



École Doctorale  
d'Informatique,  
Télécommunications  
et Électronique de Paris

# Contribution à la recherche d'un système antennaire pour la radio logicielle

---

*Xavier Begaud*

Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications

Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme  
d'**Habilitation à Diriger des Recherches**

Soutenance prévue le 19 juin 2007

Jury :

Serge Toutain	(Rapporteur)
Daniel Thouroude	(Rapporteur)
Georges Kossiavas	(Rapporteur)
Alain Sibille	
Victor Fouad Hanna	
Bernard Huyart	







# Avant propos

---

La rédaction d'une Habilitation à Diriger des Recherches (HDR) est un exercice particulier. Au cours de notre activité de recherche, nous sommes tous amenés à lire un certain nombre de thèses de doctorat dont la forme ne varie que rarement. Mais quand vient le temps de présenter son HDR, on se trouve inmanquablement confronté à une grande diversité de rédaction allant de la thèse d'état au Curriculum Vitae étayé.

Pour ma part j'ai pris le parti de présenter toutes mes activités y compris d'enseignement, suivant un fil plus ou moins conducteur qui je l'espère ne dissipera pas trop le lecteur ...

J'ai été recruté en novembre 1998 à L'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications pour exercer la fonction de Maître de Conférences. Il s'agissait d'une création de poste, les activités de recherche et d'enseignement relatives aux antennes n'existaient pas en interne à l'ENST à cette époque.

Après un bref Curriculum Vitae, je vais détailler mes activités de recherche durant ces huit dernières années, puis les activités d'enseignement et d'animation de la recherche pour finalement ouvrir sur quelques perspectives.



# Table des matières







	Curriculum Vitae	13
<b>1</b>	<b>Synthèse des activités de recherches</b>	<b>17</b>
<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	
<b>1.2</b>	<b>Conception d'antenne à très large bande passante et à double polarisation</b>	<b>19</b>
1.2.1	Pour des applications Ultra Large Bande	
	1.2.11 <i>Antenne ultra large bande pour applications pulsées</i>	
	1.2.12 <i>Antenne ultra large bande pour applications de type multi-bandes</i>	
1.2.2	Pour des applications Radar	35
	1.2.21 <i>Antenne sur matériaux à bande interdite électromagnétique modifiée</i>	
<b>1.3</b>	<b>Conception de systèmes antennaires pour applications large bande et pour la mesure du canal de transmission</b>	<b>41</b>
1.3.1	Analyse et prise en compte des couplages dans les réseaux d'antennes	
	1.3.11 <i>Modèle analytique des impédances propre et mutuelle d'antennes en réseaux</i>	
	1.3.12 <i>Extension aux réseaux d'antennes à large bande et à double polarisation</i>	
1.3.2	Réseau d'antennes pour la mesure du canal de transmission	46
	1.3.21 <i>Conception et réalisation d'un sondeur de canal mono-capteur pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments</i>	
	1.3.22 <i>Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteurs pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments</i>	
<b>1.4</b>	<b>Conclusions</b>	<b>51</b>
<b>2</b>	<b>Activités d'enseignement</b>	<b>53</b>
<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	

