniques empiriques qui traitent séparément des effets d'un foudroiement direct et des effets conduits et rayonnés d'un coup de foudre proche.

L'évolution des connaissances scientifiques et l'utilisation des codes numériques ont donné naissance à des outils d'analyse et à des techniques de protection qui sont disponibles au niveau industriel. Ceci nous permet de façon coordonnée et de manière optimisée d'aborder les problèmes de protection foudre de structures complexes.

Le but est de mieux maîtriser les techniques de protection grâce à la connaissance des phénomènes mis en jeu.

Après l'indication d'une démarche générale sur les protections extérieures d'installations sensibles (norme DIN 57 185), on présentera les outils d'aide à l'analyse des phénomènes d'attachement du canal de foudre au sol développés à l'Ecole Centrale de Lyon par le

groupe du Professeur A. BEROUAL, ce qui permet d'optimiser la réalisation de cette protection extérieure. Ensuite on s'appuiera sur quelques exemples d'application pour montrer que les effets indirects par induction et conduction peuvent être traités de façon précise grâce aux modèles et codes de calcul actuels, malgré la complexité des phénomènes. La définition des protections intérieures peut alors être réalisée de manière plus adaptée et plus sûre, ce qui facilite la faisabilité de ces protections et la maintenance de leurs performances.

Enfin nous montrerons comment l'utilisation de compteurs de foudre (existant sur étagère) permet la maintenance occasionnelle des protections intérieures, y compris pour le contrôle des automates de sécurité.

Protection d'activités avec risque d'explosion (Norme DIN 57 185)

Cette norme introduit un système complémentaire de protection extérieure contre le foudroiement direct d'une installation pyrotechnique; son application peut convenir à d'autres installations sensibles:

" Tout bâtiment avec des activités comportant des risques d'explosion doit comporter 2 installations extérieures de protection contre la foudre, à savoir une installation de protection contre la foudre isolée du bâtiment et une installation propre au bâtiment. L'installation de protection contre la foudre isolée du bâtiment sert à capter les coups de foudre intenses, de façon à les tenir écartés de l'installation propre au bâtiment"

Deux autres raisons militent en faveur de deux installations de protection extérieures successives :

- l'évaluation de la zone de protection d'un dispositif de captage du coup de foudre n'a d'approche modélisable que pour les coups de foudre négatifs , soit 85 % des cas par exemple à Brest (voire plus, à nos latitudes suivant les évaluations de V.A.RAKOV [1]). Deux protections successives permettent d'assurer plus aisément moins de 1% de

risque de foudroiement direct de la structure à protéger.

- En passant une barrière de protection, la variation temporelle du champ magnétique ($dH(t)/dt$) est plus affaiblie que l'amplitude du champ magnétique ($H(t)$); la variation temporelle étant un élément essentiel d'induction magnétique. Doubler cette barrière est bénéfique et ceci quelle que soit la probabilité statistique de foudroiement direct.

Des considérations de découplage imposent une distance de quelques 6 coudées (3 mètres) entre les 2 barrières successives.

Pour diminuer les champs induits par un courant de foudre s'écoulant vers la terre, les conducteurs de descente des systèmes de captage, en nombre pair sont disposés de la façon la plus symétrique par rapport au bâtiment à protéger.

Pour des munitions en plein air, la dernière partie de cette norme rappelle l'influence de l'environnement sur le risque de foudroiement

Modélisation de l'attachement d'un foudroiement sur une structure au sol

Processus d'attachement au sol

Dans le cas d'un éclair négatif, son impact sur une structure au sol est déterminé par la jonction entre un précurseur descendant et une décharge montante venant de cette structure.

Cette modélisation de l'attachement à une structure au sol d'un précurseur négatif descendant par bonds, est très utile pour la prédétermination précise des paramètres de protection extérieure contre la foudre comme les coups directs, les points d'impact (zone de protection) et les distances du point de jonction. Elle a été présentée par les chercheurs de l'Ecole Centrale de Lyon [2] à ICLP 2000.

Les résultats de calcul ont été trouvés en bon accord avec les données expérimentales obtenues durant la campagne d'éclairs déclenchés réalisée à Camp Blanding (Floride) durant l'été 1995, qui les ont ainsi validé et tout particulièrement l'hypothèse de l'initialisation de l'arc en retour bidirectionnel à partir de ce point de jonction.

Principes généraux de la modélisation

Les 3 étapes de cette modélisation sont exposées dans la publication en référence [2] et sont présentées brièvement ci-après :

- Le précurseur négatif descendant par bonds. Un modèle électrostatique simplifié est utilisé: le canal est considéré comme une ligne uniformément chargée ($75\mu C/m$) se propageant vers le sol à une vitesse constante de $4.5 \cdot 10^5 \text{ ms}^{-1}$. Sa progression augmente le champ électrique au sol.

- Le précurseur positif ascendant. Le traitement original du phénomène a été réalisé à partir d'un modèle mathématique décrivant de façon satisfaisante les longues décharges positives réalisées en laboratoire, en considérant successivement la distance du précurseur négatif au sol, la tension appliquée, la région d'effet Corona et l'instabilité du précurseur ascendant.
- Le saut final et la phase d'arc. Il apparaît quand le champ électrique moyen dans l'espace entre l'extrémité des deux précurseurs atteint 500 kV/m

Cette modélisation a été vérifiée par comparaison des champs électromagnétiques calculés et mesurés pour des points proches du canal foudre.

Conclusion sur la modélisation de l'attachement

En adoptant un simple modèle électrostatique pour le précurseur négatif descendant, et un modèle mathématique validé auparavant pour le précurseur positif ascendant dans les grands intervalles d'air, les auteurs de l'étude [1] ont pu calculer certaines de ses caractéristiques comme la charge, la vitesse, la trajectoire, le courant et le champ électrique. Le modèle proposé prévoit une propagation discontinue et en donne une interprétation satisfaisante.

Le modèle cohérent utilisé pour la simulation de la connexion du précurseur positif ascendant est validé; il donne des résultats en parfait accord avec les résultats expérimentaux. Il peut être étendu aux paramètres de protection d'un bâtiment contenant des éléments sensibles à un coup de foudre direct. La prise en compte de son environnement immédiat par cette modélisation, en falaise ou semi-enterré par exemple, peut permettre d'optimiser la protection contre les coups de foudre négatifs qui actuellement, sont les seuls modélisables.

Analyse des effets indirects

La détermination des points d'attachement de la foudre et des caractéristiques du courant direct permet de dimensionner les protections primaires (dispositifs de captage, conducteurs de descentes, mises à la terre).

Les fortes valeurs du courant foudre génèrent des effets secondaires représentés par des effets indirects et des effets induits.

Effets indirects et effets induits

Les effets indirects sont caractérisés par des courants résiduels résultant de la propagation du courant foudre sur les différents conducteurs proches ou reliés à l'élément frappé par la foudre.

Entre autres, on trouve ce courant résiduel :

- sur le réseau de terre commun à la structure et aux protections primaires (impédances communes),
- sur les câbles d'énergie électrique alimentant la structure. Dans ce cas, la ligne électrique est frappée directement par la foudre ou bien elle est fortement couplée avec un câble proche ayant été frappé. Ce courant est alors atténué lors de sa

- propagation (effet corona, rerayonnement) et lors de son passage par les parafoudres,
- sur les câbles de signaux bas niveaux, en agressant directement les équipements ou bien les tableaux de traitement,
- sur les câbles internes à la structure cheminant en partie à côté des câbles reliés à l'extérieur,
- sur les différentes canalisations en matériau conducteur reliées à la structure.

Ces effets peuvent aboutir à des pannes d'exploitation dont les conséquences sont intolérables pour certaines structures sensibles.

Les effets induits sont caractérisés par le couplage entre les ondes électromagnétiques rayonnées par les courants foudre et les réseaux de conducteurs internes à la structure (câbles, canalisations...).

Ces champs électromagnétiques induisent sur ces réseaux des tensions par effet de boucle ou par effet d'antenne de forte intensité.

Dans la majorité des cas, c'est le couplage du champ magnétique avec des boucles de conducteur qui est le plus contraignant.

En effet, le spectre basse fréquence de la foudre et l'impédance faible des parois de structure génère des variations de champs électriques internes faibles.

Ainsi, le paramètre important de l'agression qui est la source des inductions est la variation du champ magnétique $dH(t)/dt$.

Il faut rappeler que dans certains cas de coups de foudre proches induisant de fortes tensions, des claquages peuvent apparaître à l'intérieur d'une structure (effets non-linéaires). Ces claquages génèrent des champs électriques de forte intensité qui peuvent détériorer des composants électroniques sensibles, qui peuvent aussi déclencher des systèmes dangereux de manière intempestive (amorçage, explosion...).

Pour des systèmes sensibles, il est nécessaire de quantifier de la manière la plus précise possible les différents couplages, afin de définir de façon adaptée le besoin en protection et une réalisation économique et fiable.

Problèmes rencontrés lors de l'analyse d'un site complexe

L'analyse des effets indirects et induits est rendue difficile à cause:

- de la complexité des structures due à leurs grandes tailles. Les calculs de couplage deviennent des problèmes hautes fréquences,
- de la complexité des phénomènes électromagnétiques mis en jeu (couplages électromagnétiques transitoires, phénomènes non-linéaires...).

Pour un site sensible, il y a la nécessité de justifier de façon précise que la protection mise en place est efficace.

Une analyse de ces problèmes avec des moyens empiriques ou simplement analytiques comporte les risques suivants:

- Un besoin de protection sous-dimensionné pouvant avoir des conséquences graves en cas d'impact foudre.
- Un besoin de protection surdimensionné qui induit des coûts élevés, voir même une impossibilité de réalisation.
- Une mauvaise compréhension des phénomènes qui ne permet pas de réaliser efficacement une modification des protections lors de la modification de la structure, de son environnement ou de sa mission.

Pour répondre à ces besoins, il existe des codes numériques exploitables au niveau industriel permettant de réaliser des calculs électromagnétiques et électriques. Certains de ces codes sont adaptés aux problèmes foudre, d'autres plus généraux sont facilement adaptables.

Descriptions des outils numériques disponibles au niveau industriel

On distingue deux types de codes numériques, ceux qui résolvent les équations électromagnétiques de manière exacte et ceux résolvant les équations approchées. Dans les deux cas, on peut résoudre le problème dans le domaine temporel (transitoire) ou dans le domaine fréquentiel (harmonique). La foudre étant un phénomène transitoire, les codes temporels sont plus adaptés, mais pas exclusifs (transformée de Fourier).

Codes numériques exactes

Ces codes permettent de calculer de manière exacte le couplage entre une structure en une ou trois dimensions et une agression électromagnétique quelconque.

On peut modéliser des structures complexes par des formes volumiques ou filaires et prendre en compte les paramètres comme la forme des objets (renforcement, résonances) et les caractéristiques électromagnétiques des matériaux (conductivité électrique, permittivité diélectrique, perméabilité magnétique).

Les sources d'agressions peuvent être des champs électromagnétiques d'impédance quelconque (E,H) et/ou des sources de tension ou de courant.

On utilise ces codes pour modéliser des couplages hautes fréquences sur des structures de grandes dimensions, lorsque les essais sont difficilement réalisables.

Ils permettent aussi de calculer le champ électromagnétique résiduel à l'intérieur d'une cavité dont les parois sont constituées d'un matériau quelconque.

Codes numériques approchés

Ce sont des codes qui résolvent des équations issues de la théorie des lignes. Ceci permet de modéliser des structures dont une ou plusieurs dimensions sont petites devant les longueurs d'onde mises en jeu.

Ces codes sont utiles pour calculer le couplage électromagnétique des câbles multifilaires et blindés.

Ils complètent ou remplacent dans certains cas les codes exacts.

Exemples d'application des outils numériques dans des problèmes foudre

Les trois exemples ci-après ont pour but de mettre en évidence l'utilité des codes numériques dans la résolution et la compréhension de problèmes complexes.

Protection foudre de la fusée ARIANE 5

L'analyse de la protection foudre de la fusée ARIANE 5 sur son pas de tir est présentée dans la communication [3].

Cette analyse montre comment la compatibilité globale de protection est assurée grâce à l'utilisation des outils numériques.

Deux problèmes se sont posés lors de l'étude de la protection foudre :

- Les niveaux de tension évalués de façon approximative ont abouti à de fortes valeurs vis à vis de la tenue des composants nécessitant des protections complémentaires.
- Les dimensions de la fusée ne permettent pas de réaliser une qualification globale de la protection.

L'évaluation plus précise des niveaux de tension induits a été réalisée en plusieurs étapes:

- Dans un premier temps, l'injection d'un courant foudre direct sur la fusée et plate-forme de tir a été modélisée grâce à un logiciel de calcul exact (code 3D FDTD). Ceci a permis de calculer les champs E et H et les courants induits.
- Ensuite, des codes de ligne multiconducteur ont été utilisés afin de modéliser des torons de câbles qui ne pouvaient pas être pris en compte par le code 3D. Les sources d'agression en champ E, H et en courant de blindage de ces codes de ligne sont issues des calculs avec le code 3D
- Des essais sur des torons de câbles complexes difficilement modélisables ont été réalisés afin de mesurer des fonctions de transfert. Les tensions d'agressions ont été calculées à partir de ces fonctions de transfert et des tensions issues des codes de calcul.

Les niveaux d'agression résultant de cette nouvelle analyse sont plus faibles et plus réalistes que ceux évalués dans une analyse approximative.

En outre, des essais de susceptibilité sur des composants ont été effectués à partir des formes d'ondes calculées lors de la nouvelle analyse, ce qui permet de vérifier la tenue de ces composants.

Au final, cette analyse fondée sur l'utilisation des codes numériques performants a permis de montrer qu'il n'y avait pas de besoin de protection complémentaire, en précisant la marge de sécurité de la protection existante. Cette analyse montre qu'il est possible de réaliser une qualification de protection sur des structures complexes, grâce à l'utilisation complémentaire et cohérente de codes numériques et d'essais réalisables.

Analyse foudre d'une station radar

Afin de résoudre un problème de perturbation foudre d'une station radar due à des effets indirects, une analyse à partir de calculs numériques et d'essais a été réalisée par Thomson-CSF Communication (aujourd'hui Thales Communications) [4].

Lors de l'analyse de ce problème, deux hypothèses de dysfonctionnement ont été retenues:

- le rayonnement d'un coup de foudre proche, induisant un courant sur les descentes de paratonnerres de la station,
- l'impact foudre sur ou proche d'une ligne aérienne reliée à la structure;

Le but étant de réaliser des injections de courant in situ afin de valider une ou l'autre hypothèse, les niveaux d'essais dans le cas de l'induction (hypothèse 1) ont nécessité des évaluations préliminaires. Il était aussi important d'appréhender les niveaux de tension induits sur la structure afin d'optimiser les moyens d'essais.

Ces évaluations préliminaires concernaient les niveaux de courant induit sur les descentes de paratonnerres et les niveaux de courant résiduels sur le bâtiment.

Les calculs des niveaux résiduels ont été effectués grâce à un logiciel modélisant la structure par des lignes de transmission.

Les niveaux ainsi calculés ont été injectés et ont permis d'une part, de valider le logiciel pour des modélisations futures et d'autre part, de montrer que l'hypothèse 1 n'était pas la bonne.

Ce travail a montré l'importance de l'utilisation d'un code numérique dans le cadre d'une démarche de protection cohérente et optimisée.

Couplage de la foudre avec un shelter

Dans le cadre d'une étude foudre pour la DGA [5], il a été montré que l'utilisation des codes numériques permet de modéliser correctement les couplages foudre sur des systèmes réels.

Le but était de montrer tout d'abord que l'on pouvait modéliser numériquement le couplage d'un coup de foudre proche avec des câbles internes à un shelter.

Ceci a été vérifié en comparant les calculs à des essais expérimentaux réalisés au CEAT de Toulouse.

Ensuite, cette étude a montré que les codes numériques permettent de multiplier les configurations de calculs et peuvent remplacer efficacement les essais difficilement réalisables.

Cette étude a mis en évidence un point important concernant le couplage des câbles internes avec le champ magnétique résiduel. En effet, les résultats de mesure des champs H internes et des tensions induites sur les boucles internes, montrent que les tensions sont moins atténuées que les champs H . Comme la tension induite sur une boucle est due à la variation du champ H ($dH(t)/dt$), on en conclue que la variation du champ H ($dH(t)/dt$) subit un affaiblissement plus important que l'amplitude du champ H ($H(t)$).

Cela s'explique en se souvenant que les parois des enceintes constituent en général un filtrage passe-bas. Selon la fréquence de coupure de ce filtrage passe-bas qui dépend des paramètres électromagnétiques des parois, la différence d'atténuation de H et de $dH(t)/dt$ sera plus ou moins importante.

Dans le cas du shelter mesuré, l'affaiblissement de la variation $dH(t)/dt$ est environ 7 fois plus importante que l'affaiblissement de H .

Cette remarque est importante puisque très souvent dans les calculs approchés, on suppose que la variation $dH(t)/dt$ diminue comme l'amplitude de $H(t)$; ce qui, comme on l'a vu, peut aboutir à une majoration importante de l'agression et à un besoin de protection surdimensionné.

En rappelant que les paramètres électromagnétiques des matériaux peuvent être modélisés dans les codes numériques, cet exemple montre que l'utilisation d'un code numérique permet de réaliser un dimensionnement plus précis et plus adapté de la protection foudre.

Conclusion sur l'analyse des effets indirects

Ces trois exemples montrent que l'emploi des codes numériques performants et disponibles au

niveau industriel permet de résoudre des problèmes complexes de couplages avec beaucoup d'efficacité.

Ceci permet de s'adapter aux problèmes de protection des systèmes complexes et sensibles en apportant les avantages suivants :

- Dimensionnement plus juste des besoins en protection (faisabilité).
- Compréhension et appréhension des phénomènes complexes.
- Confiance plus grande dans le choix des protections par la justification précise de ces choix (qualification de la protection)

Maintenance des protections contre les transitoires

La maintenance d'une protection est nécessaire afin de garantir son efficacité sur toute la durée de vie du système à protéger.

D'une manière générale, on applique une vérification et une maintenance périodique des protections. Or, il est difficile et risqué de définir la périodicité de cette maintenance en raison des nombreux paramètres à prendre en compte, et aussi en raison des interactions complexes entre les différents éléments de protections et entre ces protections et les paramètres fonctionnels.

Les risques d'un mauvais choix de la périodicité des vérifications sont en autres les suivantes :

- Périodicité trop courte : Les multiples interventions peuvent engendrer un accroissement du coût de possession.
- Périodicité trop longue : Les protections peuvent être dégradées entre deux vérifications, elles risquent d'être inefficaces lors d'un impact foudre, ce qui peut aboutir à une perte d'exploitation grave et coûteuse. En particulier, ce problème est crucial si l'alimentation des systèmes d'automates ou de sécurité est interrompue ou bien même détériorée.

C'est pourquoi, les protections sur les accès énergie qui sont les plus sollicitées en raison des nombreux coups frappant les lignes énergie (effets indirects), il est important de réaliser une vérification adaptée en appliquant une maintenance "dynamique".

Ce type de maintenance peut être possible grâce à un appareil capable de mesurer et d'enregistrer l'énergie des signaux transitoires sur la ligne à protéger.

Par exemple, le compteur foudre développé par Thales Communication a pour fonction d'enregistrer les paramètres des signaux transitoires induits sur les lignes électriques (amplitude et énergie des signaux).

Selon la ligne à protéger, cet appareil peut être configuré pour mesurer des signaux de courants allant de l'ordre de l'ampère, jusqu'à des courants de l'ordre de la centaine kilo d'ampère.

Cet appareil permet de réaliser une maintenance préventive puisqu'il peut indiquer l'énergie totale des transitoires évacuée par la protection, on peut donc

comparer cette énergie cumulée à l'énergie limite acceptable par la protection. La protection est donc changée lorsque c'est nécessaire.



Compteur Foudre (Thales Communications)

Ce type de maintenance est réalisable puisque l'appareil mesurant l'énergie transitoire existe, et la durée de vie des protections en fonction du cumul de l'énergie transitoire et généralement fournie par le fabricant de protection.

Pour une utilisation optimale de cet appareil, on peut développer un programme informatique simple dans le but de prévenir les agents de maintenances lorsque le changement de la protection est nécessaire.

Conclusion sur la maintenance des protections

Nous avons donc montré qu'en utilisant le compteur foudre, il est possible de réaliser une maintenance "dynamique" des protections contre les transitoires. Cela permet d'optimiser les coûts de la maintenance et de minimiser les risques de défaillance des protections.

CONCLUSION GENERALE

En présentant des exemples d'applications publiées, nous avons montré dans cet article que:

- la protection des structures au sol à caractère sensible peut être analysée de façon précise malgré la complexité des phénomènes mis en jeu,
- les méthodes d'analyse empiriques ou approchées sont insuffisantes vis à vis des contraintes liées aux systèmes complexes et sensibles (réalisation des protections et justification des choix).

Cela suggère l'utilisation de codes numériques performants qui sont disponibles au niveau industriel; ce qui permet de définir les protections de manières optimales (faisabilité, faible coût) et aussi de qualifier correctement les protections réalisées.

Nous avons aussi montré que l'emploi d'un compteur foudre existant nous donne la possibilité d'optimiser la maintenance des

protections contre les transitoires sur les lignes d'énergie.

Contrairement à la maintenance périodique, le compteur foudre peut réaliser une maintenance "dynamique"; ce qui permet d'optimiser les coûts de la maintenance et de minimiser les risques de défaillance des protections.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Positive and bipolar lightning discharges: a review
V.A.Rakov (2000)
Department of Electrical and Computer Engineering
University of Florida, Gainesville, USA
- [2] Modelling Lightning Connection Process to a Ground Structure (2000)
I. Fofana and A. Béréal
Centre de Génie Electrique de Lyon
Ecole Centrale de Lyon
- [3] ARIANE 5 Lightning Verification Plan (1999)
A.Schaffar (Aérospatiale, aujourd'hui EADS Lanceurs)
, P.Lemur (CNES), V.Gobin et S.Bertuol (ONERA)
- [4] Démarche système sur un site face à une agression électromagnétique type Foudre (1996)
P. Lentilhac, H.Giraud
Thomson-CSF Communication (aujourd'hui Thales Communications)
- [5] Coupling of a lightning wave with the internal wiring system of a Faraday shield (1997)
P.Lentilhac, A.Alcaras, J.C.Boudenot
Thomson-CSF Communication (aujourd'hui Thales Communications)

LIGHTNING ON FULL COMPOSITE HELICOPTER USING FLY BY WIRES

**Marc Ponçon and Bertrand Chatain, Eurocopter Company
Pierre-Nicolas Gineste (EADS CCR), Vincent Enjalbert, CEAT**

ABSTRACT:

This paper gives an overview of the methodology that has been used for the establishment and the demonstration of the lightning protection of the NH90 helicopter.

As soon as the NH90 definition was mature enough, the methodology used to develop the lightning protection took into account the growing capabilities for computation of lightning effects on helicopters.

This paper describes in particular the analysis and tests that have been performed until now. It gives preliminary results, which allow us to already establish that this helicopter will be safe and operational under stormy conditions.

To evaluate lightning constraints at equipment level, both computations and measurements have been used.

Computations allowed having a better knowledge on lightning indirect effects coupling phenomena. Measurements allowed consolidating the computations and provided an extensive database of coupling results. Some comparisons between tests and computations are discussed.