**2.2 A l'École Nationale Supérieure des Télécommunications**

**3 Activités d'encadrement de recherche** 57

**3.1 Travaux encadrés** 57

3.1.1 Thèses soutenues

3.1.2 Thèses en cours 58

3.1.3 Stages Master (M2), DEA et Ingénieur

3.1.4 Thèses professionnelles, Mémoires 59

**3.2 Brevets** 60

**3.3 Publications** 61

3.3.1 Revues internationales avec comité de lecture

3.3.2 Revues nationales avec comité de lecture 62

3.3.3 Conférences internationales avec actes

3.3.4 Conférences nationales avec actes 66

3.3.5 Conférences avec actes à diffusion restreinte 68

3.3.6 Livre 70

**4 Contrats de recherche** 71

**4.1 Responsabilités de contrats de recherche**

**4.2 Participations à des contrats de recherche** 71

**5 Activités d'animation de la recherche** 73

**5.1 Animation de groupes de recherche**

5.1.1 Organisation et animation

5.1.2 Participations 74

**5.2 Administration de la recherche** 75

**5.3 Rayonnement**

6	Expertise scientifique	76
7	Perspectives de recherche	77
8	Bibliographie	82
9	Quelques publications sélectionnées	86
<b>I</b>	A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD: "Calculable dipole antenna for EMC measurements with low-loss wide-band balun from 30MHz to 2GHz", Electromagnetics, no. 3 issue of 2005 (vol. 25).	
<b>II</b>	A. C. LEPAGE, X. BEGAUD: "A compact ultrawideband triangular patch antenna", Microwave and Optical Technology Letters, Volume 40, Issue 4, Pages 287 - 289 , February 2004.	
<b>III</b>	V.Y.VU , A. J. BRAGA , X. BEGAUD, B. HUYART: "Measurement of direction of arrival of coherent signals using five-port reflectometers and quasi Yagi antennas", IEEE Microwaves and Wireless Component Letters, Vol. 15, N. 9, September 2005.	
<b>IV</b>	L. SCHREIDER, X. BEGAUD, M. SOIRON, B. PERPERE, C. RENARD: "Broadband Archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic band gap substrate", special issue on Metamaterials, February 2007, IEE Proc. Microwaves, Antennas & Propagation.	
<b>V</b>	X. BEGAUD, "Ultra wideband wide slot antenna with band-rejection characteristics", Solicited paper, Eucap 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.	



# Curriculum Vitae

## Xavier BEGAUD

Né le 11 décembre 1968 à Châteaudun (Eure et Loir), vie maritale, 1 enfant.

Coordonnées personnelles : 8 allée des mimosas, 93360 Neuilly Plaisance

Tél. 01 49 44 00 40

Coordonnées professionnelles : ENST, Département communications et électronique, 46 rue Barrault, 75634 Paris Cedex 13.

Tél.: 01 45 81 76 26

Courriel: Xavier.Begaud@enst.fr

WEB: <http://www.comelec.enst.fr/~begaud/>

## Parcours professionnel

Depuis 1998, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Supérieure des télécommunications, dans le groupe Radio Fréquence et Microondes du département Communications et Electronique.

1996-1998, ATER (Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche) à l'Université de Rennes 1.

## Formation

1996 - Doctorat de l'Université de Rennes I, mention Traitement du Signal et Télécommunications, obtenu le 19 décembre 1996 à l'Université de Rennes I.

1992 - D.E.A. Optique, Optoélectronique & Micro-ondes, option Micro-ondes, Institut National Polytechnique de Grenoble.

1991 - Maîtrise de Sciences et Techniques de Télécommunications, Université de Toulon et du Var.

## Activités de recherche

Conception et modélisation d'antennes large bande (UWB, Radar), bipolarisation et tridimensionnelle.

Application des matériaux à bandes interdites électromagnétiques pour la conception d'antennes et de réseaux d'antennes

Conception de capteurs et de multicapteurs pour sondeur de canal et applications MIMO.

Modélisation et mesure des phénomènes de couplage en compatibilité électromagnétique et en conception d'antennes réseaux.

## Activités d'enseignement

En première année du cycle ingénieur : participation au module TPSP (Traitement et Propagation des Signaux Physiques) et au module TEL (Télécommunications): leçons, travaux dirigés et travaux pratiques sur la propagation, ainsi projets techniques.

En première deuxième et troisième année du cycle ingénieur :

dans l'unité d'enseignement « Communications radiofréquences », leçons et travaux dirigés sur les antennes et la propagation.

dans l'unité d'enseignement « Systèmes de communications » : travaux pratiques sur les antennes et les circuits hyperfréquences.

dans l'unité d'enseignement "Applications des Micro-Ondes aux Radars, Antennes & Satellites" : leçons, travaux dirigés et projets sur la liaison satellite et la conception d'antennes. Coordination de cette brique.

En formation continue : coordination et animation des formations sur la conception d'antenne et sur l'Ultra Large Bande. Interventions dans les formations sur l'interface radiofréquence et sur la radio logicielle.

Encadrement des stages, thèses professionnelles et mémoires de fin d'étude.

## Publications

Environs 70 publications dont : 10 revues internationales, 2 revues nationales, 36 conférences internationales avec actes.

3 brevets.

## Encadrements

5 thèses soutenues, 3 thèses en cours, 12 stages de DEA/Masters

## Contrats de recherche

Responsabilité de 6 contrats de recherche

Participation à une dizaine de contrats de recherche

## Activités d'animation de la recherche

Organisateur de l'école d'automne sur l'ULB (octobre 2006)

Animateur en compagnie de J. Y. Dauvignac du groupe de travail sur les antennes réseaux à très large bande dans le cadre du club des partenaires du GDR ONDES (2007).

Participation aux actions spécifiques Radio-Logicielle et Antennes Intégrées (CNRS), aux groupes de travail (GDR ONDES, 2005-2006) et au comité d'expert du CNRS (2005).

## Expertise

Annales des Télécommunications depuis 1999.

Comité de lecture de ANTEM2005.

Comité de lecture des JNM (Journée Nationale Micro-ondes) depuis 2006.

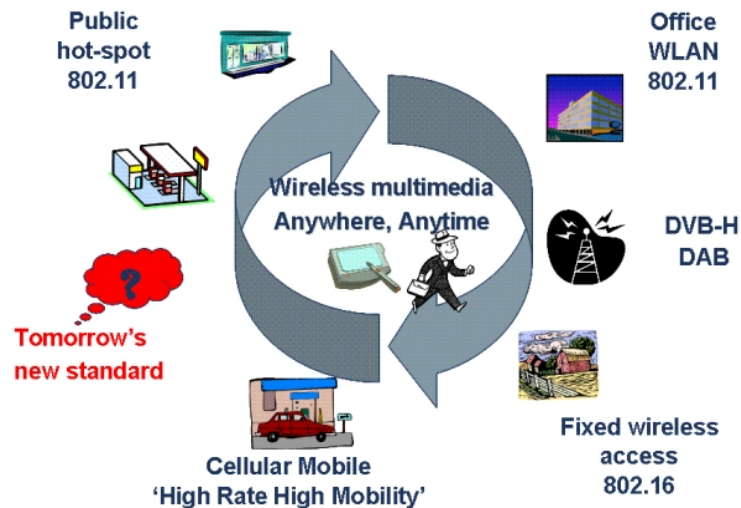




# 1 Synthèse des activités de recherches

## 1.1 Introduction

L'ensemble du travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la recherche de solutions antennaire pour la radio-logicielle. Le terme radio logicielle est très large et les variantes se déclinent sous de nombreuses appellations: radio cognitive, radio flexible ... L'idée est de rendre flexible l'accès aux services: les terminaux sont capables de se reconfigurer par logiciel afin de supporter plusieurs standards et plusieurs types de services, même en situation de mobilité d'un pays à un autre (Figure 1.0).



**Figure 1.0 :** Le rêve de l'utilisateur : l'accès au service multimédia n'importe où et n'importe quand !

La nécessité de devoir couvrir l'intégralité des standards existants (GSM, Bluetooth, WiFi,..) et des futurs standards pose naturellement le problème de la **bande passante** de ces antennes et plus précisément de la réponse de l'antenne à un type d'excitation spécifique, comme dans les applications Ultra Large Bande pulsées.

En fonction de l'application, le système doit aussi pouvoir s'adapter à l'environnement, émettre ou recevoir des signaux de **polarisation quelconque**.

Il doit aussi pouvoir **former le faisceau** pour n'éclairer que le récepteur et améliorer ainsi la qualité de la liaison.

Enfin ce système antenne doit être compact et tendre progressivement à l'intégration en liaison avec les filières technologiques utilisées pour les différentes parties du « front-end » RF.

*Il faut donc concevoir des antennes et des réseaux d'antennes large bande ou multi-bandes, à double polarisation et de taille réduite !*

Pour contribuer à ces objectifs, j'ai choisi une approche suisse typique : « essayez de devenir un spécialiste dans un domaine très pointu et, si possible peu commun » <sup>1</sup>. Ayant initialement présenté une thèse sur les **réseaux d'antennes à large bande et à double polarisation**, j'ai donc poursuivi logiquement cette voie. De plus à cette époque la majorité de la communauté scientifique s'intéressait aux antennes omnidirectionnelles, j'ai donc choisi de travailler sur les **antennes directives**.