INTRODUCTION:

Up to now, the helicopters were not equipped with highly critical system (no Flight By Wires, no Full Authority Digital Engine Computer without any back-up).

In this context, systems installed on helicopter (including visualization system), used to be certified based on the use of categories described in preliminary version of AC20-136.

In the future, new issue of AC20-136 (AC20-136A currently in the FAA final process) requires a much more accurate process for aircraft certification for level A equipment (critical controls).

Computations and measurements performed by Eurocopter on the NH90 helicopter are part of the step 10.a.(1).(III) of the general process required by AC20-136A, given in the flow chart in appendix.

This helicopter is a full carbon composite helicopter equipped with highly critical systems and sophisticated mission systems.

The NH90 program is developed with four countries and two different versions. By the way, the availability of the prototypes for lightning tests is very limited.

One prototype is used for the development of the basic system of the final NH90 (including FBW and FADEC) under French responsibility. Two other prototypes are used for the development of the missions systems and are under German / Italian responsibility.

Lightning tests were conducted 3 years after computations with the main lightning scenario (nose to tail rotor). Results are used to validate and, if necessary, improve the numerical model. When convergence is reached, the computations will be used to extend the results to other helicopter configurations that cannot be easily tested.

In addition, further modifications qualifications should not lead to a full tests campaign.

COMPUTATIONS

The main objective is finally to use computation to extend helicopter qualification to other NH90 helicopter/ lightning configurations.

Nevertheless, the computations performed early in the NH90 development process were used to validate protection solutions (comparison of different techniques, comparison of the influence of different materials, ...).

With the results it has been possible to establish rules for structure design and cable routings.

Computations have been performed by Aerospatiale research center, using ASERISTM-FD, an electromagnetic code developed by Aerospatiale Matra CCR.

a) Principle of the method

The computations are based on the "Finite Difference" theory (FD), well adapted to the study of "time domain phenomena".

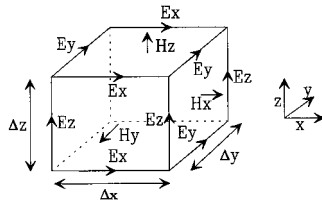
The code solves the Maxwell equations in a given volume of the space. The method consists in replacing «partial derivatives» present in Maxwell equations by «finite differences».

For instance, in a given point, any first or second derivative of the electromagnetic field component can be replaced by:

$$\frac{df}{dx} \approx \frac{1}{\Delta x} \left[f\left(x + \frac{\Delta x}{2}\right) - f\left(x - \frac{\Delta x}{2}\right) \right]$$
$$\frac{d^2 f}{dx^2} \approx \frac{1}{(\Delta x)^2} [f(x + \Delta x) + f(x - \Delta x) - 2f(x)]$$

The computation volume is divided into little cubes, defining the computation grid.

At each time step, Electrical fields are computed on the edge of each cube, and Magnetic fields are computed in the center of the faces, according the following drawing:



Additional formalism are used in the code:

⇒ Metallic structures are taken into account by imposing boundary conditions on tangential electrical field (null).

⇒ Metallized composites are taken into account using the surface impedance, which characterizes the material in the low frequency range.

Such formalism presents some limitations that have no consequences in the case of the NH90 computations:

- Skin effects evaluation is not possible: this is not a problem since the frequency spectrum of the lightning threat is low.
- Non isotropic structures are not supported : there are no in the NH90
- Non linear effects are not supported

⇒ Position of wiring: basic «FD» cannot allow the placement of a wire at a distance of the structure lower than the size of the edge of a cube (4 cm in the case of the NH90). A particular formalism is used (called “HOLLAND theory”) in order to allow this possibility.

This necessitates the use of two other parameters, I and Q, respectively current and electrical load quantity on the wire.

b) The model

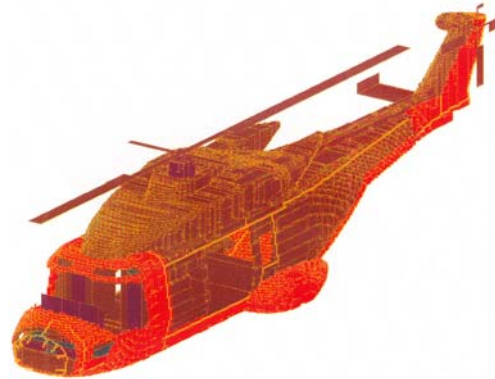
The NH90 is based on «CAD» (Computer Aided Design) file for the helicopter form. The final meshing has necessitated additional work to take into account the different materials and the different apertures.

Then the file has been converted into a meshing acceptable by the code. The meshing size is 4 cm in each direction. This choice is a compromise between the precision (some internal part of the helicopter have to be meshed with an important accuracy) and the CPU time.

An additional work has consisted in placing external copper foils, intended to drive the lightning currents.

Considering the size of the helicopter, the model is constituted of 7,9 millions cells.

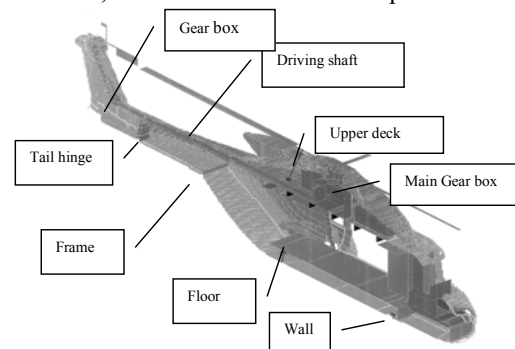
The following picture shows the model, the different colors corresponds to the different materials



All the elements of the helicopter that can impact the current distribution have been taken into account. These elements are of three types:

- Internal structure: frames and walls, floors, faradized equipment bays, front panel and instrument panel.
- External structure: landing gears, engines, different gearboxes, drive shafts, auxiliary power unit and environmental control system, tail folding.
- Internal and external electrical networks: these are race ways, copper foils,... Internal and external are segregated except in one point (Star Grounding Point) placed on the upper deck.

The following picture shows a longitudinal cut of the model, with different elements represented:



In addition to these structural elements, some “wire” have been placed in the helicopter. These «wires» are representative of real cable routings.

The code provides several parameters: electromagnetic fields can be calculated in any place of the volume, current on wires or open circuit voltage (in fact current on a high impedance).

In addition, it is possible to compute the current density on the helicopter structure according to the following: $\vec{J} = \vec{n} \wedge (\vec{H}_1 - \vec{H}_2)$, where $\vec{H}_1$ and $\vec{H}_2$

are the magnetic fields on each side of a surface, and $\vec{n}$ the normal to the surface.

This parameter allows the user to evaluate the areas where lightning current can concentrate. The respective impedance of structural elements, and also geometrical considerations drives this concentration.

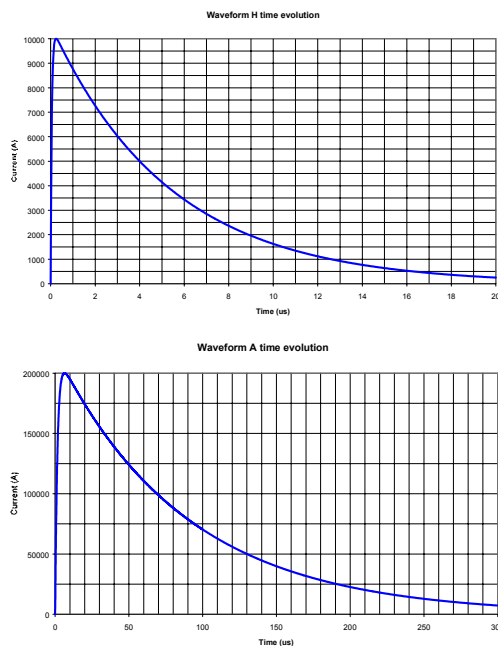
c) Lightning scenario.

Three different scenarios have been investigated. They correspond to the most frequent lightning strikes that can be encountered on helicopter. These are tail rotor to Nose, tail rotor to main rotor, main rotor to landing gear lightning strikes.

However, this list is not exhaustive and further computations could be performed in order to evaluate the influence of additional systems, and/or lightning path (i.e. a hoist with its cable)

Only the waveform H has been computed, and results have been extrapolated to A waveform. See d).

Time evolution of these waveforms are reminded hereafter.



d) Extrapolation techniques

With the geometric accuracy selected (4 cm), the stability condition of the code imposes a short time step (73 ps).

If wave-form A was injected, (bi-exponential 6.4/70 μs), the computations would necessitate at least 835000 iteration to see the injected current decrease to 50 % of the peak amplitude, that is to say 227 H of CPU on 8 parallel processors computer. This analyze does not take into account filtering effects that can «delay» measured parameters.

The extrapolation technique has consisted in injecting wave H, which is much shorter, and, using

adequate Fourier Transforms, to «mathematically» calculate the parameters, as they would be if the A waveform was injected. The general method is summarized in the following:

If $S_H(t)$ is the measured parameter when H is injected, $S_A(t)$ the parameter that would be obtained when A is injected, then

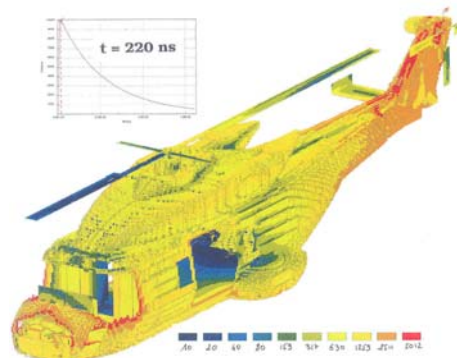
$$S_A(t) = TF^{-1} \left[TF(S_H(t)) \times \frac{TF(A(t))}{TF(H(t))} \right], \text{ where } TF$$

and TF^{-1} are respectively the direct Fourier Transform and the Inverse Fourier Transform operators.

This method is substantiated by the fact that the frequency spectrum of the H waveform is broader than the A waveform. In addition, the assumptions of the extrapolation method have been verified on several cases, during the first several μs.

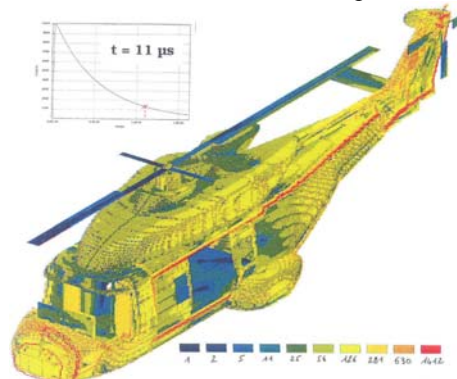
e) Results

The following pictures show the current density on the structure at several times



It can be seen that the current distribution at the pulse beginning is mainly driven by geometry consideration (high frequency content): see above.

At the end (see below), the current distribution is mainly driven by conductive consideration of the different materials (such as copper foils, shafts,...). This is well known as “redistribution phenomenon”.



Other results will be presented with the results of measurement performed during lightning test campaign.

Lightning tests

The test took place in Eurocopter premise with the «Toulouse Aeronautical Test Center» (CEAT) mobile facilities during 1 month and an half on the third NH90 prototype.

a) Objectives

It had several objectives:

- To measure electromagnetic transients on real helicopter at PT3 equipment, under test conditions. The data gathered allows to have a complete mapping of the helicopter under test and to have an identification of the threat at equipment.
- To validate the computations results under a representative scenario, between nose and tail rotor

The test campaign consisted in measuring electrical transients on equipment Input/ Output.

These information allow to identify the lightning threat on the equipment (open circuit voltage, Voc, and short circuit current Isc). Then it is possible, after extrapolation, to compare the measured parameters with the specified «pin to case» level, as described in different aeronautical standards.

In addition some measurement of bundle current and magnetic fields have been performed in different place of the helicopter.

b) Z models

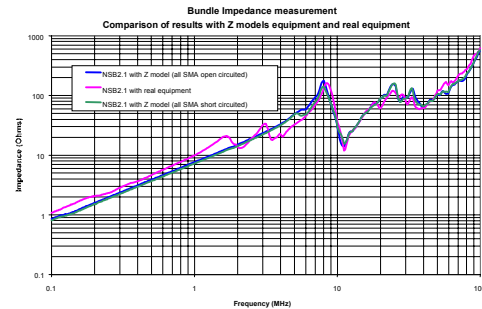
In order to be able to measure actual transients on different Input/ Output of equipment, it has been necessary to replace real equipment by instrumented mock-ups. These mock-ups, called Z models, are representative of real equipment:

- Mechanical point of view: the case is generally the real equipment case. This allows in particular to have representative bonding connections. Connectors are grounded to the chassis in a same way as reality
- Electrical point of view: all the I/O that are not instrumented for Voc/ Isc measurement are connected to the chassis ground through an impedance «representative» of the I/O behavior versus lightning transient (dynamic). For instance, a voltage suppresser device is replaced by a short circuit.

As the Z model is representative of the real equipment, it was possible to keep the real cables in the helicopter and to reproduce the real current distribution in the harnesses.

This has been verified by measuring «bundle impedance», which gives an image of the cable behavior under electromagnetic stress.

The following picture shows some compared results obtained with real equipment and Z model.



c) Generator and measurements

Generator used during the test was provided by the CEAT. This is a «Marx» generator, able to inject the two specified waveforms: H (10 kA pulse amplitude), and D/2 (proportional to D or A with 50 kA pulse amplitude).

The first one is mainly dedicated to the extrapolation of the parameters to H waveform, while the second was mainly dedicated to the extrapolation of the parameters to A waveform.

In order to investigate possible time saving, some evaluations have been carried out to verify when it was possible to extrapolate to A waveform from H/2 results. Some results will be discussed later.

All the sensors (including those that allowed the measurement of Voc/Isc developed by CEAT especially for the NH90 test campaign) were directly connected to optical transceivers. The management of the sensors and of the sampling computer was performed directly by the acquisition/ treatment software developed by CEAT.

The real parameters are extrapolated to the adequate lightning wave using a Fast Fourier Transform method similar to the one explained in the computations chapter.

d) Coaxial return

The current injections on the structure have been performed on the helicopter on ground. In order that the current distribution on the structure is not influenced by the ground presence, it is necessary to simulate «free space» conditions.

For that, the helicopter is placed inside a structure called «coaxial return».

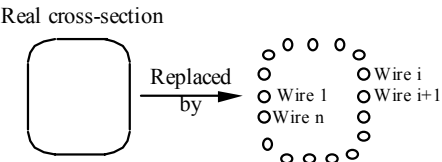
This structure allows having on the structure a current distribution similar to the one that would be obtained on the helicopter in flight under a real strike.

In addition, this structure allows the «matching» of the pulse generator to the injection line, and to reduce strongly the inductance of the injection line.

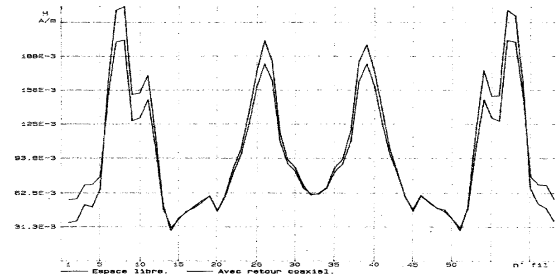
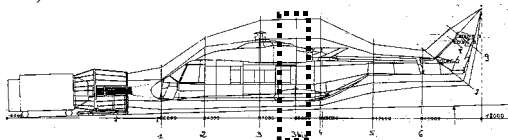
This last point is very important when it is necessary to inject pulses with very high rate of rise.
 The photos hereafter show the helicopter installed in the coaxial return and the generator.



The coaxial return has been designed and built by the CEAT.
 Some cross sections of the helicopter structure are taken into account from the nose to the tail.
 These cross-sections define the geometry of the central conductor of the coaxial line, in different places, and are replaced by several tenth of parallel wire.
 Then, using a 2D electromagnetic code, it is possible to place a return connector (the external braid of a coaxial line) made of a mesh network that will optimize the current distribution around the structure.



The following diagram shows the result obtained on one cross section (3bis, as mentioned on the picture below):



The horizontal axis represents the wire number in the cross section. It is representative of the «curvilinear abscissa» around the structure (see drawing above). The vertical axis represents the magnetic field amplitude, either with coaxial return, either in free space.
 The «peak» values correspond to wire situated in an area where the geometry radius is very short.
 The obtained coaxial line presents characteristic impedance of 50 Ω up to 4 MHz.

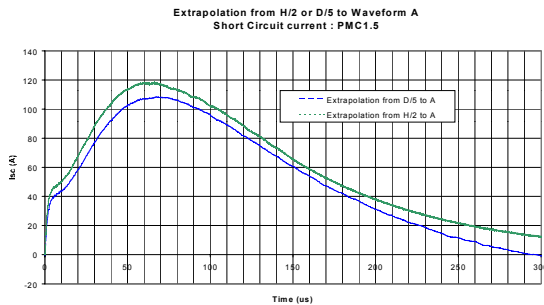
e) Measurement results

The results given in the table below are extracted from an important amount of data. They have been obtained on wires without individual shields, and without any overshield braid on the bundle.
 They are given for A waveform extrapolation, which leads to the most important constraints for the equipment protection design. They represent the worst case:

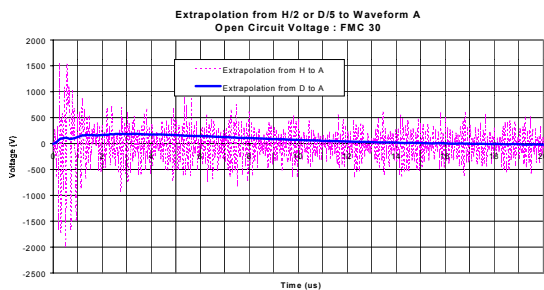
Cable Routing	Voc (V) Isr (A)	Time To max	Decay to ½
Main Avionic Bay to Front area	V=180 I=300	10 μs 20 μs	40μs 80μs
Main Avionic Bay to Instrument Panel	Pulse V=90 +20 I=80	10 μs 120 μs 20 μs	30μs 50μs
Main Avionic Bay to Rear Avionic Bay	V=300 I=250	10μs 10μs	30μs 40μs
Main Avionic Bay to Landing Gear	V=250/-50 I=300/-50	10/30μs 10/40μs	
Main Avionic Bay to Tail rotor	V=Pulse 800 + 600 I=550	20μs 40μs	70μS 120μS
Main Avionic Bay to Upper Deck	V=70 I=110	70 60	120 150

This confirms that lightning levels specified for equipment (ETDL= Equipment Transient Design Level) is higher (in term of amplitude and energy aspects) than measured for the helicopter under test (TCL= Transient Control Level).
 The extrapolation of some parameter values from H/2 to A waveform gives in general acceptable values for magnetic fields, bulk current measurement, and short circuit current at equipment.

This has been verified with the measurement of a representative set of parameters under the two injected waves (H/2 and D/5: D/5 spectrum is closer to A spectrum than H/2).

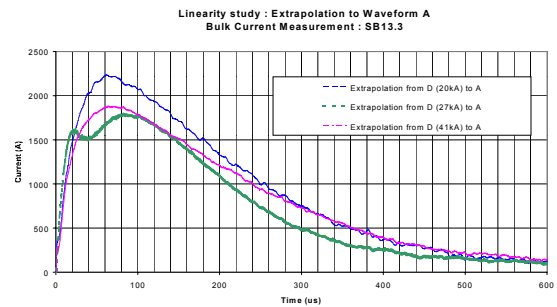
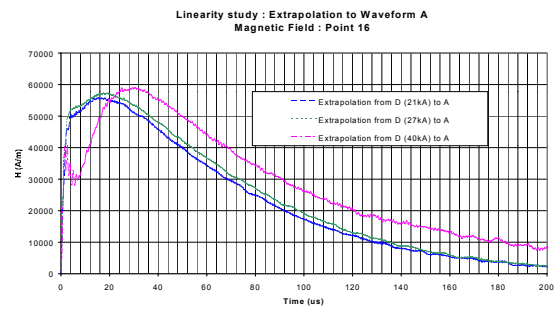
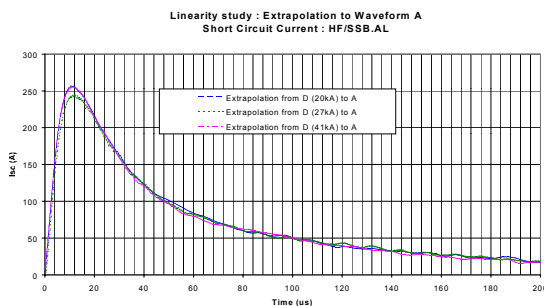
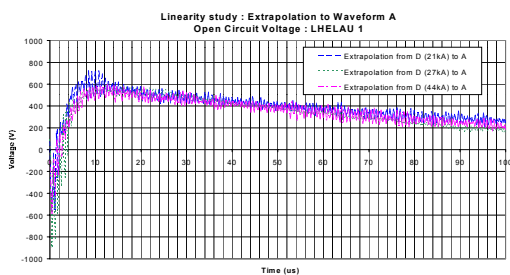


For Voc, this method does not give correct results, as the voltage measurement with H/2 is generally low and noisy. See graphic below:



In order to evaluate the influence of the injected current amplitude on the result (linearity effects), a representative set of parameters have been measured with injected current level increasing from 20 to 50 kA. The result is illustrated hereafter. No major difference can be observed.

The linearity assumption of the phenomenon is demonstrated.



The above mentioned magnetic field is located on the side of the tail boom. The measured bundle is situated in the pylon.

Arcking effect appeared randomly in the tail area (this is an area where current density is high, due to small section of the tail). It can be noticed that this is not due exclusively to the 40kA shot. This had an impact on the shape of the rising of the signal, but the final amplitude remain in the same order of magnitude.

This phenomenon can be explained by the following:

- At the rising of the injected current, the frequency content is higher and the current distributions are mainly driven by geometry of the helicopter.

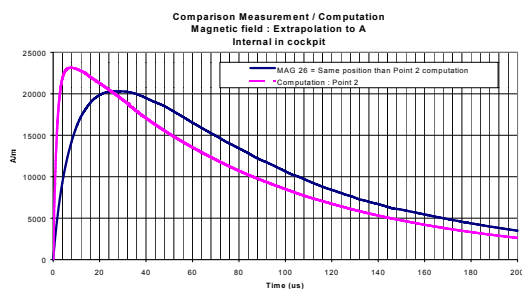
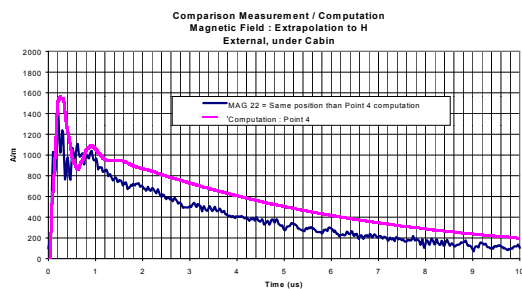
When a bad peripheral contact is encountered, the current “jumps” it, generating a non linearity.

- After the maximum of the injected current, the frequency content is lower and the current distribution is driven by conductive aspects. Then the current flows through well controlled bonding junctions and is not influenced by the initial arching phenomenon.