Ce travail de recherche est orienté vers la conception d'éléments rayonnants. Les outils d'analyse utilisés sont :

- Microwave-Studio (CST) particulièrement bien adapté pour les études large bande,
- Antef, code développé à l'Université de Rennes 1 (notamment dans le cadre de ma thèse), basé sur la méthode des moments.
- Momentum (Agilent) bien connu pour les structures stratifiées,
- NEC pour les antennes filaires.

Lorsque le temps de calcul devient trop contraignant, notamment pour les antennes réseaux, nous avons développé des modèles analytiques.

Pour illustrer mes résultats de recherches, j'ai choisi de présenter tout d'abord les éléments rayonnants large bande développées pour différentes applications (§ 1.2) puis ensuite les travaux relatifs à la mise en réseaux d'antennes (§ 1.3) pour des applications large bande et pour le sondage de canal.

---

<sup>1</sup> J. Mosig lors de la réunion générale "Interférences d'Ondes" du GDR ONDES qui s'est déroulée du 21 au 23 novembre 2005 à la maison de l'économie de Besançon.

## 1.2 Conception d'antenne à très large bande passante et à double polarisation

### 1.2.1 Pour des applications Ultra Large Bande

L'Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour Ultra Wide Band) est une technique de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars, puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle.

En raison de ses caractéristiques, comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle, l'ULB permet de proposer des systèmes de communication à très hauts débits, jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s. Les restrictions des organismes de réglementation (FCC, ETSI,...) sur le niveau de puissance d'émission, limitent, en revanche, la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres pour les débits élevés, jusqu'à quelques centaines de mètres à bas débit. La technologie ULB semble bien positionnée pour les communications à courte portée (WLAN, WPAN), offrant une alternative à la fois à bas coût et à faible consommation aux standards existants dans ces réseaux.

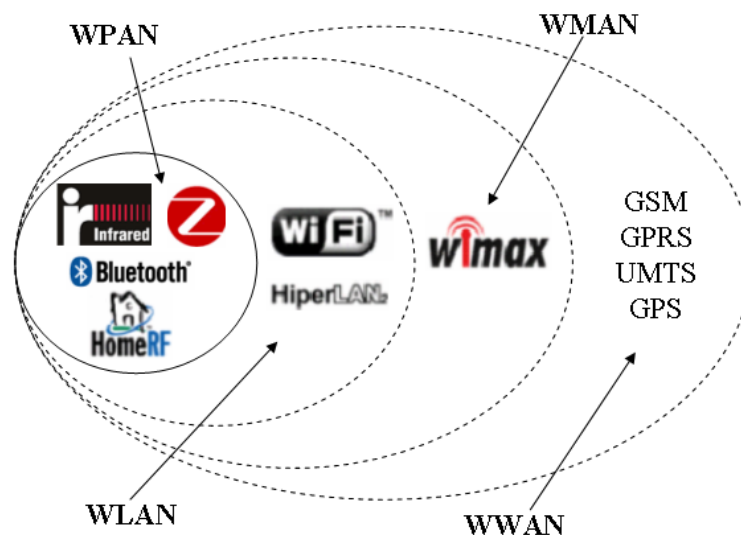


Figure 1.1 : catégories des réseaux sans fil

Il existe deux formes d'ULB bien connues : la première est fondée sur l'émission d'impulsions de très courte durée. Il s'agit de l'approche mono-bande ou en anglais I-UWB (*Impulse radio*). La deuxième approche est fondée sur l'utilisation simultanée de plusieurs porteuses (MC-UWB pour *Multi-Carrier UWB*). Il s'agit de l'approche multi-bandes, où la bande de fréquences est subdivisée en plusieurs sous-bandes. La modulation utilisée dans chaque sous-bande est l'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) qui a été proposée par le groupe MBOA (*Multi-Band OFDM Alliance*)<sup>2</sup>.