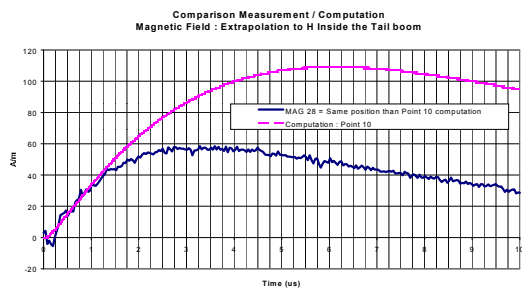
The final amplitude and shape of the extrapolated parameter do not depend on the injected current.

Comparison Measure / Computations

The following graphics show, for external point situated under the cabin area then for a point situated in cockpit area, the comparisons between measurement and computations.



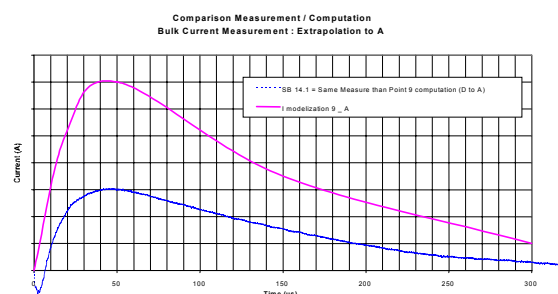
The result is pretty good. For some other points, such as the following located in the tail boom discrepancies exist which can be explained:



In this case, transmission shaft has been modeled as a perfectly conductive single element, while in the actual aircraft it is made of several pieces with resistive junctions.

Therefore, during tests, it drives less current than in the computation. The currents on the tail boom are more symmetrical and the inside magnetic field is lower.

The following graphic shows the comparison with a bundle current measurement:



This bundle is located in the pylon. Here again, the oblique shaft taken into account in the computation has a high conductivity.

The magnetic field inside this area is driven by the same phenomenon as previously explained. Then the coupling on the cable is also lower on the real helicopter, but the shape remains similar.

Some other lines were less accurately modeled. As an example, some cables are modeled “point to point” whether in the reality several branches can exist. In such cases, comparison needs further analysis.

During the tests, the Voc measurement is performed on some of the wires, while the others, simulating the rest of the bundle, is generally low impedance.

The computed Voc corresponds to the loop voltage in the bundle, that is to say the “equivalent generator” without any protection from adjacent low impedance conductors.

Therefore, for the comparison between computed and measured Voc at equipment level, complements of analyzes will be performed.

From the computation, it is possible to have the characteristics of the common mode generator that appears on all the wires of the real bundle. Then, using a Network code (ASERISTTM-Net), it is possible to evaluate threat (Voc/Isc) on the different lines and to compare the results with the measurements.

Conclusion

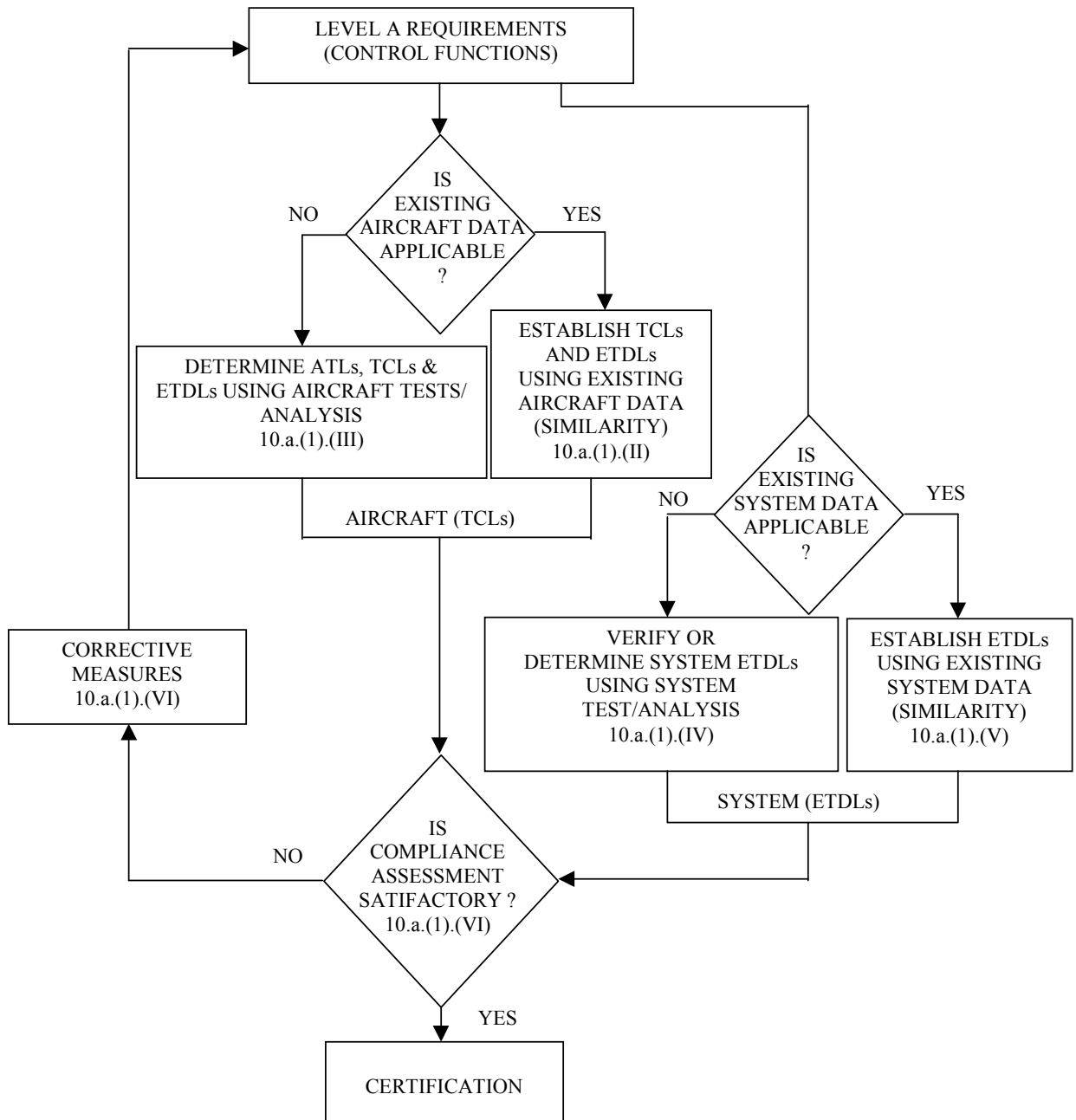
For the establishment of transfer functions on the NH90 helicopter, both computations and measurement method have been presented.

Measurement results show that the transient levels at equipment are lower than the ones specified in the requirements. The NH90 helicopter basic system is protected to indirect effects of lightning.

Measurement results show also that computation works correctly. In view of the use of computation for qualification some improvement of the local differences between the computed helicopter model and the real helicopter under test (cable and bonding connections) will be implemented.

It will be then possible to qualify any customization or other design evolution without performing complete test campaign, but using the validated model and computation

APPENDIX : AC20-136A certification process flow chart for level A Equipment



INGENIERIE SYSTEME, CEM ET DURCISSEMENT : APPROCHE GLOBALE POUR MAITRISER L'IMPACT D'ENVIRONNEMENTS ELECTROMAGNETIQUES SUR LES SYSTEMES

Christian CAREL, Christophe GIRARD

THALES Communications

160, Boulevard de Valmy – BP 82 – 92704 Colombes Cedex

christian.carel@fr.thalesgroup.com // christophe.girard@fr.thalesgroup.com

RESUME :

Cette communication montre des avancées dans l'approche « globale » que l'on doit avoir pour appréhender le durcissement de systèmes complexes contre des environnements électromagnétiques variés tels que les champs forts, la CEM co-site...

Une véritable stratégie d'ingénierie de systèmes complexes doit être mise en place. Le domaine culturel relève du transdisciplinaire et chaque composante relève d'un domaine culturel pluridisciplinaire. Le temps est terminé ou tout le savoir convergeait dans les mains d'une seule et même personne. L'intelligence « s'embarque » même sur le plus petit élément constitutif d'un système complexe.

Le prototypage virtuel de système nécessite de relier l'architecture matérielle à l'architecture fonctionnelle dans le cas des effets des environnements électromagnétique sur un système, pour en prédire le comportement.

Le synoptique du modèle comportemental de vulnérabilité d'un équipement ou d'un système est analogue au diagramme en V de développement d'un produit. Il représente un vecteur

d'harmonisation de l'activité durcissement au sein de l'activité système.

La communication montre des avancées dans le domaine de la modélisation électromagnétique qui vont dans ce sens.

La vulnérabilité du système global et complet, intègre les aspects couplage et analyse de vulnérabilité. Elle s'appuie sur des banques de données caractérisant le système et des modèles comportementaux.

Au niveau fonctionnel deux approches sont proposées. La première s'applique à un équipement ou un système localisé. La seconde s'applique à un système ou un système de systèmes en réseau et permet de prendre en compte la complexité des interactions élémentaires pour évaluer les conséquences fonctionnelles et opérationnelles au niveau de la globalité du réseau.

On s'attache à mettre en évidence, au travers de l'aspect technique, les relations du durcissement avec celle des autres disciplines de l'ingénierie système : intégration, MCO... et de leur apport en terme d'interactivité et de retour d'expérience.

1. INTRODUCTION

Le milieu industriel a énormément évolué au cours de la dernière dizaine d'année. La technique n'avait pas de prix. Ceux qui avaient les moyens de se l'offrir ne s'en privaient pas.

A l'heure actuelle, les contraintes économiques et la concurrence bouleversent ces données.

Les systèmes, dans le sens le plus général du terme, se complexifient et doivent résister à un environnement de plus en plus diversifié.

Les coûts de conception, de fabrication, de maintenance entrent de plus en plus en ligne de compte.

Le « Client » est de plus en plus connaisseur et exigeant. Il affiche un désir de plus en plus grand à réduire les délais de développement [1] dans le but de diminuer les coûts de possession et les risques d'obsolescence. Il « veut tout, tout de suite ».

Les délais de déroulement des programmes sont appelés à devenir de plus en plus court.

Ce changement radical de mentalité oblige à avoir une approche « systémique » de l'étude « amont » à la conception.

C'est à ce niveau que s'initialise la maîtrise des coûts et s'établit la stratégie à mettre en place.

Tout ceci impose une réactivité, une souplesse d'adaptation en accord avec les contraintes et des outils informatiques qui vont dans ce sens. Il s'agit d'être compétitif.

2. INCIDENCE DU DEROULEMENT D'UN PROGRAMME

2.1 DIAGRAMME EN V

Le processus industriel de développement d'un produit suit un diagramme de déroulement en V.

Il comprend deux phases (figure 1) :

- Une phase descendante dite Top down.
- Une phase ascendante dite Bottom-Up.

La phase Top down est caractérisée par les études de faisabilité et de développement :

- Simulations Technico - opérationnelles pour figer la STB₀ au besoin.
- Simulations Techniques et comportementales pour figer les principes d'architecture et la STB₁.
- Impact des contraintes d'implantation par prototypage virtuel.
- Prototypage rapide du système autour d'architecture préliminaire incluant les COTs.

Elle conduit au développement des composants élémentaires autour d'une architecture ciblée.

La phase Bottom Up comprend l'intégration des composants élémentaires au système, la validation partielle au travers. Elle aboutit à la validation globale et au prononcé de qualification.

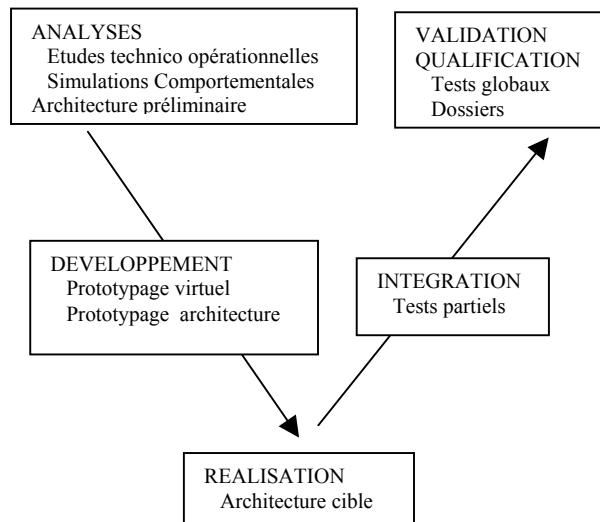


Figure 1 : Cycle en V du processus industriel

Dans le contexte des enjeux actuels, la maîtrise des systèmes passe par les points suivants :

- Maîtrise de l'approche Top down / Bottom Up.
- Cohérence des activités systèmes.
- Maîtrise du LCC (Life Cycle Cost).

2.2 IMPACT SUR LE DURCISSEMENT

La portée de ces points au niveau de l'activité durcissement est :

A) Les choix d'architectures ouvertes et modulaires imposées par la maîtrise du LCC.

Un effort important est à faire pour mieux cerner la susceptibilité des accès et la diminuer. Il est à prolonger dans l'homogénéisation des accès d'un équipement à l'autre. Ceci pour disposer d'une marge de manœuvre dans l'élaboration de l'architecture matérielle.

B) La maîtrise de l'approche Top down / Bottom Up s'appuie sur la cohérence des activités systèmes et sur deux points techniques :

B1) Des techniques de modélisation pour maîtriser la cohérence des spécifications et de la conception durcie.

B2) Des bibliothèques de données mises à jour en fonction du retour de connaissance des systèmes antérieurs pour « re-use » ou à partir de campagnes dédiées.

La profondeur de détail des données est moins importante que leur exhaustivité vis-à-vis du système concerné, en particulier en phase de faisabilité ou les architectures se présentent sous forme de principe.

Il est nécessaire de faire avec une certaine incomplétude vis à vis de la profondeur des données.

C) La cohérence des activités systèmes à prendre en compte de façon simultanée.

Différents niveaux sont indiqués ci-dessous :

- | | |
|----------------|---|
| • Opérationnel | Stratégique
Opératif
Tactique |
| • Fonctionnel | Lié à la mission
Support
Soutien |
| • Matériel | Structure
Support des signaux
Energie |

C1) Aux niveaux matériels et fonctionnels, la protection doit satisfaire à l'ensemble des exigences système (durcissement, mécanique, climatique, masse...) mais aussi aux contraintes fonctionnelles. Sa spécification nécessite une coordination technique de niveau système. Ce point a déjà fait l'objet de réflexions détaillées [2].

La protection peut être globale ou répartie selon la complexité du système, sa nature (système mobile terrestre, infrastructure, aéronef...) et l'ensemble des contraintes électromagnétiques qui l'agressent (IEM, foudre, champs forts, environnements co-site...).

La difficulté de l'analyse repose souvent sur la concrétisation des liens au cours du développement du programme entre l'arborescence de l'architecture matérielle et celle de l'architecture fonctionnelle.

Pour pallier cette difficulté les analyses sont souvent effectuées à partir de modèles numériques pire cas. Elles conduisent indirectement à la globalisation de protection en raison des choix trop souvent fondés sur le retour d'expérience technologique parcellaire plutôt que sur l'analyse.

La protection peut être efficace contre un environnement électromagnétique particulier.

Par contre, son efficacité peut être difficile à justifier. Il en est de même de la synergie qu'elle présente contre les autres menaces dans le cas d'environnements électromagnétiques agressifs large bande. Ceci est souvent le cas des systèmes

complexes comme les avions, les plates-formes marines.

Les développements du paragraphe 3 vont dans le sens d'une amélioration de la situation.

C2) Dans le cas de systèmes électroniquement complexes ou de système de systèmes, composés de modules géographiquement répartis et interconnectés entre eux par voie hertzienne, filaire ou satellitaire, les communications revêtent une fonctionnalité réseau qui complexifie l'analyse.

Dans ce cas le niveau fonctionnel va au-delà de l'élément local isolé. Il s'étend à l'ensemble des constituants du réseau et s'enracine dans l'opérationnel.

Le principe de la protection au niveau du réseau doit tenir compte de cet aspect sous peine de surdimensionnement [14].

Les développements du paragraphe 4 montrent un exemple d'approche effectué dans le cas d'un réseau de transmission.

3. CEM D'UN SYSTEME COMPLEXE

3.1 CONTEXTE

Le comportement d'un système complexe localisé soumis à plusieurs ambiances électromagnétiques plus ou moins sévères (Emetteurs radios, Radars, foudre...) est une préoccupation majeure.

L'avènement de l'utilisation des matériaux composites atténue l'effet de faradisation apporté naturellement par les enceintes métalliques externes.

Le niveau interne de champ plus élevé interagit avec des équipements électroniques de plus en plus nombreux et de plus en plus sensibles à cause de l'augmentation des fréquences d'horloge, la diminution des tensions d'alimentation...

Ces évolutions technologiques contribuent par conséquent à l'accroissement de la vulnérabilité du système vis à vis des champs électromagnétiques.

3.2 MODELE D'EQUIPEMENT

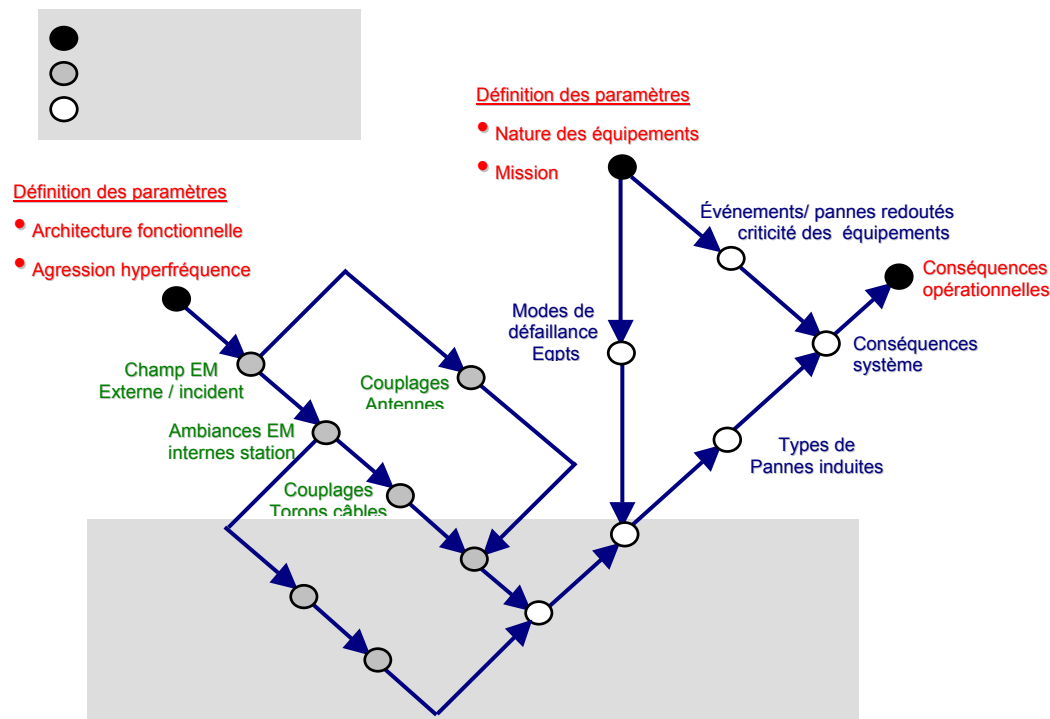
Ce paragraphe présente un modèle numérique qui permet l'analyse de vulnérabilité d'un système complexe.

L'illustration est faite sur une application avion.

Le synoptique de la démarche suit un cycle en V.

- Durant la phase Top Down, la contrainte électromagnétique incidente sur le système est déclinée séquentiellement à des niveaux de plus en plus bas jusqu'au niveau des composants [4] où un modèle de perturbation et de destruction de composants génériques [5], [6] est mis en place.
- Durant la phase Bottom Up les phénomènes observés au niveau des composants sont intégrés au niveau des fonctions supportées par les équipements pour calculer les probabilités de dysfonctionnement de ces derniers et ainsi d'en déduire les conséquences au niveau système.

La phase Top down s'appuie sur l'arborescence de l'architecture matérielle et la phase Bottom Up sur l'architecture fonctionnelle. Ceci implique d'établir des liens permanents entre les deux arborescences.



Synoptique général en V du modèle de vulnérabilité système

3.3 PHASE TOP DOWN

Pour dimensionner l'impact de l'agression électromagnétique sur les éléments les plus bas de l'arborescence matérielle (LRU, circuit, composant électronique...), la déclinaison de l'agression électromagnétique incidente s'appuie sur l'arborescence matérielle connue du système : enceinte externe, équipement, composants.

L'analyse de vulnérabilité permet d'évaluer l'impact fonctionnel des composants les plus bas :

- Composant intact.
- Perturbation transitoire ou répétée.
- Destruction.

Les modes de couplage Back-Door (pénétration des champs par les défauts de blindage) et Front-Door (pénétration par les aériens et antennes) sont traités séparément.

3.3.1 Couplages Back-Door

A) On considère les deux modes de pénétration qui conduisent à l'environnement interne :

- Diffraction par les ouvertures : fentes, défauts...
Le modèle exploite une banque de données expérimentales.
- Diffusion à travers les matériaux composites.
Le modèle « exploite un formalisme qui décrit la pénétration du champ local transmis à travers une structure composite [7], [8], [9]:

$$E_i(\omega) = \frac{2k_1 k_2}{2k_1 k_2 \cos(k_2 d) + j(k_1^2 + k_2^2) \sin(k_2 d)} E_i(\omega)$$

Avec : $k_1 = \sqrt{\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{r1} \mu_0 - j\sigma_1 \omega \mu_0} = \frac{\omega}{c}$ (air)

$$k_2 = \sqrt{\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{r2} \mu_0 - j\sigma_2 \omega \mu_0}$$

d est l'épaisseur du matériau

$\omega = 2\pi f$ la pulsation, $c = 2,9979 \cdot 10^8$ m/s.

- Ambiance électromagnétique interne

Dans le cas de système (avion) à enceinte externe métallique seule la banque de données expérimentales est utilisée.

Pour un système comportant des parties en composites, l'ambiance interne est obtenue en superposant les deux contributions.

Cette opération de superposition implique les approximations pires cas suivantes :

- Comportement des fentes sur matériau composite identique au cas métallique.
- Coefficient de qualité et modes de résonance d'une cavité en matériau composite identique à ceux de cette même cavité métallique.
- Non prise en compte de l'effet du remplissage des cavités.

B) Contraintes électriques induites sur le blindage des câbles.

Les contraintes électriques induites sur les conducteurs externes des câbles sont calculées en

tenant compte d'une banque de données caractérisant le couplage du champ sur les câbles.

Les fonctions de transfert stockées sont des « SEC » Sections Efficaces de Couplage du câble (rapport du champ incident sur le courant collecté au niveau de la charge terminale).

Elles sont issues de simulations numériques (codes de calcul NEC) et prennent donc en compte le caractère haute fréquence.

C) Contraintes conduites sur accès d'équipements.

L'atténuation apportée par le blindage des câbles est caractérisée par son Efficacité de Blindage « EB » obtenu à partir de mesures effectuées en chambre réverbérante [11], [12].

$$EB(dB) = -10 \cdot \log\left(\frac{P_{DUT}}{P_{REF}}\right)$$

$$EB(dB) = -10 \cdot \log\left(\frac{P_{DUT}}{P_{INJ}}\right) - \Delta_{INS}$$

P_{DUT} : Puissance reçue à l'intérieur du composant sous test

P_{REF} : Puissance couplée sur l'antenne de référence

P_{INJ} : Puissance injectée à l'intérieur de la cavité

Δ_{INS} : Perte d'insertion de la cavité en dB

La technique fait l'objet de la norme américaine « MIL-STD-1344A » ainsi que du projet CEI (46.A.2.15) (voir [3]).

La dégradation des reprises de blindage et connecteurs est prise en compte par un modèle constant en fonction de la fréquence.

3.3.2 Couplages Front Door

A) Les contraintes collectées par les antennes et aériens sont caractérisées par leur « SEC » (rapport de la puissance reçue au pied de l'antenne à la puissance incidente).

Elles sont regroupées dans une bibliothèque et peuvent avoir différentes origines :

- Expérimentale : Les antennes (radioaltimètre, antennes VHF...) sont caractérisées sur porteur.
- Bibliographique : Les SEC d'antenne radar, sont reconstituées dans la bande de fonctionnement et hors bande, à partir de dossiers de définition et de dossiers d'études.
- Numérique : Cas des GPS, VOR...

B) Le modèle prend en compte une atténuation (constante en fonction de la fréquence) pour chaque accès antennaire pour prendre en compte les pertes lors de la propagation de l'agression induite sur le câble feeders entre l'émetteur / récepteur et l'antenne.

C) Le modèle exploite une banque de données de filtres. A chaque filtre correspond un fichier contenant l'atténuation apportée par ce dernier en fonction de la fréquence.

3.3.3 Traitements dans le domaine temporel

Les calculs menés exclusivement dans le domaine temporel concernent l'écrêtage par les motifs de

protection et la modélisation de la vulnérabilité des composants électroniques.

Les traitements dans le domaine harmonique sont réservés aux phénomènes linéaires caractérisés par une SEC ou une fonction de transfert :

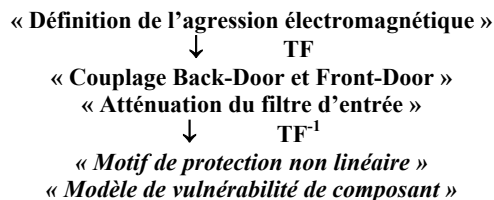
- Pénétrations et diffusion du champ.
- Couplage des champs avec les câbles et antennes.
- Atténuations des blindages, filtrages, propagation sur les câbles.

Si la phase est inconnue, elle est reconstituée à l'aide d'un algorithme de phase minimale [11], [12], [13] :

$$\Phi(f) = \frac{-f}{\pi} VP \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\text{Log}(\Gamma(\theta))}{\theta \cdot (\theta - f)} \partial \theta$$

VP désigne la valeur principale au sens de Cauchy, Γ et Φ le module et la phase du signal.

La séquence du traitement complet est :



3.3.4 Motifs de protection en entrée des équipements

Trois types de protections sont pris en compte :

- Diodes (classique, PIN, Transil) ;
- Varistances ;
- Eclateurs.

Les modèles des motifs de protections sont de type basses fréquences (modèle d'éclateur notamment), déduit de caractéristiques dynamiques simplifiées. Ils prennent en compte la self de connexion du composant L_c et la capacité parasite C_p de sa jonction pour prendre en compte les effets au-delà du GHz.

3.3.5 Modèle de vulnérabilité des composants d'entrée

Le modèle mis au point est fondé sur des travaux effectués par THALES Communications [5], [6].

Il permet d'évaluer les dysfonctionnements et la destruction de huit types d'accès : « Alimentation », « Discret bipolaire », « Discret MOS », « Numérique bipolaire », « Numérique MOS », « HF Com » (sur voie d'émission réception de systèmes de communication), « HF Radar » (sur voie d'émission réception radar), « Optronique ».

Quatre modèles de défaillance sont utilisés selon le type de composant d'entrée et sa technologie :

- Perturbation et destruction thermique des jonctions bipolaires selon la température de la zone active du composant.
- Claquage de la couche d'oxyde en entrée des composants MOS analogiques ;

- Perturbation ou destruction des composants bipolaires numériques ;
- Perturbation ou destruction des composants MOS numériques.

Les données requises en entrée de ces modèles sont la forme d'onde de l'impulsion de courant, le type d'accès et l'année de fabrication de l'équipement (permettant d'évaluer les grandeurs dimensionnelles et électriques des composants). Ces grandeurs sont spécifiées pour chaque accès des équipements.

3.4 PHASE BOTTOM-UP

La probabilité de dysfonctionnement de l'équipement est estimée à partir des niveaux de perturbation des composants d'interface.

Les informations disponibles au niveau des composants des interfaces sont :

- Non-perturbation ;
- Perturbation transitoire ;
- Perturbation permanente (dérives paramétriques irréversibles) ;
- Destruction.

La probabilité de dysfonctionnement pour un équipement est établie après analyse de l'état de l'ensemble de ses accès.

La probabilité de dysfonctionnement $P(E_i)$ de l'équipement n°i est définie de la manière suivante :

- $P(E_i) = 0$: l'équipement est non perturbé, si l'ensemble des accès est non perturbé.
- $P(E_i) = 1$: l'équipement est perturbé de manière certaine si :
 - un ou plusieurs accès de sont perturbés ;
 - au moins un accès est détruit.

Dans les autres cas la probabilité de perturbation de l'accès j de l'équipement i, soit $P_j(E_i)$ est :

- $P_j(E_i) \neq 0,1$ si la durée de la perturbation est très inférieure aux durées caractéristiques des signaux fonctionnels de l'accès (perturbation fugitive)
- $P_j(E_i) \neq 0,5$ si la durée de la perturbation est de l'ordre des caractéristiques des signaux fonctionnels de l'accès. La perturbation peut altérer les signaux fonctionnels pendant suffisamment longtemps pour entraîner une perte d'information. Cette perturbation peut dépendre de la synchronisation de la perturbation avec le signal utile : basculement...
- $P_j(E_i) \neq 0,9$ si la durée de la perturbation est très supérieure aux durées caractéristiques des signaux fonctionnels de l'accès. La perturbation altère de manière quasi certaine les signaux fonctionnels pendant suffisamment longtemps pour entraîner une perte d'information.

La probabilité de dysfonctionnement de l'équipement est calculée à partir des probabilités de dysfonctionnement des différents accès.

Les durées caractéristiques des accès sont dimensionnées par :

- Les signaux fonctionnels y circulant : cas d'accès de données de type « Numérique bipolaire », « Numérique MOS », « HF Com », « HF Radar », « Optronique ».
- Les caractéristiques des filtres d'accès : cas des accès de type « Alimentation »; « Discret bipolaire » et « Discret MOS ».

3.5 APPLICATIONS

Ce modèle de vulnérabilité est un outil de simulation qui permet de prédire le comportement d'un équipement ou d'un système générique dans un environnement électromagnétique.

Il est étendu aux hyperfréquences. Néanmoins des améliorations sont attendues au fur et à mesure du retour d'expérience.

Ce modèle se caractérise par :

- Nature prédictive et probabiliste.
- Structure modulaire et évolutive (sous modèles et banques de données).
- Traitements mixtes regroupant le domaine fréquentiel et temporel.

Ce modèle comportemental a été appliqué dans les cas suivants :

- Aéronef
- Station de communications
- Equipement de communications
- Equipement informatique

Ce modèle et les méthodologies sous-jacentes s'avèrent utiles pour aborder la conception au niveau système en raison de la relation immédiate qu'il présente entre les contraintes incidentes et les possibilités de protection envisageables.

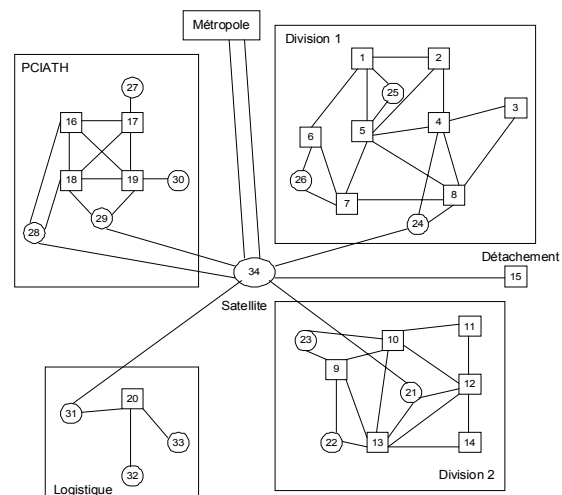
4. APPROCHE DE LA VULNERABILITE D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION ETENDU

Des configurations de type réseau se rencontrent dans les cas suivants :

- Réseau de transmission.
- Systèmes différents interconnectés entre eux : système de système.
- Modules géographiquement séparés d'un même système.
- Redondance de liaisons internes à un même système.

Dans ces cas l'aspect fonctionnel recouvre une dimension réseau qu'il convient de traiter de façon spécifique.

L'illustration est proposée sur la base d'un réseau de transmission de systèmes ou de station



Exemple d'un réseau de transmission

L'état fonctionnel dépend de l'état de chaque nœud et de chaque liaison du réseau.

- Perturbation transitoire d'un accès.
- Perturbation généralisée de tous les accès d'un équipement nécessitant sa réinitialisation et la perte de transitoire de la fonction.
- Perturbation généralisée de la station nécessitant sa réinitialisation, via la perturbation d'un ou plusieurs éléments vitaux ou de la distribution de l'alimentation en énergie.
- Destruction d'un accès nécessitant un rechange d'équipement.
- Destruction d'une station nécessitant d'utiliser le soutien ou le rechange complet.

L'état fonctionnel dépend aussi du chargement.

Ce dernier est décrit par la probabilité d'avoir un flux nominal de données. Ce flux peut être spécifique de chaque sous-réseau et dépendre du débit d'informations propre à chaque type d'artère ou de liaison (hertzienne, filaire, satellite).

Il peut varier au cours du temps en fonction des contraintes appliquées aux liaisons et aux nœuds.

L'évolution temporelle de l'état fonctionnel du réseau est simulée au moyen de deux simulateurs séquentiels.

Le premier simulateur développé par THALES Communications est du type de celui qui est présenté au paragraphe 3.

Il permet de définir l'état des liaisons entre nœuds et l'état des nœuds à la suite d'une agression électromagnétique (IEM).

Il permet de prendre en compte les aspects MCO :

- Reconfigurations des équipements et des stations à la suite perturbations généralisées.
- Rechange ou remplacement si destruction.

Le second simulateur de THALES Communications détermine au cours du temps, les débits d'informations dans chaque artère.

Sous réseau	Flux d'informations (à t) / Flux d'informations (à t ₀)							Nombre de nœuds		Nombre de jonctions	
	T = T ₀	T = T ₀ +ε	T = T ₂	T = T ₃	T = T ₄	T = T ₅	T > T ₆	Initial	Détruit à T ₀ + ε	Initial	Perdus à T ₀
1	100%	22 %	22 %	22%	31 %	40 %	100 %	4	2	12	12
2	100 %	25 %	50 %	50 %	100 %	100 %	100 %	1	0	3	2
3	100 %	22 %	31 %	31 %	45 %	46 %	100 %	8	2	20	13
4	100 %	0 %	0 %	9 %	9 %	18 %	100 %	6	3	15	15
5	100 %	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %	50 %	1	0	1	1

L'analyse des résultats porte sur :

- Les flux d'informations avec des débits de communications identiques aux débits nominaux.
- Les flux d'informations avec des débits de communications plus faibles que les débits nominaux. (mode dégradé).
- Les communications perdues.

Le tableau ci-dessus présente des résultats typiques. Il montre les conséquences des effets instantanés pour un type de protections en place puis la récupération au cours du temps due aux réinitialisations et aux rechanges.

Dans ce type de simulation les aspects locaux dus à l'impact des contraintes électromagnétiques sont passés au second plan devant les aspects globaux.

Ceci permet une approche globale de la vulnérabilité et des protections à mettre en place et de s'affranchir des points durs locaux générateurs de surcoûts.

5. CONCLUSION

D'une part le modèle de défaillance d'équipement et d'autre part le modèle réseau permettent d'obtenir rapidement des informations pour protéger des systèmes complexes ou géographiquement étendus. Ils constituent de bonnes briques de base essentielles au prototypage virtuel de systèmes.

De plus ils s'avèrent de bons vecteurs de communications entre les différentes disciplines de l'ingénierie système pour élaborer une protection ou un principe de protection qui satisfasse à l'ensemble des besoins de chaque discipline.

Le retour d'expérience est une des clés de l'enrichissement des bibliothèques de données et de la validation des modèles.

L'interactivité entre les disciplines peut être étendue aux sites d'essais qui à ce niveau ont un rôle important à jouer.

6. BIBLIOGRAPHIE

- [1] « Plusieurs dossiers sensibles attendent le nouveau patron de la DGA » ; La Tribune ; 12 avril 2001
- [2] C.Carel, G. Prévost - « Intérêt et méthodologie pour une déclinaison des contraintes jusqu'au niveau des composants » - ETTC 95 – Toulon les 30-31 mai 1 juin 1995
- [3] C. Girard, J.L. Vagneur, J.P. Brasile – « Modèle comportemental d'un aéronef soumis à une onde électromagnétique incidente
- [4] B. Demoulin, J.Baudet, R. de Smedt, A. Ben Bassou - « Contribution of Integrated Circuits in Electromagnetic Interferences Phenomena » - ETTC 2001, ce congrès
- [5] J.P. Brasile, N. Samama – « Electronic components breakdown and disturbance models » - RADECS – 1997
- [6] S. Telliez, J.P. Brasile, N. Samama – « MESFET destruction model and experimental validation » - RADECS – 1997
- [7] D. Asfaux – « Contribution à l'étude de la modélisation de structures composites. Application à la pénétration d'une impulsion EM dans une structure composite représentative des technologies de matériaux aéronautiques » - Thèse de doctorat de l'université de Limoges – n° 8-93 – janvier 1993
- [8] V. Gobin, G. Labaune – « Calcul et mesure de l'efficacité de blindage des matériaux composites » - Annales des télécom - 43 - n° 11-12 - pp 686-694 ; 1988
- [9] A. Alcaras, Ch. Girard – « Etude du couplage interne en différences finies. Application aux fentes et au joints. » - Rapport de stage du DESS de Limoges – 1993
- [10] J. Lefebvre, J.C. Boudenot, F. Leferink, D.J. Groot Boerle, G.H.L.M Heiderman, W. C. Van Etten – « High Field Strength In-situ EMI Measurements Using a Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber » - ETTC 2001 ce congrès.
- [11] L. S. Taylor – « The phase retrieval problem » I.E.E.E. trans. on antennas and propagation, vol. AP 29, n°2, Mach 1981.
- [12] J.P. Percaille – « Propriétés de la transformée de Fourier d'un signal causal - Relation partie réelle/ partie imaginaire - Détermination de la phase à partir du module » - DGA/CEG : Note technique T 89-06 (n° 30062/AEM)
- [13] J.P. Percaille – « Evaluation des erreurs commises par l'algorithme de phase minimale lors des études de couplage à l'EMN en ondes sinusoïdales entretenues. » - DGA/CEG Note technique T 92-10 (n° 31375/CEG/AEM-IE)

- [14] C. Carel, J.C. Zion – « Analyse Technico-opérationnelle d'un réseau de communication » - Journées CEG ; Gramat 24-25 juin 1997

EMC FOR MILITARY AIRCRAFT

Fabrice TRISTANT , Jean Patrick MOREAU
Dassault Aviation Company

ABSTRACT :

This paper presents an overview of the validation / qualification process of the Rafale aircraft. The methodology contains many actions to demonstrate the aircraft immunity against lightning, NEMP and HIRF.

Rafale Program :

The Rafale program complies to several basic rules:

- Performances depend on the considered missions (nuclear or conventional).
 - Operational requirements
 - Operational specifications
- The hardening methodology has been considered from the beginning of conception process. The methodology uses the balanced hardness method between :
 - Aircraft structure
 - Cable definition
 - Equipment protection
- The combined protection against the three aggressions :
 - The lightning
 - The NEMP
 - The HIRF

The general approach used during the validation program consists in estimating experimentally by testing the susceptibility of the development aircraft. The good comparison is verified between the common mode current on cable bundles (in aircraft experiments) and the equipment specification. Furthermore, a functional test is realized to verify the non perturbation and of course the non destruction of critical equipments. Computations have been performed in the Rafale program to justify the experimental method.

At the end of the year 2001, a global test will demonstrate the qualification of the Rafale against the three aggressions.

In the presentation, details will be presented about the test method and the justification of the electromagnetic computations (3D Moment Method) depending on the aggression type.

Aircraft experiments :

- Coaxial line for transient Lightning test
- Coaxial line for transient NEMP test (Nuclear ElectroMagnetic Pulse)
- Coaxial line for HIRF LF (High Intensity Radiated Field Low Frequencies < 100 MHz)

- Free field test for HIRF HF (High Frequencies > 100 MHz)

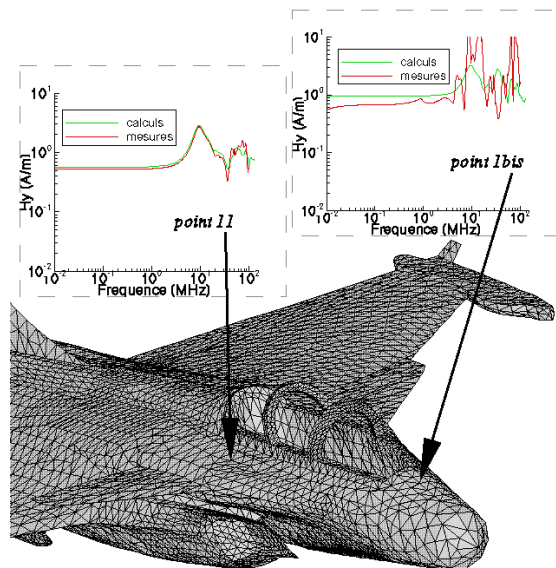
This last point (HF) implies functional experiments only. At these frequencies (up to 1 GHz), the experiment technology does not allow to detect current levels.

3D EM computations (Moment method)

The 3D computations of electromagnetic fields on the aircraft skin has been realized in free space and in the coaxial line in the frequency domain. The lightning and NEMP coupling phenomena will be derived from the primary calculation. For external global computation, the frequency limit is less than 1 GHz.

The following graph presents the comparison of the tangential magnetic field (H_y in A/m) between :

- CW experiments in a coaxial line (point 1bis) for a precise coupling level induced by an NEMP plane wave at point 11.
- MoM calculation at the same points in the theoretical coaxial line



CONCLUSION

The following points should be retained :

- Good description of the aircraft performances with demonstrable operational objectives.
- Integration of the up-to-date electromagnetic computation in the hardening process.

TRAVAUX EXPERIMENTAUX EFFECTUES PAR L'EQUIPE TELEDETECTION ET EXPERIMENTATION MICRO-ONDE DE L'INSTITUT FRESNEL.

P. Sabouroux

Institut FRESNEL /équipe TEM /case 162

Université de Provence, Av. Escadrille Normandie-Niémen, 13397 Marseille Cedex 20

pierre.sabouroux@fresnel.fr

1. INTRODUCTION :

La base de mesure de l'institut Fresnel, située sur le site universitaire de Marseille Nord (Technopôle de Château Gombert) et utilisée par l'équipe TEM de l'institut Fresnel est constituée par une grande Cage de Faraday anéchoïque (longueur : 14,20 m, hauteur : 6,50 m, largeur : 6,50 m) dans laquelle est implanté un ensemble de positionneurs mécaniques d'antennes et de cibles. Cet ensemble permet d'accéder à un grand nombre de configurations de mesures : monostatique ou bistatiques 2D ou 3D. Le domaine des fréquences est compris entre 500 MHz et 26,5 GHz.

Les positionneurs sont au nombre de quatre :

Le premier positionneur, en rotation, permet de faire varier l'azimut de la cible (ou de l'antenne) à caractériser.

Le second positionneur, en rotation, concentrique au premier, permet de faire tourner un bras de déport sur lequel se trouve une antenne. La trajectoire circulaire décrite par cette première antenne, centrée sur la cible, est contenue dans un plan horizontal (angle d'azimut φ).

Un troisième positionneur, permet de positionner une (ou deux antennes) suivant une trajectoire circulaire centrée sur la cible et contenue dans un plan vertical (angles de site θ_1 et θ_2). La distance typique entre les antennes et la cible est d'environ 2 m.

Enfin, un quatrième positionneur, placé en fond de chambre à une distance voisine de 10,50 m de la cible peut porter une antenne (ou deux), ce qui permet d'effectuer des mesures en configuration monostatique (ou quasi monostatique) de la diffraction d'une cible placée sur le premier positionneur.

Comme on le conçoit, l'ensemble de ces quatre positionneurs permet d'effectuer des mesures de bi ou tri-dimensionnelles sur des cibles simples ou complexes.

2. DOMAINES DE RECHERCHE :

Les principaux travaux de recherche expérimentale de l'équipe TEM effectuées récemment peuvent être regroupés selon les quatre thèmes suivants :

2.1. Diffraction directe et inverse de cibles variées:

Les problèmes directs concernent la détermination de Surfaces Equivalentes Radar (configuration monostatique) et le relevé de diagrammes de diffraction bistatiques (en 2D et 3D) de cibles métalliques ou diélectriques.

En ce qui concerne les problèmes inverses, notre objectif est de fournir, des données expérimentales relatives à des diagrammes de diffraction de cibles inconnues 2D ou 3D, à des équipes de chercheurs ayant développé des algorithmes informatiques d'inversion [1]. Ainsi, les traitements appliqués aux données expérimentales, permettent de déterminer un grand nombre de paramètres relatifs aux cibles comme la localisation des objets les constituant, la reconnaissance des formes, la connaissance des caractéristiques électromagnétiques des objets, ... Aujourd'hui, ce sujet de recherche est devenu très important au sein de l'équipe et des fichiers de données expérimentales (attachés à des cibles canoniques ou plus complexes) ont été mis à disposition, grâce au site internet du laboratoire, à des équipes appartenant à des laboratoires nationaux et internationaux. Les résultats viennent d'être collectés et vont être comparés prochainement.

2.2. Caractérisation d'antennes :

A l'aide de cet ensemble de positionneurs, il est possible d'effectuer des mesures de caractéristiques de rayonnement d'antennes en champ proche ou en champ lointain. Les principales caractéristiques étudiées sont :

- le diagramme de directivité en co-polarisation, en polarisations croisées, ou autres ...
- le gain.

Les caractérisations effectuées au sein de l'équipe TEM, nous ont amenés à collaborer avec plusieurs industriels dans le cadre d'études d'antennes conventionnelles (antennes à réflecteur parabolique), ou novatrices (antennes à réflecteur parabolique large bande, antenne patch directive ...).

2.3. Autres études :

Compte tenu des possibilités géométriques très variées du dispositif expérimental, nous sommes souvent

amenés à travailler sur des sujets qui ne sont pas directement liés aux sujets précédemment décrits. Nous citons, en exemple, deux cas pour lesquels les mesures expérimentales ont permis de valider des études théoriques.

Le premier concerne une maquette de cristal photonique diélectrique. La structure étudiée est constituée par un arrangement bidirectionnel régulier suivant une maille hexagonale de tiges diélectriques parallèles de section droite circulaire (diamètre 10 mm) et de permittivité électrique égale à 6. Nous avons étudié la transmission d'une onde électromagnétique à travers cette structure 2D et nous avons mis en évidence l'existence d'une bande de fréquence dans laquelle la transmission était quasiment nulle (bande interdite). Nos résultats expérimentaux ont été en excellent accord avec ceux prédits théoriquement par des chercheurs du laboratoire [2].