Il est à noter qu'il existe une approche qui consiste à diviser la bande de fréquences en deux bandes duales : la bande basse de 3,1 GHz à 4,85 GHz et la bande haute de 6,2 GHz à 9,7 GHz. Cette approche permet de protéger la bande à 5 GHz réservée pour la technologie HiperLan. La modulation utilisée dans cette approche est la modulation à étalement de spectre ULB ou DS-UWB (*Direct Sequence UWB*) préconisée par le groupe UWB Forum<sup>3</sup>.

Les avantages et les inconvénients des approches mono et multi-bandes sont des questions controversées et ont fait l'objet de multiples débats au sein des organismes de réglementation. Une question particulièrement importante est la minimisation de l'interférence à l'émission et à la réception du système ULB. L'approche à bandes multiples est particulièrement adaptée à éviter les interférences étant donné que les fréquences de porteuses peuvent être convenablement choisies afin d'éviter les interférences avec les systèmes à bande étroite. De plus, l'approche à bandes multiples offre plus de flexibilité mais nécessite une couche additionnelle de contrôle dans la couche physique.

Les signaux ULB dans l'approche mono bande nécessitent des composants RF très performants (temps de commutation très court) et une synchronisation d'une grande précision. En utilisant cette approche, les systèmes ULB peuvent être implémentés avec un coût relativement faible.

Après cette longue introduction, je vais présenter les travaux que nous avons réalisés sur la conception d'antennes plutôt destinées à des applications pulsées et ensuite celle plutôt réservées à des applications de type MB-OFDM.

---

<sup>2</sup> <http://www.wimedia.org/>

<sup>3</sup> <http://www.uwbforum.org/>

### 1.2.11 Antenne ultra large bande pour applications pulsées

Aux premiers frémissements de la technologie ultra large bande, quelques mois avant l'autorisation d'exploitation commerciale donnée par la Federal Communications Commission (FCC) [1], nous nous sommes intéressés à la conception d'antennes permettant d'établir une liaison UWB pour des applications multimédias. Par le biais d'une collaboration avec l'ENSTA nous avons travaillé sur le contrat Ultrawaves<sup>4</sup> (Ultra WideBand Audio Video Entertainment System) dans le cadre du 5ème PCRD. Pour nous permettre de travailler en commun sur cette étude et palier ainsi notre déficit de « masse critique » dans les réponses aux différents appels d'offres (problème récurrent des petites équipes), nous avons établi une convention de recherche dès 2001. Cette convention est toujours active à ce jour.

#### Antenne plaque triangulaire alimentée par une sonde en F

Dans le cadre d'Ultrawaves, nous étions chargés de la conception d'antennes directives de faible encombrement, de faible coût ayant des caractéristiques de rayonnement (adaptation, diagrammes de rayonnement, gain, linéarité de la phase du champ rayonné) optimales entre 3.1 et 6 GHz. Dans ce cadre nous avons développé et optimisé une antenne plaque triangulaire alimentée par une sonde en F et placée au-dessus d'un plan réflecteur limité ou dans une cavité. Il s'agit d'une antenne 3D où tous les éléments la constituant participent au rayonnement. L'ensemble de cette conception a été réalisée dans le cadre de la thèse d'Anne Claire Lepage préparée entre octobre 2001 et juin 2005.

Il y avait d'une part des objectifs contractuels à respecter et d'autre part une thèse à conduire. Pour l'orientation de cette thèse nous avons pris le parti, de mettre en œuvre une approche peut être moins classique : l'**étude systématique**, i.e. sans à priori des antennes.

#### *Pourquoi avoir choisi cette approche ?*

Pour répondre aux objectifs de largeur de bande de fréquences, de compacité et de gain, nous avons axé notre recherche sur les antennes tridimensionnelles qui offrent un grand nombre de degrés de liberté et donc potentiellement les moyens nécessaires pour obtenir le bon compromis.

---

<sup>4</sup> <http://www.eu-projects.com/ultrawaves/>

Mais ces structures sont souvent complexes car elles comportent de nombreux paramètres. Afin de mieux les appréhender, nous avons proposé dans ce travail une démarche de conception de ces antennes.

Pour ce faire, nous avons commencé par l'étude systématique d'une antenne canonique constituée d'un dipôle placé à proximité d'une cavité métallique rectangulaire. L'effet des différents paramètres est analysé afin de mettre en évidence l'importance relative de chacun d'entre eux et de proposer ainsi une **démarche de conception pour optimiser la bande passante et le rayonnement de l'antenne**.