Le second concerne l'étude de la réflectivité spéculaire d'une structure métallique plane constituée par une plaque creusée de cavités hémisphériques selon deux directions orthogonales (ou biréseau métallique plan). Ici aussi, nos résultats expérimentaux ont très bien corroboré ceux issus de travaux théoriques obtenus au laboratoire [3].

2.4. Caractérisation électromagnétique de matériaux :

Aujourd'hui, nous avons mis au point une procédure de caractérisation électromagnétique de matériaux (diélectriques à pertes et magnétiques) en ayant réalisé une cellule de mesure associée à un programme informatique développé en interne. Ces mesures sont effectuées sur une large bande de fréquences [4]. La technique utilisée repose sur la détermination de la matrice S de l'échantillon en fonction de la fréquence (technique appelée Réflexion / Transmission). L'aspect large bande est obtenu grâce à l'utilisation d'une structure de propagation en guide coaxial, structure ne présentant pas de fréquence de coupure.

RÉFÉRENCES :

- [1] K. Belkebir, S. Bonnard, F. Pezin, P. Sabouroux, M. Saillard, "Validation of 2D inverse scattering algorithms from multi-frequency experimental data.", *Journal Of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 14, pp 1639-1670, 2000.
- [2] P. Sabouroux, G. Tayeb, D. Maystre, "Experimental and theoretical study of resonant microcavities in two-dimensional photonic crystals." *Optics Commun.* 160, pp 33-36, 1999.
- [3] G. Gazoty, R. Deleuil, P. Sabouroux, "Expérimentation microonde sur la diffraction par des biréseaux métalliques de cavités hémisphériques", *C. R. Acad. Sci. Paris, t. 327, Série II b*, pp 1419-1422, 1999.
- [4] P. Sabouroux and J-P. Parneix, "A large bandwidth measurement system for the Microwave

characterization of absorbing materials", *Journal of Wave-Material Interaction*, Vol. 7, No. 1, pp 57-70, January 1992

THEORETICAL AND EXPERIMENTAL DESIGN OF AN EXHAUST DIFFUSER FOR AN UPPER STAGE ENGINE OF A BALLISTIC MISSILE

L. QUEBERT, Y. GARCIA

DGA/CAEPE, avenue Gay Lussac - 33167 Saint Médard en Jalles
Tel 05.56.70.61.80 – Fax 05.56.70.57.99 – email smjcaepe02@wanadoo.fr

ABSTRACT

An experimental program and aerodynamic computations have been conducted to design an exhaust diffuser which will be used to test a rocket engine under simulated altitude conditions. The experimental investigation was undertaken on several 1/3,42 scale configurations of supersonic diffusers. Tests were carried out in order to determine the effects of gimbaling the nozzle on the performances of the diffusers. The best tested diffuser suffered little performance loss with an angular misalignment between the nozzle and its axes up to 15 degrees. The results of the aerodynamic computations indicated that the area of the highest heat flux is located at the impingement point of the nozzle plume upon the diffuser wall. A conventional forced flow cooling method will be sufficient to maintain the structural integrity of the selected diffuser.

NOMENCLATURE

A	Area
C	Specific heat
D	Diameter
L	Length
P	Pressure
T	Temperature
θ	Ramp angle
ψ	Contraction ratio (A_d/A_{ne})
β	Angle between nozzle and diffuser axes
γ	Ratio of specific heats

Subscripts and superscripts

a	ambient
c	chamber
d	diffuser
deg	degrees
dp	primary diffuser
lim	limit
ne	nozzle exit
st	second throat
tc	test cell

1. INTRODUCTION

Rocket engines designed for high-altitude operation, such as those incorporated in the upper stages of a ballistic missile, cannot generally be properly tested in ground level conditions because the gas flow will separate from the div

ergent of the nozzle wall. Performance information such as thrust, vacuum ignition and endurance capabilities of components (under full flowing nozzle conditions) is necessary to determine the operational capabilities of an engine. Therefore, to experimentally evaluate the high altitude performance at ground level, the DGA/CAEPE* test center has developed a specific altitude test facility called MESA. This test facility involves the use of a test cell, vacuum pumps, ejectors and an exhaust diffuser.

The aim of the exhaust diffuser is to keep the flow supersonic from the nozzle exit plane to its wall, where the gas plume impingement takes place. In this way, an ambient pressure lower than the nozzle exit static pressure can be reached around the base of the engine : this is the simulated altitude pressure. The diffuser used in the MESA test facility has been designed for a large expansion ratio and a high mass flow (around 200 kg/s) rocket engine. The advantage of this diffuser is its practicality and simplicity ; however it is not readily adaptable to engines of different size.

Within the framework of the development of a ballistic missile, the DGA/CAEPE test center is in charge of testing a new engine in altitude conditions. The mass flow of the engine is 1 kg/s and its nozzle gimbaling angle can reach 18,5 deg. Therefore, it was decided to design a new supersonic diffuser adapted to this engine. The work was conducted in three phases :

* DGA/CAEPE : Délégation Générale pour l'Armement/Centre d'Achèvement et d'Essais des Propulseurs et Engins (depending on the french ministry of Defence)

- pre-design ;
- experimental program ;
- aerodynamics computations.

2. PRE-DESIGN

The MESA test facility has been designed to fire solid rocket motors under simulated altitude conditions and it is composed of the main following elements :

- a test cell where the engine takes place. This cell is connected to an auxiliary pumping system providing pre and post fire vacuum ;
- a guillotine valve and an annular ejector designed to avoid reverse flow in the test cell ;
- an exhaust diffuser ;
- an ejector system which consists of three steam ejectors operating in parallel. These ejectors maintain the low value of pressure required for starting and operating diffuser conditions. The term 'starting' as used here refers to the condition at which supersonic flow is established completely across the diffuser section so that the pressure of the diffuser exit does not affect the test cell pressure.

The purpose of the pre-design work was to determine the type of diffuser configuration which would give the best performance results when used with the specified nozzle.

A rocket engine diffuser in its simplest form would consist of a straight constant diameter duct placed adjacent to the nozzle exit plane (with its longitudinal axis coincident with the nozzle). In fact, more refined diffusers would incorporate a minimum cross-sectional area called a second throat (the first throat being located in the engine nozzle). Second throat type diffusers perform considerably better than the constant area duct type (they offer a better recompression factor). Therefore, a typical exhaust diffuser geometry which is often used in altitude simulation test facility design is presented below :

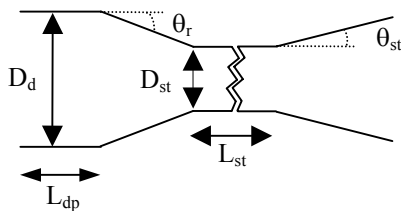


Figure 1

As described in the introduction, the principle of a supersonic diffuser is to use the momentum of the exhaust engine gases to lower the nozzle back pressure and to allow the nozzle to flow full. The nozzle back pressure, however, is lowered

sufficiently to allow full flow only within an engine starting condition :

$$P_c/P_a > (P_c/P_a)_{lim}$$

This limit ratio depends on the inlet total pressure (P_c) but it is also directly influenced by the geometrical diffuser parameters.

2.1 Duct entrance diameter : D_d

Starting P_c/P_a increases linearly with A_d/A^* . The larger D_d is, the lower the cell pressure will be (to a reasonable extent). But when the free jet expansion ratio $\sigma = A_d/A_{ne}$ is greater than 5, ejector starting may be impossible or at least difficult.

The greater σ is, the greater the Mach at the re-attachment of the supersonic jet will be : the loss of total pressure may be then too great to allow the flow to pass through the second throat. Moreover, the greater σ is, the larger the second throat diameter must be. So, it was recommended to design D_d in order to achieve $\sigma = A_d/A_{ne} \leq 5$.

2.2 Nozzle exit to ramp section distance : L_{dp}

If the second throat is located too far downstream, the free jet impinges upon the ramp and the cell pressure increases. If L_{dp} is too great, the ejector may not start : the decrease of Mach number, due to friction and recompression through oblique shock waves along the duct entrance, may be too significant to allow full flow (supersonic) in the second throat. Therefore, L_{dp} must be designed so that the free jet impingement will be located at a reasonable distance from the ramp. In any case, it is wise to calculate the free jet expansion and impingement in order to determine L_{dp} .

The best value seemed to be $L_{dp}/D_d = 1$.

2.3 Ramp section angle : θ_r

It is not a very important parameter. Good results were obtained with $\theta_r = 6$ deg or less.

2.4 Second throat diameter : D_{st}

It was recommended to design D_{st} slightly greater than D_{ne} and to obtain a value for the contraction ratio ψ between the theoretical value calculated with the well-known normal shock method and the following semi-empirical value which generally gives good results :

$$(\psi^{sc})_{min} = \left(\frac{1}{\Lambda} ((0,74 \gamma - 0,18) (\Lambda - 5,62) + 6,05) \right)^2$$

where $\Lambda = A_d/A_{ne}$ and $\gamma = C_p/C_v$ of combustion gas.

2.5 Second throat length : L_{st}

The second throat must be long enough to shelter the shock system which is responsible for the recompression. The efficiency of the diffuser improves when L_{st}/D_{st} increases from 0 to 8 and then remains constant. For altitude simulation application, a long second throat ejector diffuser is recommended $L_{st}/D_{st} = 10$.

The configuration considered after the pre-design work, hereafter referred to as the baseline configuration, has the following geometrical characteristics :

$$\begin{aligned} D_d &= 0,546 \text{ m} \\ L_{dp}/D_d &= 1 \\ \sigma &= 5 \\ \psi &= 0,54 \\ \theta_r &= 6 \text{ deg} \\ \theta_{st} &= 10 \text{ deg} \\ L_{st}/D_{st} &= 10 \end{aligned}$$

2.6 Diffuser starting and operating conditions

2.6.1 Starting condition

Empirical design methods, based on the corrected one-dimensional flow theory, have been developed from experimental results and are easily employed for predicting the minimum starting pressure ratio. This ratio may be expressed as :

$$\left(\frac{P_c}{P_a}\right)_{lim} = \sqrt{\psi} \left(\frac{P_c}{P_x}\right) \left(\frac{P_x}{P_2}\right)$$

By assuming $P_2 = P_a$ and the total recovery pressure $\frac{P_c}{P_x}$ is evaluated across a normal shock located at

the diffuser section A_x given by : $A_x = \sqrt{A_d A_{st}}$.

2.6.2 Operating condition

If we consider that the exhaust diffuser has been started in such a way that in the ideal gas shock free supersonic flows exist throughout the nozzle and the diffuser, and a normal shock wave is located at the diffuser exit. The nozzle inlet total pressure is then reduced causing the normal shock to move upstream until it becomes located at the minimum area of the diffuser. The value of P_c/P_a would represent the minimum or optimum operating point of the nozzle diffuser system. The equation describing the minimum operating system pressure ratio can be written as follows :

$$\left(\frac{P_c}{P_a}\right)_{lim} = \left(\frac{P_c}{P_{de}}\right) \left(\frac{P_{de}}{P_3}\right)$$

By assuming $P_3 = P_a$ and that the total recovery

pressure $\frac{P_c}{P_{de}}$ is evaluated across a normal shock

located at the minimum diffuser section.

2.6.3 Results

The starting and operating minimum ratios are given in table 1 :

	Starting condition	Operating condition
$(P_c/P_a)_{lim}$	104	105

Table 1

The test cell pressure ($P_{tc} = 10 \text{ mb}$) has been estimated using a solver based on the one-dimensional conservation equations (constant pressure mixing theory). The solver takes into account the wall friction along the diffuser walls and the thermal losses.

2.7 Nozzle gimballing

Published experimental data [2] prove that an angular misalignment between the nozzle axis and the second throat-diffuser axis (called the nozzle gimballing angle) up to 10 deg has a slightly adverse effect on starting chamber pressure, but lowers the operating chamber by a small amount.

Beyond 10 to 18,5 deg, no experimental results were found. Therefore, it was decided to test (during the experimental program) the effects of gimballing the engine on the performance of the supersonic diffuser.

3. EXPERIMENTAL PROGRAM

The experimental program was undertaken to determine and eventually to improve the performances of the geometry diffuser selected. The starting and operating nozzle pressure ratios were considered the most meaningful criteria to evaluate the performances. We also had to insure that no reverse flow would occur in the test cell during the nozzle gimballing.

3.1 Experimental conditions

Experiments were conducted with cool nozzle exhaust gas (air gas) at the ONERA R1Ch test facility. They were made with a 1/3,42-scale model of the nozzle.

3.1.1 Nozzle definition

The definition of the nozzle responds to two imperatives of similitude :

- the geometrical similitude fixing the scale ratio between the dimensions of MESA and the dimensions of the R1Ch test facility (1/3,42) ;
- the Goethert similitude fixing the Mach number.

$$\frac{\gamma_s M_s^2}{(M_s^2 - 1)^{1/2}} = \frac{\gamma_r M_r^2}{(M_r^2 - 1)^{1/2}}$$

$$(M_r = 4,37 / \gamma_r = 1,22) \Rightarrow (M_s = 3,58 / \gamma_s = 1,4)$$

The stagnation conditions were :

$$P_i = 10^6 \text{ Pa} ; T_i = 330 \text{ K}$$

The test cell pressure was adjusted in order to respect the full scale nozzle exit pressure ratio of 0,8.

3.1.2 Instrumentation

The major parameters of interest were pressure and temperature in the test cell and along the diffuser walls :

- temperature was measured using 8 Chromel-Alumel thermocouple (4 in the test cell, 4 along the diffuser);
- 6 pressure taps were located in the test cell and 20 along the diffuser walls.

Total pressure and temperature were also measured in the test cell.

Instrumentation was installed not only to judge the performance of the diffuser but also to detect the possible reverse flow in the test cell. Two probe pitot pressure were set in opposition in the cell (180°) and visualisations were made using :

- laser tomoscopy to ensure that the nozzle was flowing full ;
- strosocopy to evaluate if backflow occurred in the test cell ;
- surface oil visualization in order to localize the plume impingement on the diffuser walls.

3.1.3 Diffuser geometries

Because of the large range of possible configurations the experimental work focused on the baseline and 4 alternate configurations. These alternate configurations varied either the location L_{dp} or the ramp angle θ_r of the second throat.

A summary of the configurations tested is given in table 2 :

Configuration designation	L_{dp}	θ_r
Baseline	0,160	6
2	0,080	6
3	0,020	6
4	0	6
5	0	2,5

Table 2

3.2 Experimental results

The baseline results are presented in figure 5. The curves plot (for $\beta = 0$ and 18,5 deg) cell and exit (vacuum tank) pressures both normalized by the nozzle total pressure.

For $\beta = 0$ deg and values of normalized exit pressure (P_{tc}/P_c) below 0,013, the diffuser is started, i.e., the cell pressure is independent of the exit pressure. The normalized cell pressure, P_{tc}/P_c , for operating condition is 0,0015.

For $\beta = 18,5$ deg, the normalized cell pressure is unstable and dependent on the exit pressure. The rise of the cell pressure is lower than the exit pressure one. Records of static pressure along the walls and visualizations confirm that the diffuser is unstarted : the nozzle jet impinges upon the diffuser side wall which crosses the nozzle axis but doesn't impinge on the opposite side.

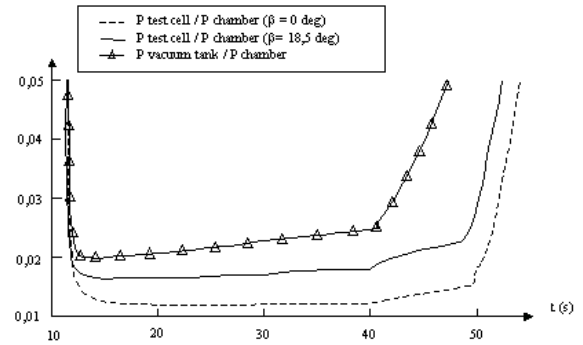


Figure 2

The effect of the nozzle exit to ramp section distance (L_{dp}) was evaluated by testing alternate configurations 2, 3 and 4 listed in table 2. The results of these tests were compared to the baseline results (figure 3). It should be noted, for $\beta = 18,5$ deg, that the test cell pressure stabilizes as L_{dp} decreases. The diffuser remains unstarted (the jet does not impinge upon the diffuser walls on the opposite side of the nozzle gimballing) and the test cell pressure increases slightly as L_{dp} decreases.

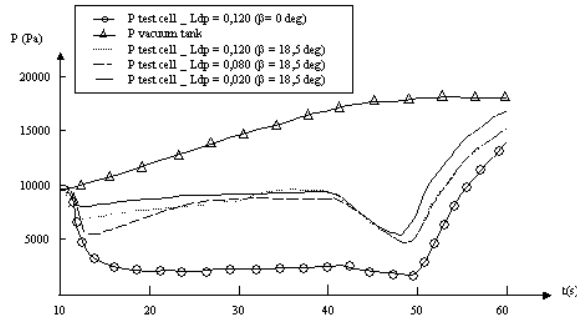


Figure 3

The effect of second ramp throat angle was examined by comparing the results from configurations 4 and 5. As the ramp angle is decreased there is a very slight decline in the cell pressure value but this value remains stable during the test. For both configurations, Pitot pressures and visualizations show that the diffuser remains started when the engine is gimbaled up to 15 deg. Beyond 15 deg the diffuser becomes unstated, the test cell pressure is unstable but keeps a low value.

3.3 Summary of results

1. A baseline and 4 alternate configurations were tested at the ONERA R1Ch test facility.
2. One configuration was found to give the best performance results when used with the specified nozzle.
3. The best diffuser tested suffered little performance loss with an angular misalignment between the nozzle and diffuser axes up to 15 deg. Beyond 15 deg the diffuser is unstated.

4. AERODYNAMIC COMPUTATIONS

A structured compressible Navier-Stokes solver, Fluent, was used as a design tool to predict the performances of the exhaust diffuser configuration selected. The computations completed the ONERA experimental program and were used to make sure that :

- the free engine jet impinges the diffuser walls ;
- there was no reverse flow in the test cell ;
- there was no separation flow in the nozzle divergent.

Computations were also made to evaluate local heat fluxes in order to design the diffuser cooling system. They were validated beforehand with available experimental data such that they can be applied without ambiguity.

4.1 Fluent flow solver

The fluent flow solver, used in this study, employs a fully conservative cell centered finite volume method applied to the hexahedral cells of the computational grid. Second order spatial discretization is based on Roe's flux difference splitting method. For time integration, a m-stage Runge-Kutta scheme is used. Implicit residual smoothing accelerates its convergence to steady state. The code supports the realizable k- ϵ model which satisfies mathematical constraints on the Reynolds stresses, consistent with the physics of turbulent flows. This model was intended to address the deficiencies of traditional models by adopting the following :

- a new eddy-viscosity formula involving a variable C_μ originally proposed by Reynolds ;
- a new model equation for dissipation based on the dynamic equation of the mean square vorticity fluctuation.

The structured grid (figure 4) was generated by the commercial Geomesh tool. Total conditions were set at the inflow boundaries while static pressure and temperature were specified at the upstream boundary of the diffuser exit.

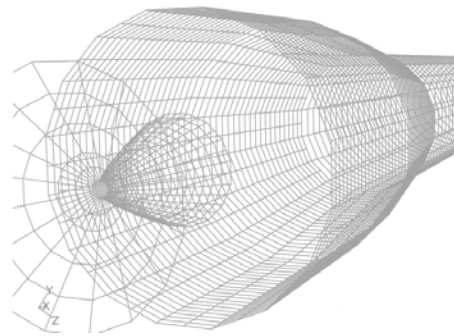


Figure 4

4.2 Computational results

Computations were made with the estimated test cell pressure value $P_{tc} = 10 \text{ mb}$ (§ 2.6.3).

For $\beta = 0 \text{ deg}$, the velocity vectors and the contours of Mach number (figure 5) show that the supersonic jet leaving the nozzle is underexpanded. The jet is therefore strongly expanded and reattaches to the wall diffuser. It can be seen that no local reverse flow occurs. Qualitatively, the computed variation of the static pressure along the walls confirms the diffuser starting conditions :

- low pressure at diffuser entrance ;
- peak pressure at impingement point ;
- recompression along the diffuser.

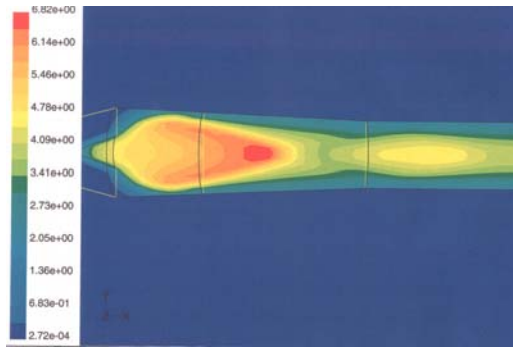


Figure 5

As β increases, the impingement point upon the diffuser side wall (which crosses the nozzle axis) moves upstream.

Between 0 and 15 deg, the free jet impinges the diffuser entrance walls (before the second throat) and then diffuses through a shock system to the available exhaust pressure. Therefore, the diffuser is started.

Between 15 and 18,5 deg the jet doesn't flow full the diffuser ; it doesn't impinge anymore upon the diffuser wall entrance which is on the opposite side of the nozzle axis. The velocity vectors (figure 6) show a local recirculation of the flow just before the second throat. These computational results confirm the ONERA experimental data : beyond 15 deg the diffuser becomes unstarted but there is no reverse flow in the test cell.

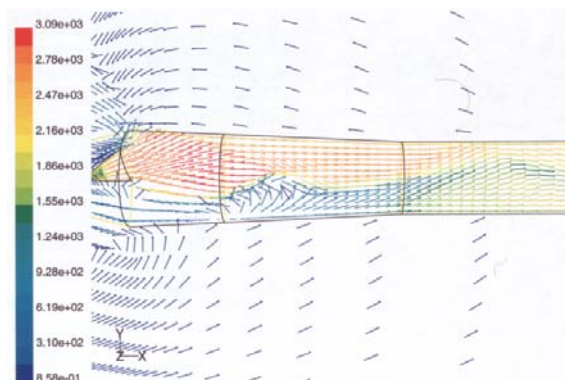


Figure 6

A thermal analysis of the engine was performed to determine heat flux and temperature profiles along the diffuser. The modes of heat transfer relevant to this engine included convection, conduction and radiation. Radiation from gases is dependent on gas composition which was assumed to be constant

throughout the diffuser. Radiation from particles was also considered. Particles in the gas were assumed to be solidified, have the gas velocity and temperature, and be homogenous in size.

The heat flux profile for the exhaust diffuser ($\beta = 0$ and 15 deg) show that the maximum heat flux is at the impingement point followed by a reduction just downstream. At the lowest value of heat flux in the diffuser entrance, convection is the dominant mode transfer. By proceeding down to the diffuser, we notice that the flux increases and the radiation becomes the dominant mode. Radiation becomes the dominant mode as the gases slow and the energy of the gas stream is recovered in the form of static pressure. Downstream of the second throat, the heat flux is essentially constant at a value close to the second throat exit heat flux.

The results of the thermal analysis indicate two major conclusions :

- the area of highest heat flux is at the impingement point ;
- a conventional forced flow cooling method will be sufficient to maintain the structural integrity of the diffuser.

5. CONCLUSION

An experimental program and aerodynamic computations have been conducted to design an exhaust diffuser which will be used to test a rocket engine under simulated altitude conditions. The diffuser is used to reduce the engine back pressure sufficiently to allow the supersonic nozzle to flow full at ground level. The 1/3,42 scale model of the tested geometry provided valuable information for the installation and operation of the full scale facility. The experimental program verified that the diffuser suffer little performance loss when the engine is gimbaled up to 15 degrees. Beyond 15 degrees the diffuser becomes unstarted but there is no reverse flow in the test cell. The aerodynamic computations confirmed the experimental results and indicated that a conventional forced flow cooling method will be sufficient to maintain the structural integrity of the diffuser.

REFERENCES

- [1] Analyse du fonctionnement de tubes éjecteurs par des moyens numériques. Rapport final ONERA n° 15/3604 AY. Décembre 1985.
- [2] R.C. German. Methods for determining the performance of ejector diffuser systems. Journal of spacecraft vol 3 n° 2 february 1966.
- [3] E. Zukoski. Secondary injection of gases into a supersonic flow. AIAA journal vol 2 n° 10 1964.

MESURES ULTRASONORES SUR PROPULSEUR A PROPERGOL SOLIDE

Maud PAWLOWSKI

DGA/CAEPE, BP n° 2 - 33165 Saint Médard en Jalles

Tel 05.56.70.60.85 – Fax 05.56.70.57.99 – email smjcaepe02@wanadoo.fr

RESUME

Depuis quelques années le CAEPE (Centre d'Achievement et d'Essais des Propulseurs et Engins) réalise des mesures par ultrasons sur les tirs au banc de propulseurs à propergol solide. Ces mesures simples à mettre en œuvre sur un spécimen complet ont permis d'accéder à des informations nouvelles qui intéressent le motoriste.

Fonctionnant sur un principe similaire à celui du radar ces mesures ont enfin permis de « visualiser » des phénomènes internes au cours du tir comme le comportement des protections thermiques internes ou la combustion du propergol.

Ces mesures permettent en particulier aux industriels concernés de recalibrer leurs codes de calcul prévisionnel afin d'optimiser l'architecture du propulseur par rapport aux objectifs de performance.

Mesures ultrasonores, pour voir quoi ?

Les tirs des propulseurs au banc permettent aux motoristes de vérifier le bon fonctionnement de leur moteur tant pour des performances restituées que pour s'assurer de la bonne tenue des matériaux le constituant.

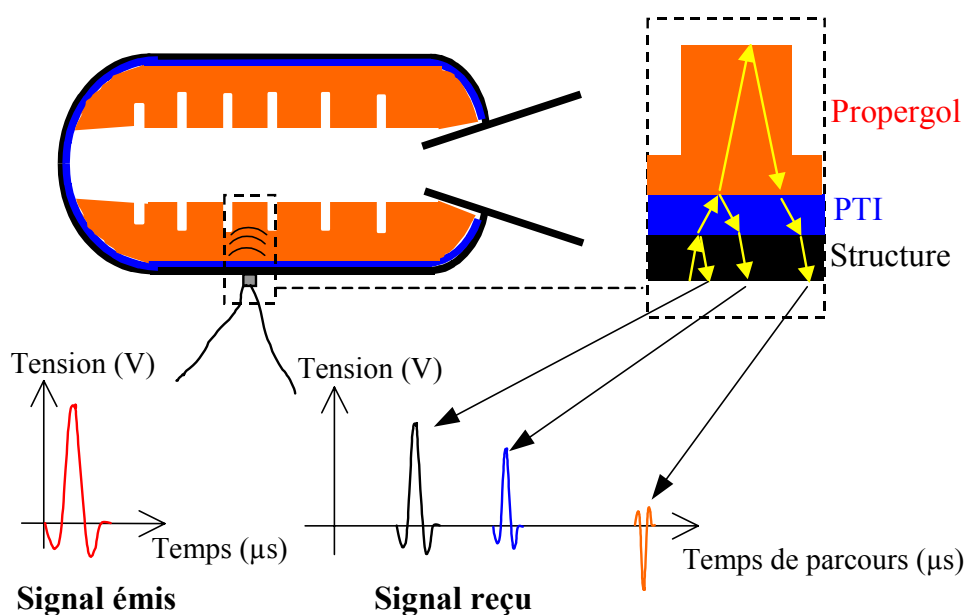
Depuis quelques années, avec la mise en œuvre de **mesures par ultrasons** ce « diagnostic » du propulseur a pu être affiné avec le suivi du comportement thermo-érosif de la protection thermique interne (PTI) et la mesure de la vitesse de combustion du propergol au cours du tir.

La mesure par ultrasons fonctionne suivant le **principe du sonar** : un signal ultrasonore est émis vers l'intérieur du propulseur et le signal retour, composé des multiples réflexions aux interfaces entre matériaux différents, est enregistré et interprété.

Le **dépouillement du signal** enregistré consiste à extraire le **temps de parcours** (en μs) nécessaire à l'onde sonore pour effectuer l'aller-retour entre deux interfaces consécutives (Structure/PTI et PTI-lieuur/propergol...).

Ce temps de parcours est évidemment lié à l'**épaisseur traversée** et à la **célérité** de l'onde dans le matériau considéré. Et la célérité dépend quant à elle de la **contrainte** et de l'**échauffement** que voit le matériau car ses caractéristiques physiques sont alors affectées.

L'évolution des temps de parcours dans chaque matériau donne donc des indications sur ces éléments qui intéressent le motoriste.



Principe de la mesure ultrasonore

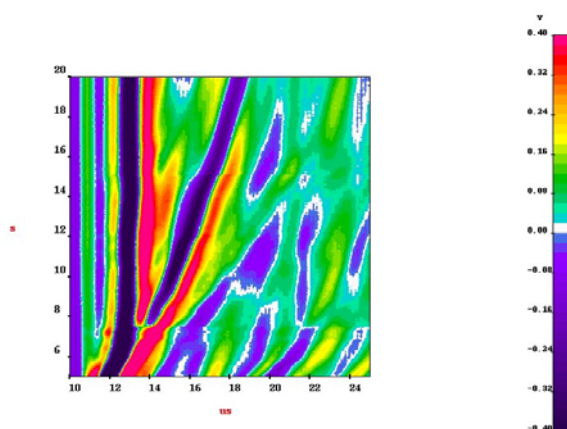
Comportement thermo-érosif de la PTI

Depuis 1989, la SNECMA cherche à développer un moyen de modélisation des dégradations de protections thermiques internes qui lui permettrait d'optimiser le dimensionnement des propulseurs.

Le comportement thermo-érosif des PTI étant trop complexe pour une approche théorique, les premiers travaux ont été l'étude des résidus de pyrolyse après tir et depuis la mise en œuvre des mesures ultrasonores la SNECMA interprète les résultats de mesures pour recalculer son code de calcul thermique.

En effet la mesure ultrasonore permet entre autres de suivre la **régression de la surface** (érosion) de la PTI et les **effets thermiques** liés à la quantité de chaleur entrant dans le matériau (évolution de la célérité des ondes avec la température).

Ainsi, pendant le processus de pyrolyse de la PTI apparaissent différentes couches de matériaux aux caractéristiques différentes selon que le matériau est en cours de cokéfaction ou encore sain. La visualisation en 3 dimensions du signal enregistré illustre cela par l'apparition d'un nouvel écho intermédiaire.



« Bifurcation » - Séparation de l'écho PTI/propergol en deux échos

La SNECMA recalcule son code de calcul de flux entrant dans la PTI afin de retrouver l'évolution du temps de parcours des ondes ultrasonores dans la PTI au cours du tir.

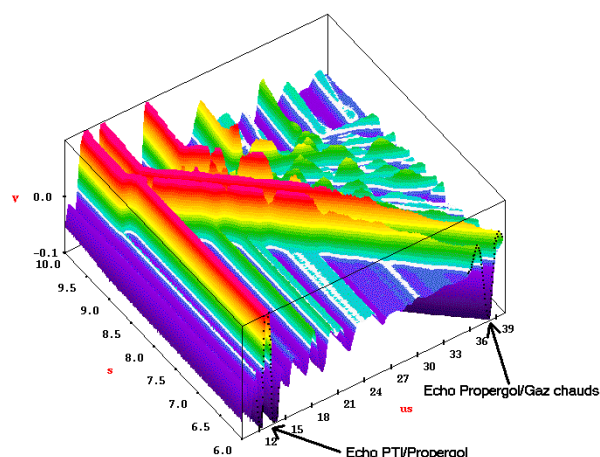
De même, les mesures ultrasonores permettent de suivre avec précision le comportement des peaux décollées.

Inversement le code de prédiction recalculé et l'interprétation des mesures réalisées permettent au motoriste d'optimiser le choix d'épaisseur et le

matériau de PTI pour la conception des nouveaux propulseurs.

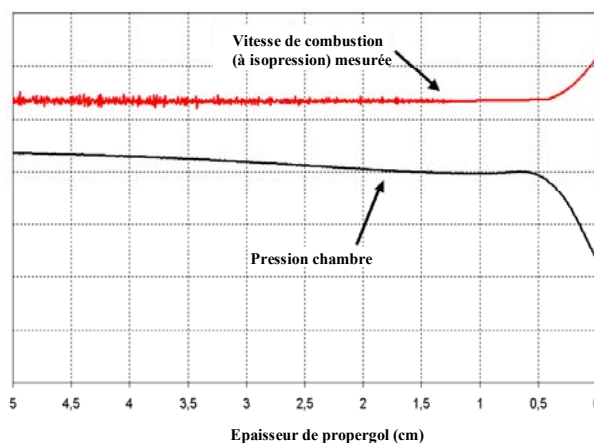
Combustion du propergol

Avec les capteurs actuels il est également possible de suivre le **front de combustion en virole** car le front de combustion arrive alors parallèlement à la surface du capteur ce qui permet de recevoir l'onde réfléchie à l'interface propergol/gaz de combustion.



Suivi de l'écho Propergol/gaz chauds en fin de tir

On enregistre donc l'évolution du temps de parcours dans le propergol, pendant quelques secondes avant le découvrement des PTI. On peut déduire de cette mesure l'instant de **découvrement des PTI** et la **vitesse de combustion** du propergol.



Evolution de la vitesse de combustion en fin de tir (survitesse)

En particulier, des phénomènes de **survitesse** lorsque le front de combustion arrive sur la PTI ont pu être mis en évidence et les codes de prédiction de

régression de la surface à brûler ont pu être recalés en fonction.

Cependant, avec la méthodologie actuelle ultrasonore cette mesure de temps de parcours n'est possible que sur une dizaine de centimètres de propergol. Un nouveau type de capteur est à l'étude, il permettra de suivre la surface de combustion pendant tout le tir sur des engins de gros diamètre. Il sera intéressant en particulier de connaître la déformation du chargement pendant les tous premiers instants du tir.

CONCLUSION

Les mesures ultrasonores sur des tirs au banc de propulseurs à propergol solide donnent des résultats tout à fait encourageants en permettant simplement l'accès à des informations sur le comportement interne des engins testés.

Ces éléments ont permis à la SNPE et à la SNECMA de mieux appréhender les phénomènes internes et de les prendre en compte dans leurs codes prédictifs.

Le travail du CAEPE, ces dernières années, a essentiellement porté sur la réalisation d'un moyen d'acquisition « de terrain » pour permettre le grand nombre de mesures ultrasonores qu'on réalise aujourd'hui sur les tirs d'engins balistiques.

Il a également fallu faire évoluer les méthodes de dépouillement et simplifier de manière générale la mise en œuvre de cette mesure.

On s'applique enfin à élargir le champ d'application de la méthode avec par exemple l'application à d'autres engins ou le suivi « hors tir » du vieillissement des propulseurs pendant plusieurs années.

MESURE DE COURANTS HF D'ÉCOULEMENT AU CHÂSSIS D'UN VÉHICULE, EN VUE DE L'IDENTIFICATION D'UNE INSTALLATION EMBARQUÉE.

P. Levron *, C. Pasquier **, J.L. Cocquerelle **

* SCHEIBER S.A.
85120 St pierre du Chemin
Plevron@ireste.fr

** Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes
LEPCEM (LR2EP-GE44-EPUN)
Rue Christian Pauc , B.P 50609
44306 Nantes cedex 3

RESUME

L'objectif à terme des travaux incluant l'étude présentée est de caractériser une installation embarquée (véhicule-câblage-convertisseur-charge), par la recherche de l'impédance équivalente de la structure métallique du véhicule et des puissances apparentes harmoniques perturbatrices. En effet, à partir de la batterie de bord du véhicule, il est fréquent d'alimenter un nombre élevé d'appareils électriques et électroniques, dont certains convertisseurs de puissance spécifiques, par exemple, un onduleur pour disposer à bord du « 230V-50Hz », ce qui est à l'origine de perturbations conduites RF. Dans la plupart des cas, l'alimentation en continu de l'onduleur se fait par un faisceau de câbles incluant le « plus » et le « moins », disposés sur le châssis qui est alors relié au pôle négatif de la batterie, mais pas à celui de l'onduleur. Des courants HF vont circuler néanmoins dans le châssis car la batterie présentera, du fait de son impédance interne complexe, une tension à ses bornes incluant bien sûr le continu, mais également des tensions harmoniques résultant de l'appel des courants HF du convertisseur. La circulation de ces courants résulte du couplage entre le châssis d'une part, et les câbles, le convertisseur et sa charge d'autre part.

INTRODUCTION

La présence de convertisseurs embarqués dans les véhicules est à l'origine de perturbations supplémentaires, comme la présence dans le châssis de courant HF.

Les auteurs proposent une démarche de caractérisation de l'ensemble du dispositif, basé sur la mesure.

1 INSTALLATION

Le schéma de l'installation (batterie , bus DC, convertisseur, charge) est représenté sur la figure 1. Ce schéma est une vue simplifiée d'une installation réelle, pour un véhicule équipé d'un seul convertisseur de puissance additionnel, destiné à un usage spécifique.

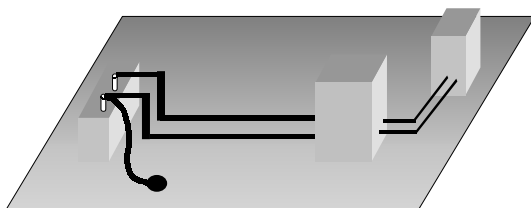


Figure 1, Schéma de l'installation

- B est la batterie disposée sur le châssis, lequel est en réalité en 3D ;
- Le bus DC est plaqué sur le châssis, il s'agit en réalité d'un faisceau non rectiligne ;
- C est le convertisseur DC-AC disposé directement sur le châssis ou par l'intermédiaire de cales isolantes plus ou moins épaisses ;
- R est le récepteur alternatif disposé sur le châssis ou à contrario éloigné de celui-ci.
- T est la liaison entre le «moins» batterie et le châssis.

2 TYPES DE PERTURBATIONS RENCONTREES

2.1 Généralités

Dans les installations électriques, comprenant un ou convertisseur de puissance à découpage, on rencontre trois familles de perturbations conduites :

- Les perturbations BF (fréquences industrielles) ;

- Les perturbations HF, supposées comprises entre la fréquence de découpage et environ 100 fois cette fréquence;
- D'autres perturbations RF essentiellement dues aux oscillations de commutation des semi-conducteurs, qui se situent beaucoup plus haut dans le spectre que les précédentes.

2-2 Applications à notre étude

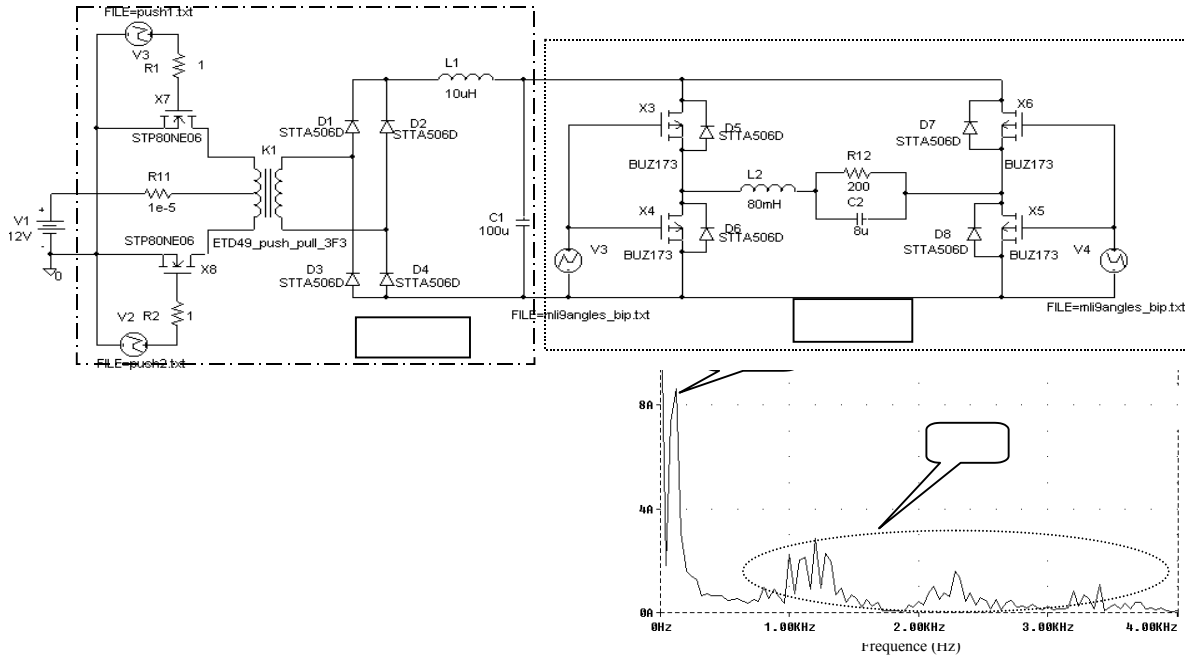


Figure 2, schéma étudié

Le schéma illustrant les différentes familles de perturbations conduites dans le convertisseur DC-AC étudié est donné figure 2.

Le convertisseur est composé de :

- Un étage DC-DC de type push-pull, à fréquence de découpage 50kHz.
- Un étage DC-AC à M.L.I. calculée.
- Un filtre (L2,C2), mis en place pour fournir à la charge (R12) une tension quasi sinusoïdale 230V_{eff} et de fréquence 50Hz.

la figure 3, montre l'allure temporelle (sur une période de fonctionnement de l'étage DC-AC) du courant absorbé sur la batterie.

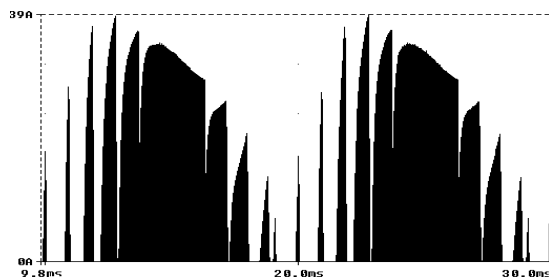


Figure 3, allure temporelle du courant absorbé sur la batterie par le convertisseur.

On peut observer sur cette figure, les appels de courant cadencés (toutes les 10ms) correspondant

à la fréquence de sortie, et le découpage M.L.I.. L'étage DC-DC (push-pull) étant un convertisseur « direct » (pas d'élément de stockage de l'énergie), conserve la puissance instantanée, et de ce fait, on retrouve en entrée la modulation effectuée en sortie.

$$p_{\text{entrée}}(t) = p_{\text{sortie}}(t) \forall t \quad (1)$$

Les figures 4, 5 et 6, représentent le spectre du courant délivré par la batterie. On peut distinguer clairement les deux premières familles de perturbations (BF et HF de découpage).

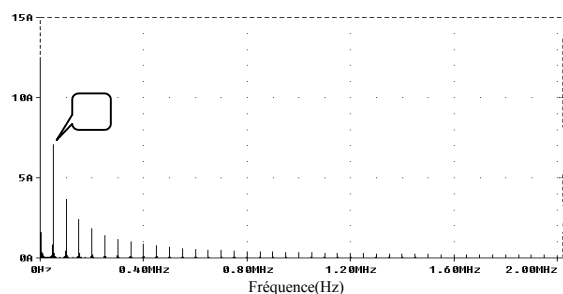


Figure 4, Spectre BF du courant batterie.

Observation et commentaires :

- La composante à 100Hz, fig.4 correspond au « mode redresseur » de l'étage DC-AC. ;

- Un groupe de perturbations de fréquences comprises entre 1kHz et 4kHz, est dû au découpage M.L.I.

L'essentiel des perturbations BF est donc dû à l'étage DC-AC, de plus, l'examen des fréquences entre 4kHz et F_d (fréquence de découpage du DC-DC) permet de vérifier que les amplitudes correspondantes sont faibles. Elles ne seront pas prises en compte ultérieurement.

Figure 5, spectre « HF de découpage » du courant batterie

On observe sur la figure 5, que les perturbations d'amplitude significative de fréquences multiples de F_d ne dépassent pas approximativement 2MHz, soit 50 fois F_d . Nous proposons de limiter l'excursion de fréquence à cette valeur.

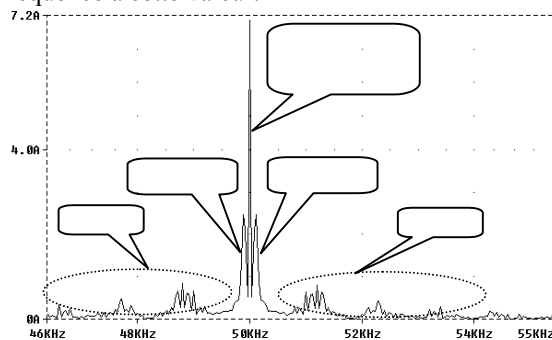


Figure 6, spectre du courant batterie centré sur la fréquence de découpage

La figure 6, montre la présence autour, de la fréquence de découpage F_d , du spectre « BF » de la figure 4. Ce spectre BF observable autour de la fréquence F_d le sera également autour des fréquences multiples de F_d .

2.3 Perturbations RF

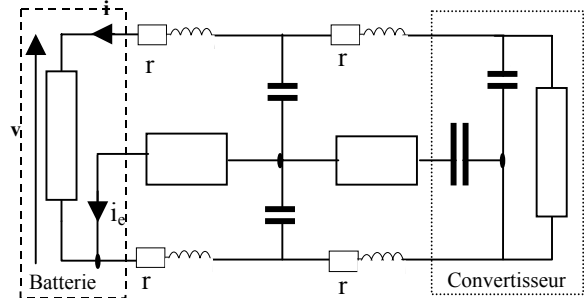
Ils s'agit des émissions RF générées par les commutations imparfaites des semi-conducteurs des deux étages de puissance (oscillations HF de commutation). Rappelons que ces imperfections sont principalement causées par la présence d'éléments parasites tels que les inductances de connexions entre composants et les capacités parasites des éléments bobinés (selfs et transformateurs). Leur prise en compte dans la simulation globale est très difficile. Nous avons donc opté pour une campagne de mesures.

Ces perturbations que l'on retrouve dans le courant de la batterie et le courant d'écoulement au châssis, sont d'allure proche de la sinusoïde. Ces perturbations, vont générer un spectre d'étendue limitée compris entre quelques MHz et quelques dizaine de MHz.