Dans un deuxième temps, nous avons mené la conception d'une antenne tridimensionnelle compacte, large bande et directive, l'antenne "sonde en F et triangle", qui offre l'avantage de présenter un diagramme de rayonnement stable en fréquence [2].

Puis, fort de l'expérience acquise sur l'antenne dipôle, nous procédons de nouveau à une étude de l'influence sur l'impédance des différents paramètres de cette antenne complexe. Celle-ci permet d'élaborer une **méthodologie de conception** simple, rapide, efficace et générale. Nous pouvons ainsi optimiser l'antenne "sonde en F et triangle" et atteindre une bande passante en adaptation comprise entre 3.1 et 6.1 GHz.

Je souligne volontairement cet aspect méthodologie car nous aurions pu comme beaucoup d'autres équipes le font, construire des modèles analytiques permettant de dimensionner rapidement une antenne moyennant quelques hypothèses. Nous avons préféré proposer une discussion critique des études systématiques réalisées pour permettre ensuite la mise en place de la méthodologie qui ne suppose aucune connaissance a priori de l'antenne à réaliser.

Parmi les résultats obtenus dans le cadre de ce travail, nous avons aussi donné une caractérisation dans le domaine temporel afin de connaître le comportement de l'antenne dans une communication UWB de type pulsée. Les paramètres analysés étaient la réponse impulsionnelle, le champ rayonné dans le domaine temporel, la linéarité de la phase de la fonction de transfert, le comportement angulaire du temps de groupe, la variation angulaire de la distorsion de l'impulsion rayonnée, le gain effectif moyen pondéré par l'impulsion <sup>5</sup>.

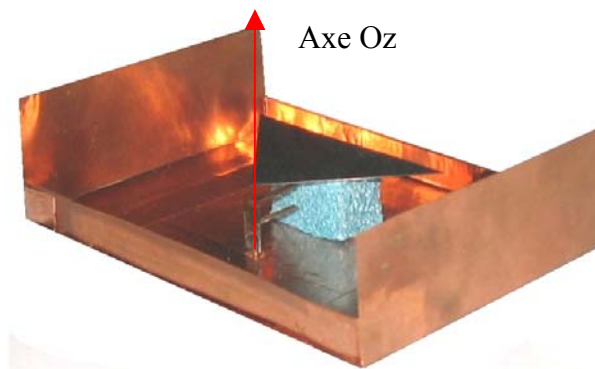
Ces antennes ont par la suite été utilisées dans de nombreuses mesures [3,4].

---

<sup>5</sup> <http://www.eu-projects.com/ultrawaves/doc/W06-04-0015-R06.pdf>

Ensuite, l'antenne "sonde en F et triangle" a été mise en cavité afin d'étudier ses propriétés lors de l'intégration dans un système radio. Des analogies et différences entre cette antenne complexe et le système {dipôle et cavité} ont également été mises en évidence.

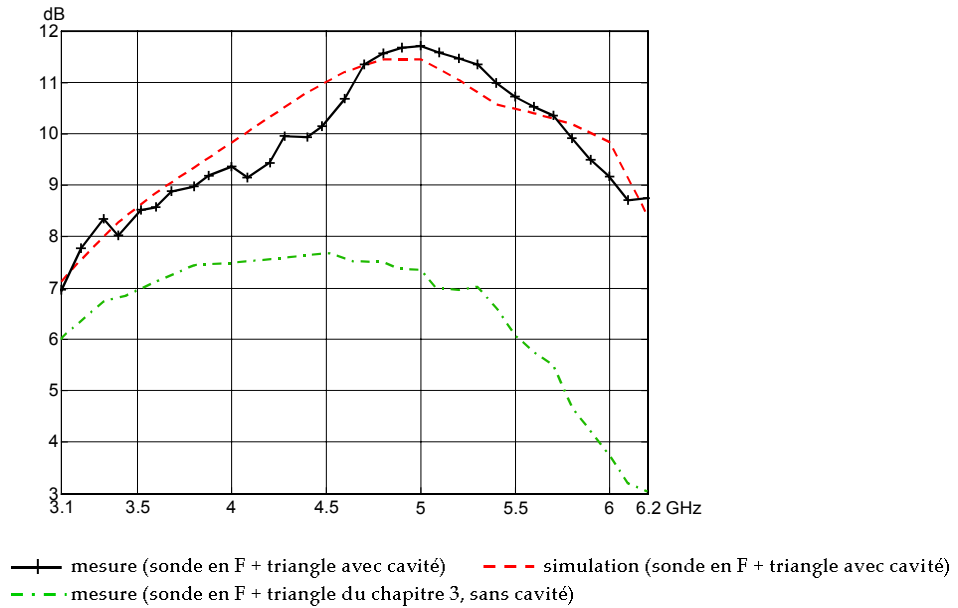
Pour illustrer la complexité de l'antenne étudiée et les performances obtenus voici quelques résultats. Le prototype a été réalisé en allongeant le plan de masse initialement carré et en ajoutant quatre murs à l'antenne "sonde en F + triangle" (Figure 1.2).