3 SCHEMA EQUIVALENT

La simulation précédente nous renseigne complètement sur les deux familles de perturbations, nous nous bornerons donc à proposer pour compléter l'étude un modèle simple pour les perturbations RF qui vont circuler dans le châssis du véhicule.

Au regard des courants HF générés par les oscillations de commutation des semi-conducteurs de l'étage DC-DC et de l'onduleur, le modèle RF de



l'installation se réduit ainsi aux résistances, capacités, inductances constituant celui-ci (fig.7).

Figure 7, modèle RF de l'installation.

- v est la tension aux bornes de la batterie ;
- i_e est le courant d'écoulement dans le châssis ;
- i est le courant perturbateur généré par les commutations de l'étage DC-DC ;
- z' et z'' correspondent à l'impédance équivalente du châssis supposée divisée en 2 parties ;
- M est un point situé à mi-parcours du faisceau électrique ;
- l est le symbole des inductances de ligne ;
- C^+ symbolise le couplage capacitif entre le bus positif et le châssis ;
- C^- symbolise le couplage capacitif entre le bus négatif et le châssis ;
- r symbolise les résistances de ligne ;
- C_i est la capacité «carte électronique à coffret métallique» du convertisseur DC-AC (capacité intérieure) ;
- C_e est la capacité entre le coffret du convertisseur DC-AC et le châssis (capacité extérieure) ;
- N est le potentiel du coffret métallique du convertisseur ;
- « Z source » représente l'impédance interne de la batterie ;
- « Z entrée » représente l'impédance interne du convertisseur DC-AC.

Le schéma ainsi proposé, peut être composé en deux :

- Un système observable en mode différentiel composé de la batterie (Z_{source}), des câbles (r, l)

et du convertisseur ainsi que de sa charge ($Z_{\text{entrée}}$).

- Un deuxième système observable en mode commun, composé du châssis (Z' , Z'') et des capacités parasites de l'installation (C^+ , C^- , C_e , C_i).

Ces deux « sous schémas » ne sont évidemment pas électriquement indépendants et la détermination des éléments du modèle est complexe.

4 MESURE

Les auteurs proposent, de mesurer le courant HF i_e , circulant entre le moins de la batterie et le châssis, ainsi que la composante alternative de la tension v présente aux bornes de la batterie. Ces deux mesures sont effectuées avec du matériel standard tel qu'un oscilloscope numérique, avec exportation des données vers un ordinateur équipé d'un logiciel scientifique, par exemple MATLAB® (figure 8). Ce choix nous permettra ultérieurement d'effectuer facilement et avec des moyens limités des campagnes de mesures in-situ (directement sur véhicule).

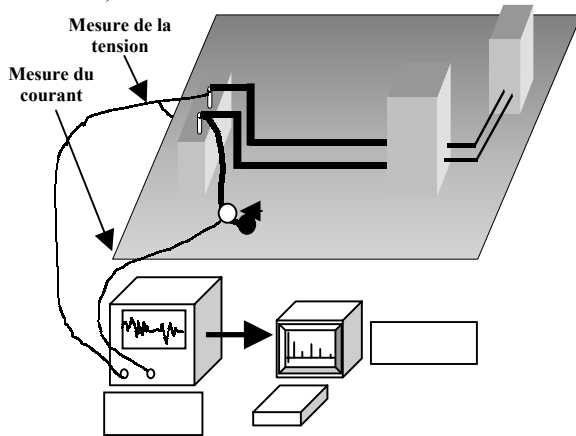


Figure 8, dispositif de mesure

4.1 Dispositifs et précautions

Pour effectuer les relevés, il convient de prendre un minimum de précautions, à savoir.

- Effectuer les essais dans un environnement « électromagnétiquement » peu pollué.

- Prendre toutes les précautions de câblage qui s'imposent, quant il s'agit de signaux HF (câbles blindés, liaisons courtes etc..).
- Utiliser des sondes adaptées en termes d'impédance d'entrée et de bande passante.
- Effectuer un grand nombre d'acquisitions (avec synchronisation sur la composante HF) qu'il convient de moyenner. Ceci de manière à éliminer les contributions aléatoires, ou BF, des signaux (découpage irrégulier dû à la M.L.I, et non synchronisation du convertisseur DC-DC avec le 50Hz de sortie).

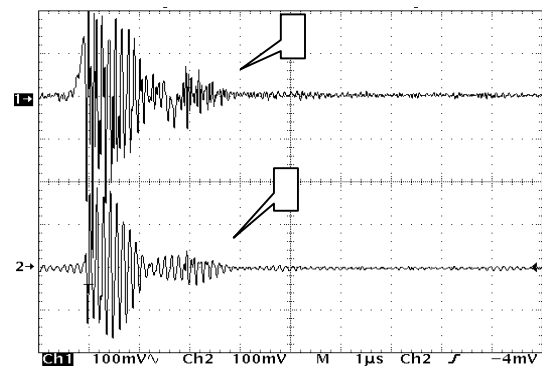
De cette manière, seule la troisième « famille de fréquences » est essentiellement présente.

4.2 Relevées

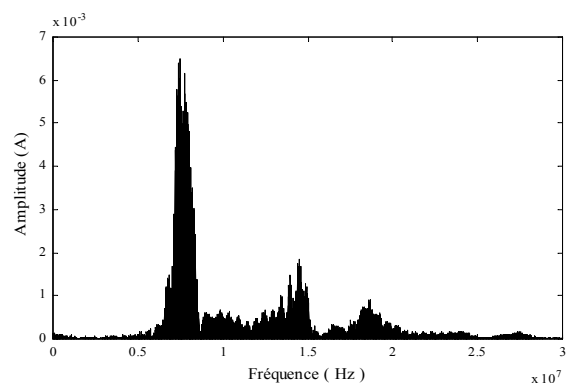
Ils concernent les grandeurs i_e et v précédentes, pour différentes dispositions du convertisseur, repérés par les « codes a, b, c » à savoir :

- Convertisseur fixé au châssis par l'intermédiaire de cales isolantes suffisamment hautes pour réduire fortement le couplage capacitif (C_e).
- Convertisseur disposé sur le châssis mais en intercalant une feuille de matériaux isolant (C_e plus élevée).
- Convertisseur dont le coffret (métallique) est en contact direct avec le châssis (C_e supposée infinie).

4.2.a Relevés « convertisseurs sur cales » et spectres associés.

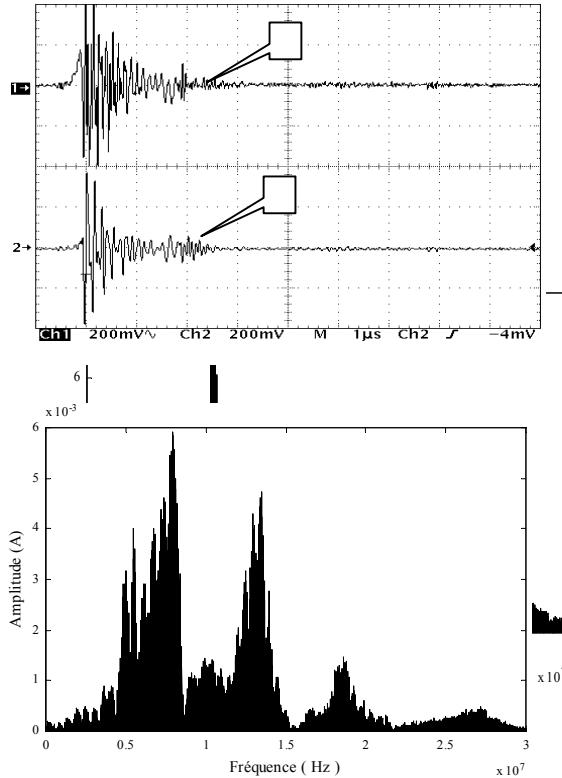


Allure temporelle du courant d'écoulement i_e et de la tension v



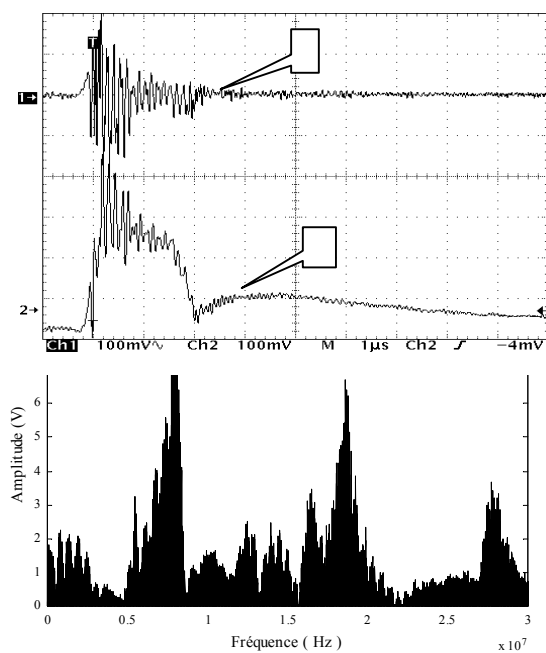
Représentation fréquentielle du courant d'écoulement i_e
 Représentation fréquentielle de la tension perturbatrice v

4.2.b Relevés « convertisseurs sur feuille isolante » et spectres associés.



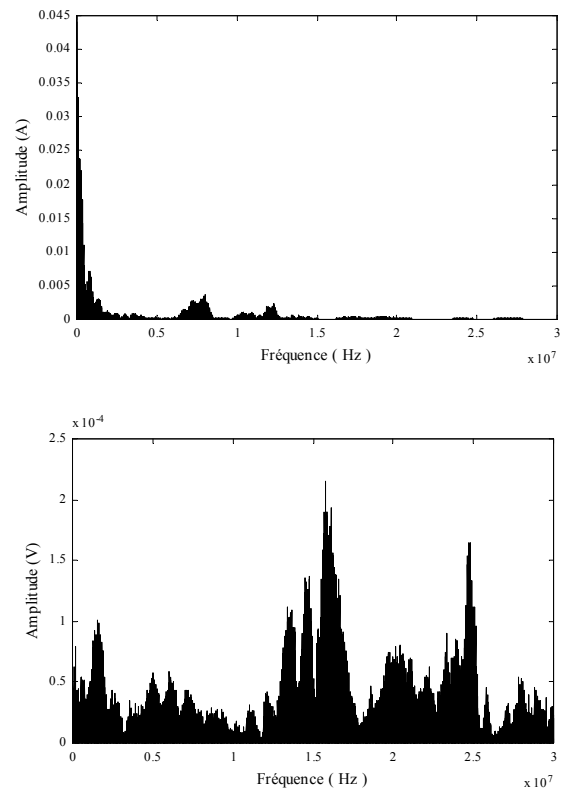
Allure temporelle du courant d'écoulement i_e et de la tension v
 Représentation fréquentielle du courant d'écoulement i_e
 Représentation fréquentielle de la tension v

4.2.c Relevés « convertisseurs en contact direct sur le châssis » et spectres associés.



Allure temporelle du courant d'écoulement i_e et de la tension v

Représentation fréquentielle du courant d'écoulement i_e
 Représentation fréquentielle de la tension v



Commentaires :

- A l'examen des spectres des essais a et b, on observe que l'augmentation du couplage « convertisseur-châssis » (augmentation de C_e) entraîne (ce qui est logique), une augmentation correspondante des amplitudes.
- Toutefois, le couplage reste insuffisant pour faire apparaître de manière visible les contributions BF.
- A l'examen des spectres de l'essai c, il apparaît, compte tenu que le couplage est maximal ($C_e \rightarrow \infty$), que les courants autres que ceux qui sont liés aux oscillations de commutation apparaissent également dans le spectre. Les ondes temporelles en témoignent aussi.

Nous allons maintenant proposer une démarche de caractérisation du système global sur la base des essais réalisés.

5 CARACTERISATION

5.1 Avant propos

Comme annoncé, nous proposons de caractériser le système : « batterie-câblage-convertisseur-charge-châssis » pour une configuration donnée.

l'information ainsi élaborée sera en quelque sorte un signe particulier de la « carte d'identité » du système.

Deux objectifs :

- Identifier le parcours d'écoulement du courant i_e sous forme d'une impédance de « mode commun ».
- Trouver un critère d'évaluation du niveau de perturbations RF générées par le dispositif dans le châssis.

L'impédance de mode commun dont il est question est particulière car si le courant d'écoulement est localisé, il n'y a pas de tension directement correspondante, s'agissant de l'effet global des différents contributeurs par couplage réparti. Nous proposons donc de définir cette impédance Z_p par le rapport suivant.

$$Z_p = \frac{v}{i_e} \quad (2)$$

- v étant la composante alternative de la tension batterie.
- i_e étant le courant d'écoulement au châssis.

Il va sans dire que v , qui est créé par le courant HF dans l'impédance interne de la batterie est liée globalement à l'action indirecte par couplage des différents contributeurs.

L'impédance Z_p sera vue dans le domaine fréquentiel sous forme d'un module défini par rang (h) par le rapport :

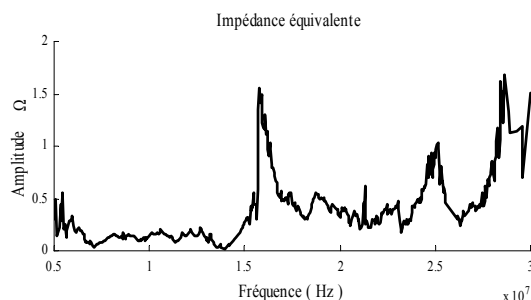
$$|Z_p(h)| = \frac{|v(h)|}{|i_e(h)|} \quad (3)$$

Nous proposons d'autre part pour le critère d'évaluation du taux de perturbation, une représentation fréquentielle de la puissance apparente comme étant le produit par rang des harmoniques respectivement de v et i_e .

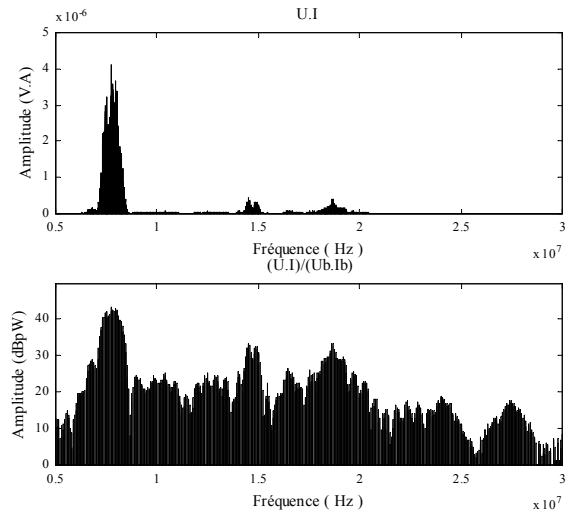
Une variante à la présentation de ce critère consiste à le rendre sans dimension en le divisant par la puissance en continu délivrée par la batterie et l'exprimer en dB_{pW}, ce qui correspond aux unités usuelles en C.E.M. (cf. NF EN 55014).

5.2. Résultats

5.2.a Essais avec convertisseur sur cale.

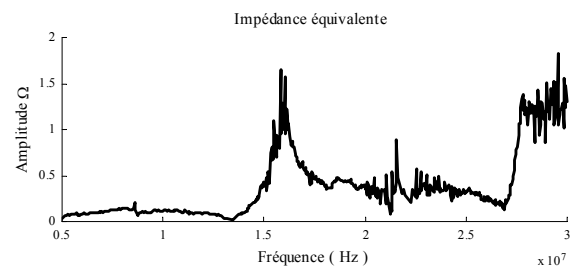


Représentation fréquentielle du module de l'impédance Z_p

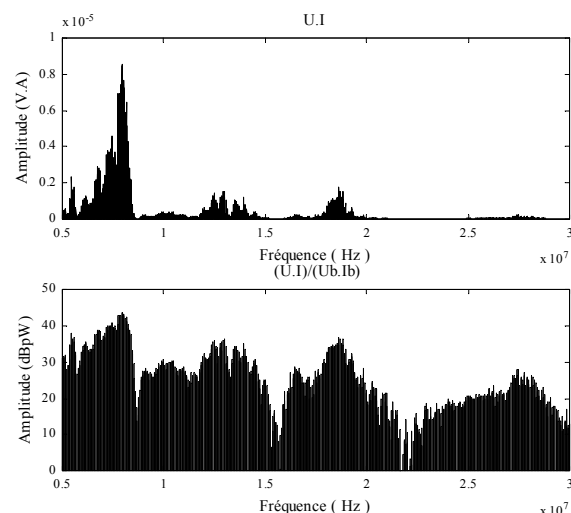


Représentation des puissances apparentes harmoniques

5.2.b Essais avec convertisseur sur feuille isolante.

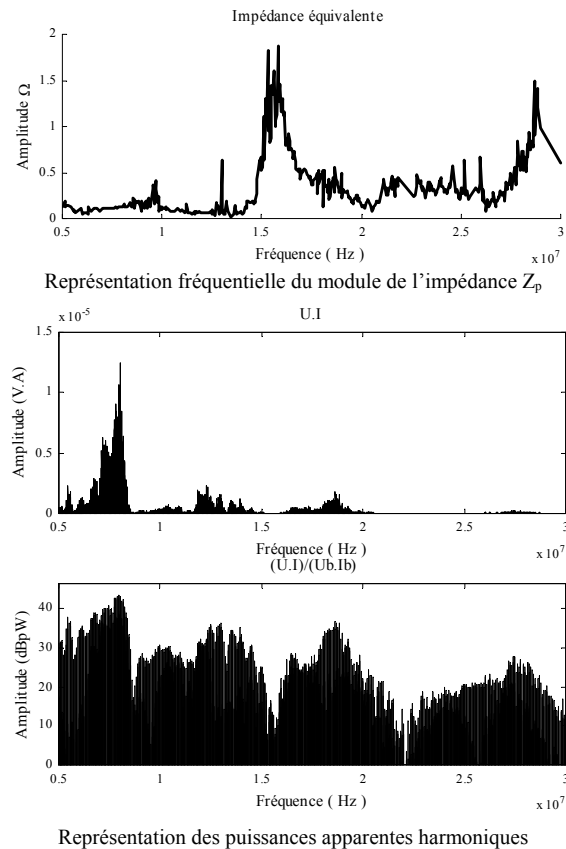


Représentation fréquentielle du module de l'impédance Z_p



Représentation des puissances apparentes harmoniques

5.2.c Essais avec convertisseur en contact direct avec le châssis.



5.3 Commentaires

Les différents essais montrent que :

- L'impédance fréquentielle observée sur la plage (5MHz⇒30MHz) dépend essentiellement du modèle global et subit peu d'influence de la part du niveau de perturbations, ce qui s'explique par son expression résultant du rapport de deux grandeurs dont les amplitudes évoluent dans le même sens. Cette impédance caractérise donc bien le système.
- Les puissances apparentes harmoniques augmentent d'amplitude avec C_e , la différence observée étant moins forte entre les essais a et b, ce qui s'explique par le fait que la valeur de C_e est déjà très élevée dans le cas b et le couplage est alors « quasi-direct » au regard des courants HF.
- Les figures des paragraphes 4.2.b 4.2.c montrent que, le convertisseur étant directement au châssis, les courants de plus basses fréquence s'écoulent également et contribuent à l'augmentation du courant i_e (onde temporelle) et à l'apparition d'harmoniques correspondants.

CONCLUSION

L'étude des courants HF dans le châssis d'un véhicule est très difficile, et les mesures délicates.

Dans cette article les auteurs, ont proposé une démarche originale expérimentale simple, accompagné d'un traitement de signal classique autorisant la définition de nouveaux critères de caractérisation d'un ensemble « châssis-convertisseur embarqué ».

Les notions ainsi introduites d' « impédance équivalente harmonique » et de « puissance apparente harmonique » exprimée en dB_{pW} , constituent une proposition dont on peut espérer quelle intéressera les spécialistes en C.E.M., sensibles à la présence de courants HF perturbateurs dans le châssis d'un véhicule.

Bibliographie

- [1] P. Levron, C. Pasquier, P. Lambert, J.L. Cocquerelle, « Aspect de la pollution des réseaux en continu des navires de plaisance par les convertisseurs de puissance. Choix de la structure la moins polluante. », Troisième Symposium International sur le Navire tout électrique civil ou militaire, AES 2000 (All Electric ship), Paris, 26 et 27 octobre 2000.
- [2] J.L. Cocquerelle, « CEM et électronique de puissance », Ed Technip, Collection Sciences et Technologies, Paris, 1999. ISBN 2-7108-0764-5 ISSN 1243-0226
- [3] P. Levron, C. Pasquier, G. Perpera, J.L. Cocquerelle, « EMI-RFI Mains Filters Modelling and Simulation in order to estimate the probability of trouble due to the realistic impedances of mains and load. », 6th International Conférences ELECTRIMACS 99, 14 - 16 Sep. 99, Vol. 3, pp. III-189 - III-193.
- [4] P. Levron, C. Pasquier, J.L. Cocquerelle, « Difficultés de mesures d'émissions conduites selon la CISPR 25. », IVème Congrès sur La Compatibilité Electromagnétique CEM Expo 99, Paris 13 et 14 Oct. 1999.
- [5] CISPR 25 « Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des perturbations radioélectriques pour la protection des récepteurs utilisés à bord des véhicules ». première édition 1995.

CENTRALIZED TECHNICAL DATA BASE MANAGEMENT

J-L. MARCÉ, J. MERLET, P-E. DUPUIS

INTESPACE, 18 Avenue E. Belin – BP 4356 – 31029 Toulouse Cedex 4 – France

jlmarge@intespace.fr – jmerlet@intespace.fr – pedupuis@intespace.fr

ABSTRACT

With the aim of optimizing and making more reliable the production, quality process have overspread all parts of industry. Standards are now a guarantee which more and more customers are demanding and become a necessity in our modern world.

The main principle on which is based each quality process is the traceability. If a problem appear a posteriori, it is necessary to dispose of all the data in order to be able to identify the cause.

Applying this principle to its activity, INTESPACE is now equipped with powerfull means which allow it, for the totality of its mechanical tests, to store entirely the test facility configuration, including the acquisition chain and, in a general way, all the associated documentation.

Centralized on a HP server through a high flow network, data are stored on a juke box which is managed by DynaWorks® software. A 300 Go memory space is allocated to the operators and customers, which authorizes the management of test data over two years directly on line. The most old data are archived on disks which can be recalled instantaneously in an automatic way.

The redundancy of all the links of this chain ensures a very high reliability of the system.

1. INTRODUCTION

INTESPACE is one of European biggest Test Space Center. Since thirty years, it has performed thousands of tests on hundred of space structures from the little antenna of 1 centimeter and hundred grams to the complete satellite of ten meters and several tons.

A great amount of data is issued from all these tests and the major problem of these last years was to manage it. For this purpose INTESPACE has developped a dedicated Data Base Management System called DynaWorks®, which is now used

by the major test centers in Europe and even in the world.

In the aim of improving the traceability of its tests, which means its quality insurance but also its competitiveness, INTESPACE is now developping in DynaWorks® dedicated tools in order to store additionnal data related to the test facilities and test configurations for mechanical testing as a first step for the future. This paper recall first what is a mechanical test and what information needs to be stored at each step of a test campaign. In a second part, the hardware installed for having the most optimized organization is detailed.