**Figure 1.2 :** photographie du prototype de l'antenne "sonde en F + triangle" dans une cavité métallique à quatre murs

Les murs et la rallonge du plan de masse ont été découpés dans une feuille de cuivre. La continuité électrique entre les différents éléments est assurée par du ruban adhésif métallique conducteur. L'antenne réalisée possède un module du coefficient de réflexion en entrée inférieur  $-10\text{dB}$  entre 2.8 et 6.2 GHz soit 75 % ou 2.2 : 1.

La Figure 1.3 présente l'évolution du gain dans la direction de l'axe Oz dans la bande passante de l'antenne et le compare avec celui obtenu en simulation et celui mesuré sans la cavité.



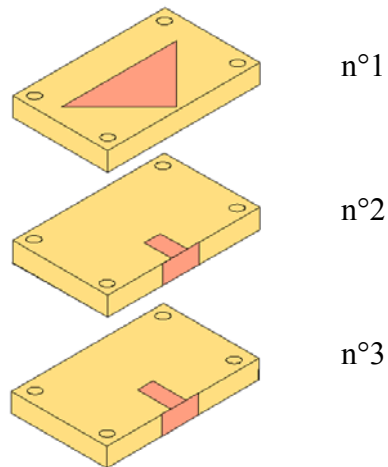
**Figure 1.3 :** évolution du gain suivant l'axe Oz de l'antenne "sonde en F + triangle" avec la cavité : comparaison entre la simulation avec la cavité et les mesures avec et sans la cavité

On note le bon accord entre le gain simulé et mesuré. Le gain maximal mesuré est de 11.7 dB. Il est assez stable dans la bande passante : sa variation est de 4.7 dB au maximum. Ce résultat permet de confirmer la stabilité du lobe principal dans la direction de l'axe Oz. Ce résultat confirme l'apport de la cavité sur la valeur du gain dans la direction Oz (Figure 1.2) : le gain maximal a augmenté de 4 dB.

Enfin pour clore ce chapitre sur l'antenne sonde en F, nous avons recherché une technologie permettant de simplifier la réalisation de cette antenne et de minimiser ainsi les coûts. Nous avons retenu une solution particulièrement innovante développée à l'IETR et qui permet de métalliser des mousses de faible permittivité et de géométrie arbitraire.

Le processus de fabrication retenu est l'assemblage par vis téflon de trois blocs de mousse métallisés comme le montre la Figure 1.4



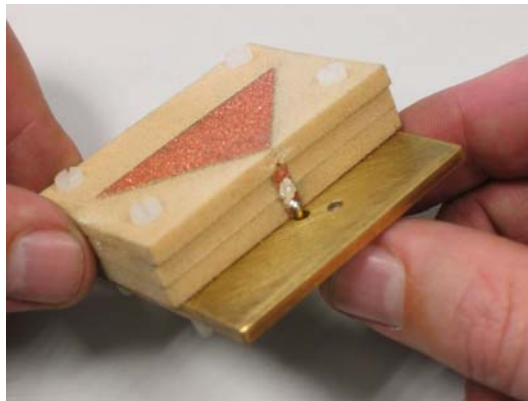


**Figure 1.4 :** métallisation des différents blocs de mousse

Le triangle est métallisé sur le bloc n°1, la partie verticale supérieure de la sonde et le ruban horizontal supérieur se trouvent sur le bloc n°2 et la partie verticale inférieure et le ruban horizontal inférieur sont métallisés sur le bloc n°3. L'épaisseur de métallisation est de 20  $\mu\text{m}$ .