2. MECHANICAL TESTING AT INTESPACE

Six vibration installations from 27 kN to 300 kN are at customer's disposal at INTESPACE, grouped in two different buildings one for satellite level (PASCAL building) and the other for subsystems (FOURIER building). To these facilities must be added a 1100 meters cube acoustic reverberant chamber and two shock machines.

In order to acquire the corresponding data, two data acquisition systems are available based on UNIX workstations : 256 channels at satellite level and 128 channels for subsystems.

In addition, four Spectral Dynamics 2550 (UNIX workstation) are used to control the six shakers.

A standard test campaign is usually divided in three main parts which are : preparation, test and post-test. Included in the preparation, but perhaps performed a long time before the test, is the calibration of the sensors which is performed at INTESPACE by the quality insurance department.

The test campaign is performed by the mechanical testing department which is in charge with the management of the different sensors and associated wires, the instrumentation of the specimen to be tested, the blank tests to validate the specifications, the test facility configuration, the link with the customer (daily meetings, ...), the

different runs, the eventual incident reports, the sensors removing at the end of the test and the test report.

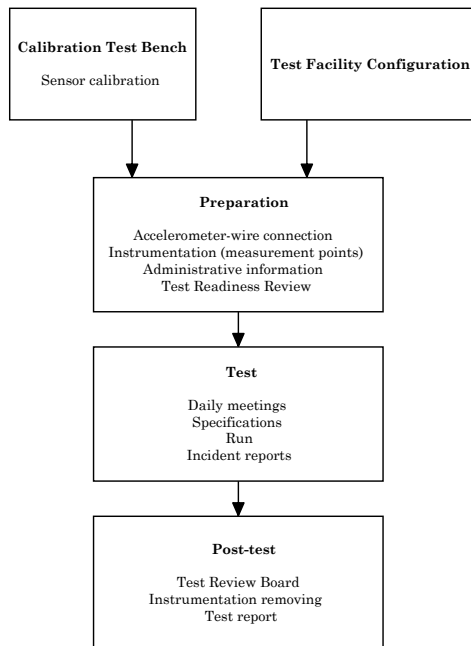


Fig. 1 - Mechanical test campaign organization

3. A CENTRALIZED TECHNICAL DATA BASE MANAGEMENT

The purpose is now, for INTESPACE, to improve the traceability of its tests which has for main consequences :

- to be able to recover all information related to current test but also to past tests in order to know exactly what was done,
- to increase the knowledge of the current test configuration with its advantages and limitations,
- to take into advantage of the knowledge due to the past test campaigns,
- to optimize the use of the test facilities in term of schedule and maintenance,

The solution selected is based on a centralized server HP 9000 K secured by a second one a bit less powerfull HP 9000 D and a high flow net. These servers are connected to a juke-box of optical disk HP SunStore Optical 320 ex. To the net are connected in addition with the two servers :

- 2 Data Acquisition Systems (UNIX workstation),

All these different phases and the corresponding organization are summarized in figure 1.

- 4 Spectral Dynamics 2550 for shaker control (UNIX workstation),
- 10 X Terminals at customer's disposal for data post-processing,
- 2 HP Kayak for data post-processing and test reports (PC workstation),

All these different hardwares and the corresponding softwares are summarized in figure 2. The great advantage of this solution is to have a unique place (the HP server) and a unique software (DynaWorks®) to store all the data but a lot of places to pre- or post-process it, in UNIX world or PC world as DynaWorks® is running on both indiscriminately.

DynaWorks®, on the HP 9000 K, manages a HP juke box which includes 64 disks with 5 Mo each resulting in a total capacity of 320 Go memory directly on line. The data is transferred to optical disk manually by defining a strategy allowing data to be sent during low system work load period. Waveform data is compressed at a rate of 3 to 10 when written to disk. Retrieval time for a curve on optical disk is less than 10 seconds but instantaneous if the disk is already in a drive.

When a disk is full, it is replaced by a new one and archived. But the disk number is known by DynaWorks® and could be recalled if necessary. This organization allows to store the test campaigns performed during the two past years with all their associated data.

A great advantage of DynaWorks® is that each data could have different levels of confidentiality so that only data of interest is available for the customer. For example, all response curves can be read directly but the accelerometer reference, cable number, ... is available only for the operator so that the customer is not face to a huge amount of data which is perhaps not necessary in major cases.

Concerning safety, the HP server 9000 D is a mirror server. In case of crash on the HP 9000 K, the system is immediately transfer on the D. The net dedicated to mechanical testing, is doubled by the general company net and a crash on it has then about no effect on the global process.

Fig. 2 - Mechanical testing network

A test campaign begins first by the calibration of the sensors which is performed on a dedicated calibration bench. The data associated to each sensor is then updated after the calibration directly on the DynaWorks® data base. The dedicated classes related to calibration (such as sensitivity, conductivity, calibration date, next calibration date, ...) can be only modified by the operator who performs the calibration. For the other technicians, these classes are “read only”.

The next step is the instrumentation of the specimen where the accelerometers, for example, are grouped by one, two or three, depending on the need of a mono-, bi- or tri-axis measurement, and connected to their wires. Each measurement point must then be associated in DynaWorks® with an accelerometer and his wire per axis and a channel of the data acquisition system.

When the calibration date of a sensor is over or when a sensor is affected to another project it cannot be associated with a current test.

During the preparation of a run, the conditioners are automatically programmed using the sensitivity of each sensors. This data is available through the link between the channel, the accelerometer reference and his sensitivity.

The same principle can be applied for microphones, force cells and all sensors in general resulting in a very efficient way to perform mechanical tests.

At the end of test, data is transfered from the data acquisition system to the database. This action is under control of INTESPACE operator who authorizes the delivery of the test results to the customer by setting a proper level of confidentiality.

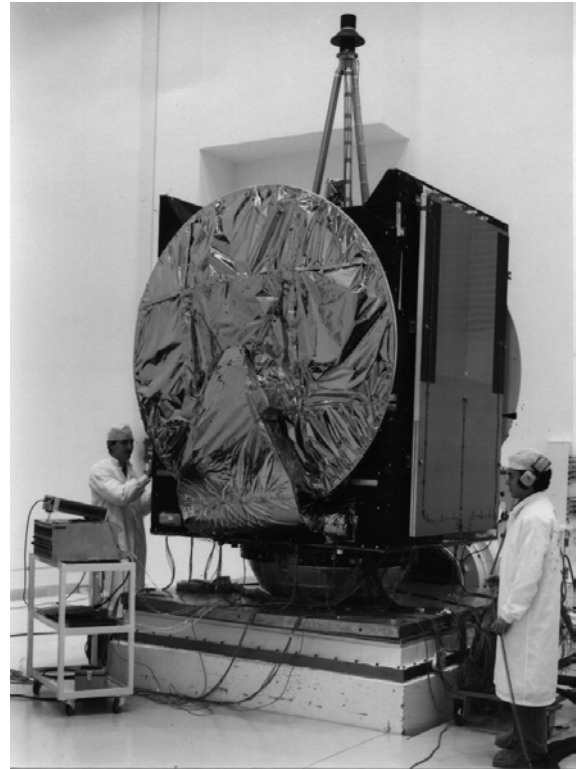


Fig. 3 - ITALSAT during mechanical testing at INTESPACE

The analysis functions included in the software allows to apply the various types of post-processing required by the customer in a standard way. He has then the ability to uses the different available toolboxes (standard or dedicated) to compare test results to his own prediction.

A MSC/NASTRAN interface allows to feed the data base with predictive results and a dedicated module allows the customer to animate the geometry with test results or to compute notching level in sine tests.

From the INTESPACE operator, several functions exist to make easy test report edition such as caption editor or curves automatic printing using a dedicated format for each run or each kind of run (sine, random, acoustics, ...). The test report can be save in the database.

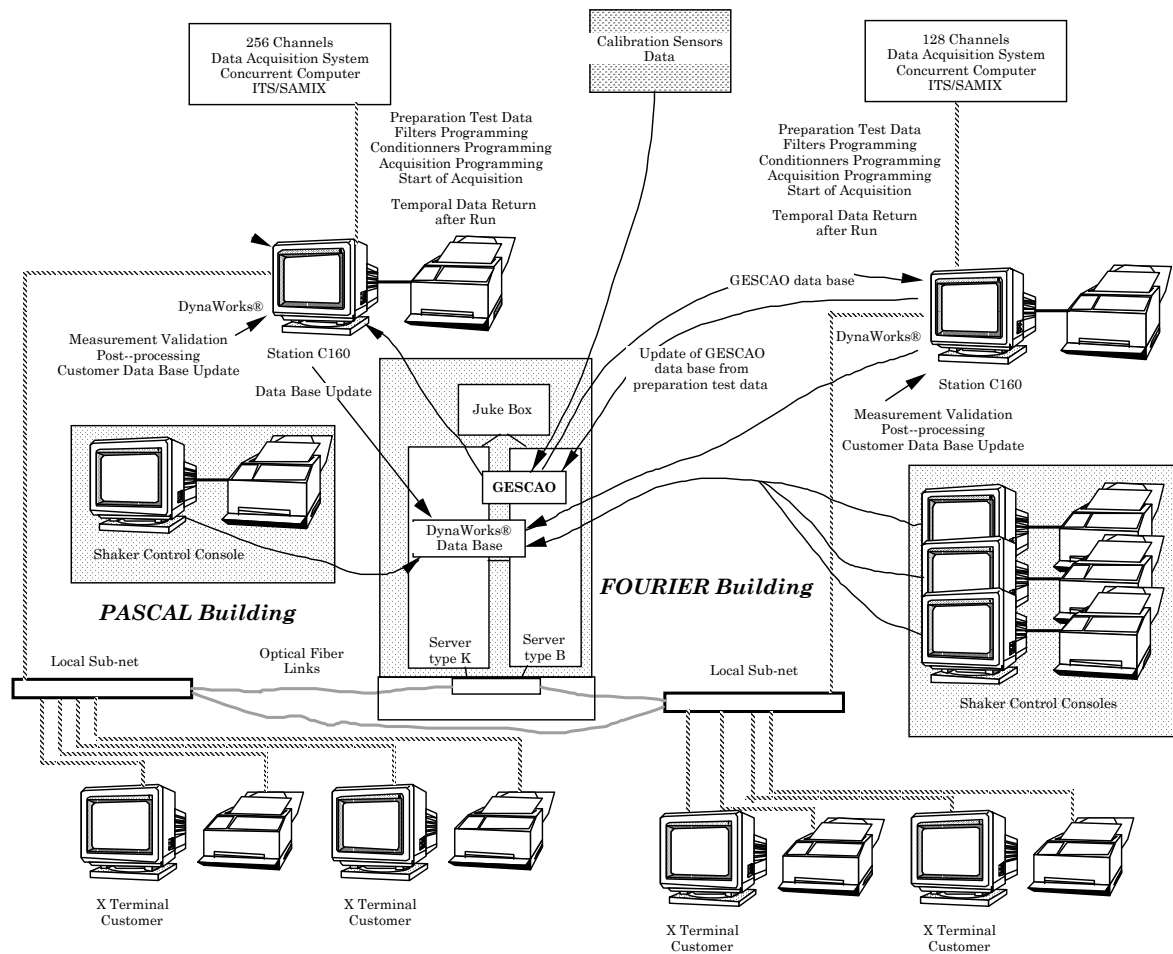
CONCLUSION

INTESPACE is developping some dedicated tools in DynaWorks® in order to install a Centralized Technical Data Base Management System in the company. As a first step, the mechanical testing department is now using this new tool which will allow to increase the traceability of the tests and to improve the management of the test facilities.

In a next future, the system will be extended to the whole company which will result in an improve capability to manage the test campaigns in terms of efficiency and insurance quality.

REFERENCES

DynaWorks® V4.1, Technical Specifications, INTESPACE, 1999.



MESURES NORMATIVES EN COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

Philippe PIGNET

IUSTI/CCRM 5, rue Enrico Fermi

Technopôle de Château-Gombert 13453 Marseille Cedex 13

Tel/Fax : 0491106982 E-mail : ccrm@wanadoo.fr

PRESENTATION

Créé en 1989 et inséré au sein du Réseau des Centres Technologiques de la Région Provence-Alpes-Côte d'Azur en 1996, le Centre Commun de Ressources en Micro-ondes (CCRM) est une association type loi 1901 qui regroupe des industriels et des universitaires de la Région concernés par le domaine des micro-ondes (ou hyperfréquences) et de la compatibilité électromagnétique.

Le CCRM s'est réinstallé récemment dans des locaux de l'Institut Universitaire des Systèmes Thermiques Industriels (IUSTI) situés dans le périmètre *high-tech* du Technopôle de Château-Gombert à Marseille.

LES ACTIVITES DU CCRM SE CONCENTRENT AUTOUR DE TROIS OBJECTIFS :

- 1 - Prestations d'études et mesures en électromagnétisme (Hyperfréquences et Compatibilité Electro-Magnétique) pour (ou en collaboration avec) les entreprises (PME-PMI ...) de la Région.
- 2 - Collaboration avec l'équipe Télédétection et Expérimentation Micro-onde de l'Université de Provence qui pilote les travaux de recherche sur les SER et antennes.
- (3 - Participation à la formation en CEM d'étudiants des écoles et universités de la Région et proposition de stages en CEM.

Le Centre est équipé de matériels électroniques très performants couvrant la gamme de fréquence 50 Hz - 26 GHz, et permettant des mesures de champs électrique et magnétique, notamment une chambre anéchoïde faradisée polyvalente (mesures en hyperfréquences et en CEM).

ETUDES ET MESURES EN COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE, ELECTROMAGNETISME ET HYPERFREQUENCES

Un des objectifs du CCRM est de répondre aux besoins des PME et PMI régionales confrontées aux nouvelles contraintes normatives européennes en matière de protection électromagnétique. En effet, depuis le 1er janvier 1996, tout équipement électrique doit satisfaire à certaines exigences en Compatibilité ElectroMagnétique pour obtenir le marquage CE.

Le CCRM est à même de pratiquer les différentes mesures normatives en CEM nécessaires à l'obtention du marquage CE et compte parmi ses clients de nombreuses entreprises de la région marseillaise :

BERTIN, CMR, CNIM, CYBERNETIX, DASSAULT-AVIATION, EUROCOPTER, GEMPLUS, I2E, INSIDE TECHNOLOGIES, MGP, SOCASUD, SOFRESUD, ST MICROELECTRONICS, ...

Depuis deux ans le CCRM a mis en place un référentiel qualité en accord avec la norme EN 45001 dans le but d'une future accréditation par le COFRAQ.

Les normes accessibles au CCRM sont :

- Immunité aux décharges électrostatiques (NF EN 1000.4.2)
- Immunité aux perturbations rayonnées (NF EN 1000.4.3)
- Immunité aux transitoires rapides en salve (NF EN 1000.4.4)
- Immunité aux ondes de choc (NF EN 1000.4.5)
- Immunité aux perturbations conduites (NF EN 1000.4.6)
- Immunité au champ magnétique, fréquence réseau (NF EN 1000.4.8)
- Immunité au champ magnétique impulsionnel (NF EN 1000.4.9)
- Immunité au champ magnétique oscillatoire amortie (NF EN 1000.4.10)
- Immunité aux perturbations du réseau (NF EN 1000.4.11)
- Immunité au rayonnement des portables

Mesure des perturbations rayonnées et conduites produites par les :
Appareils industriels, scientifiques et médicaux aux fréquences radio (NF EN 55011)
Appareils électrodomestiques, outils et appareils électriques (NF EN 55014)
Appareils d'éclairage (NF EN 55015)
Appareils de traitement de l'information (NF EN 55022)
Mesures des perturbations produites dans les réseaux d'alimentation par les appareils électrodomestiques et analogues (NF EN 60555)

Normes harmoniques et flickers (NF EN 61000-3-2 et NF EN 61000-3-3)

Mesures de perturbations et immunité pour les appareils électromédicaux (NF EN 60601-1-2)

Normes militaires françaises : GAM EG 13 / EG 13C

Norme militaire américaine : MIL STD 461/462 D

Norme EUROCAE/DO 160D

L'implantation du CCRM sur le Technopôle de Château-Gombert et la proximité avec nombre d'entreprises réduisent les déplacements coûteux de personnels et leur immobilisation, facilitent la préparation et la réalisation des campagnes de mesure et présentent l'intérêt de pouvoir réaliser des essais rapides de mise en conformité d'un matériel en développement.

Les prestations de service aux industriels concernent principalement la CEM mais d'autres mesures en électromagnétisme et hyperfréquences sont aussi possibles grâce aux équipements installés au CCRM :

Mesures de champ magnétique Basse Fréquence.

Caractérisation du rayonnement des portables, des micro-ondes,

Caractérisation d'environnement électromagnétique extérieur.

Mesures de Surface Equivalente Radar, mesures d'antennes, caractérisation électromagnétique de matériaux, caractérisation de composants.

Le CCRM effectue également des travaux spécifiques comme par exemple :

L'étude de la polymérisation de colles à l'aide d'un banc d'essai 2,45 GHz conçu à cette fin.

Le développement d'une cellule TEM.

L'étude et la mise au point d'un moyen rapide de caractérisation d'une carte de champ à l'aide de fausses couleurs.

La mise au point d'un système de caractérisation d'antennes pour cartes à puces.

Prochainement, deux projets vont être lancés : l'étude de l'interaction d'un parc d'éoliennes avec les faisceaux hertziens de TDF et l'étude et la fabrication d'une sonde de champ 1 GHz - 26 GHz.

FORMATION EN CEM

Le CCRM développe une action de formation en CEM auprès des entreprises de la Région dans le but de les sensibiliser aux problèmes liés à l'obtention du marquage CE sur les équipements. Trois types de stages intra ou inter-entreprises sont organisés par le Centre. Le premier aborde les principes de base de la CEM et est destiné à tout le personnel, les deux autres sont plus techniques et s'adressent aux chefs de projets, ingénieurs et techniciens.

Le CCRM participe à des formations initiales en CEM auprès de l'Institut Charles Fabry, de l'IUP Génie Electrique et de l'IUP Environnement. Prochainement, il interviendra dans une licence professionnelle de l'IUT de Saint-Jérôme à Marseille.

PRESENTATION OF THE ICTS :
International Consortium for Telemetry Spectrum (in English only)
14 June 2001, 09:00-12:00,
Salle St Jean, Palais du Pharo

SUMMARY

1. ETTC and ETC background
2. ETSC background
3. ICTS :
 - 3.1 ETTC'99, Year "0"
 - 3.2 ETC 2000 (May 2000)
 - 3.3 IFT 2000 – Creation of ICTS
 - 3.4 Objectives
 - 3.5 Organisation
 - 3.6 Charter and Regulations
 - 3.7 Registration in France
 - 3.8 Issues
4. Conclusion
 - 4.1 ETTC topics
 - 4.2 ETSC topics
 - 4.3 ICTS topics

1. ETTC and ETC Background

2.

- ETTC : European Test and Telemetry Conference since 1985
- Annual conference on telemetry, created by the SEE and the AAAF (ETTC in France) and *Arbeitskreis Telemetrie EV* (ETC in Germany), along with the annual International Foundation for Telemetry (IFT)
- Organised alternately each year in France (ETTC) odd years, and in Germany (ETC) even years.

ETTC and ETC cover the following fields :

- tests, measurements, treatment and storage,
- telemetry, telecontrol, trajectory
- associated technologies and testing devices

ETTC and ETC are European conferences open to the international community

- Organisation (France) : SEE and AAAF
- Programme :
 - Papers presented (50-80 depending on the conference)
 - International exhibition (30-50 exhibitors)
- Attendance : 200–300 delegates on average (including industrial and

institutional members, airframe and missile designers, etc.)

2. ETSC Background

ETSC : European Telemetry Standardization Committee

- Creation : ETC'1996 (France and Germany)
- Objective : to establish links between the Telemetry Standardization Consulting Committee of the IFT (same working commissions) which advises the IFT for TM standardization (IRIG standards)
- Topics actually covered (3 commissions):
 - Sub Committee 1 (SC1)
 - Spectrum and modulation, transmission (functional link with ICTS)
 - Sub Committee 2 (SC2)
 - Treatment, message and coding formatting
 - Sub Committee 3 (SC3)
 - Acquisition and storage

3. ICTS : International Consortium for Telemetry Spectrum

3.1 – ETTC'99, ICTS Year "0"

- ICTS draft creation :
 - 10 June 1999 during ETTC'99 in Paris
 - Countries and organisations registered : Australia, ESA, France, Germany, South Africa, Spain, Switzerland, UK, USA
 - Countries interested in telemetry spectrum for IUT 1 : Norway, Sweden
- Various activities, including an ETSC/SC1 meeting with DERA on the ICTS issue (12 & 13 October 1999)

3.2 – ETC 2000 (May 2000)

- Presentation of the US work carried out on their spectrum requirements (NASA White Paper)

- World organisation draft in three regions, based on the IUT's organisation
- IFT 2000 preparations

3.3 - IFT 2000 : Creation of the ICTS

- At the 36th international conference on telemetry (IFT'2000), held in San Diego (USA) 23-26 October 2000 :
 - Opening conference on the ICTS
 - Constitution of a provisional board
 - Draft international organisation
 - Draft charter and regulations

This conference gave rise to the creation of the ICTS

3.4 – ICTS : Objectives

To create an influential international group representing the various professional bodies associated with telemetry, in order to promote the importance of current and future applications and situate the group with regard to other spectrum users :

- Create a forum for the exchange of information on needs/resources of the TM spectrum
- Better inform the spectrum management authorities for each country on the importance of TM for economy and safety, with a view to perennialising the necessary resources for its use
- Open up ICTS participation and pool information on : uses, research and developments, (technology, modulation, band width).

3.5 – ICTS : Organisation

Organisation based the IUT's organisation

- Three regions
- By region :
 - a coordinator,
 - a person in charge of each country,
 - correspondents for each industrial or institutional entity
- Links with the IFT, TSCC and ETSC/SC1 for Europa.

3.6- Charter and regulations (draft pending)

3.7 – ICTS : Region 1 Registration (France)

- Region 1 Coordinator : SEE (regular and alternate member)

France

- Deputy Coordinator, France : institutional member and EADS AIRBUS replacement
- Current members : DASSAULT AVIATION, EADS AIRBUS, EUROCOPTER, IN-SNEC, etc.
- Potential members : EADS LV, SAGEM, etc.

NB : Registration underway in the countries listed in paragraph no. 3.1

3.8 – ICTS : Issues

- Situating the ICTS with regard to the official spectrum management authorities for each country

4- CONCLUSION

4.1 – ETTC Topics

- Next ETTC : 12-14 June 2001, in Marseille (*Palais du Pharo*)
 - Simulation and testing
 - Organisation and testing methods
 - Measuring technologies and testing devices
 - Sensors and measuring devices
 - Acquisition and signal processing
 - Data recording and storage
 - Trajectory and localisation
 - Test operation

4.2 - ETSC Topics – 13 June 2001 in Marseille (Palais du Pharo, Room 50)

- Invited topics : TM and TLC spectrum overcrowding

The authorities responsible for spectrum management are invited to participate in these two events

4.3– ICTS topics - 14 June 2001 in Marseille (Palais du Pharo, Salle St Jean)

The organisation of the ICTS consortium is underway ; this organisation aims to keep the state authorities better informed about telemetry needs, with a view to making it able to dispose of perennial resources necessary for it to take on the missions it has been entrusted with.

This objective implies major groundwork for the ICTS, notably on current and

future aspects of studies and developments.

Organisational Chart