Le plan de masse est, comme précédemment, découpé dans une plaque de laiton. Le connecteur SMA est soudé sur la partie verticale métallisée de la mousse. Les trois blocs de mousse sont fixés entre eux et au plan de masse grâce à 4 vis en nylon.

La Figure 1.5 présente la photographie de l'un des prototypes réalisés [5].



**Figure 1.5 :** photo d'un des prototypes réalisés sur mousse métallisée

Quatre de ces antennes constituaient un des livrables du contrat Ultrawaves.

### Antenne à fente annulaire non-concentrique

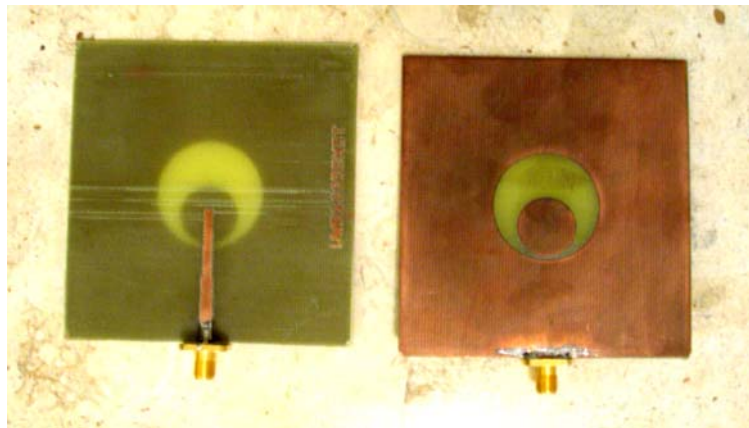
Etant parmi les premiers en France notamment à travailler sur le sujet Ultra large Bande, nous avons aussi testé et développé d'autres antennes dans le cadre de deux contrats incitatifs du Groupe des Ecoles de Télécommunications (GET): Plate-forme UWB <sup>6</sup> et UWB DOMO <sup>7</sup>.

Ces deux contrats ont permis au GET de se doter d'une plate-forme UWB modulaire dont les performances sur les différents modules sont un peu relâchées par rapport à Ultrawaves. Nous avons étudié notamment plusieurs solutions d'antenne à faible coût pour applications pulsées et multi-bandes pulsées (paragraphe suivant).

Dans le cadre du premier projet, l'objectif était de mettre à disposition rapidement une antenne simple et de faible coût pour permettre le test de la plateforme dans la bande de fréquence 3 – 6 GHz. Ce premier projet était réalisé en collaboration avec l'INT.

Nous avons choisi l'antenne à fente annulaire non-concentrique. Le choix de cette géométrie est essentiellement guidé par la simplicité de réalisation et donc du faible coût qui en résulte. Nous avons utilisé pour cette étude une antenne différente de celle développée dans le cadre Ultrawaves car il fallait pour cette plate-forme une antenne pas trop directive. Les travaux relatifs à cette antenne ont été publiés en juillet 2001 et sont rappelés dans la référence [6]. Cette antenne a aussi été comparée à des solutions classiques : monopole large et antenne biconique.

L'antenne ainsi réalisée (Figure 1.6) à été mise à disposition pour le test de la plateforme. **Il est à noter que cette plateforme a été réalisée et testée en une année (2003).**



**Figure 1.6** : antenne fente annulaire non-concentrique

---

<sup>6</sup> [www.get-telecom.fr/archive/34/C103UWB.pdf](http://www.get-telecom.fr/archive/34/C103UWB.pdf)

<sup>7</sup> [www.get-telecom.fr/archive/34/C104\\_UWBDOMO\\_fiche.pdf](http://www.get-telecom.fr/archive/34/C104_UWBDOMO_fiche.pdf)

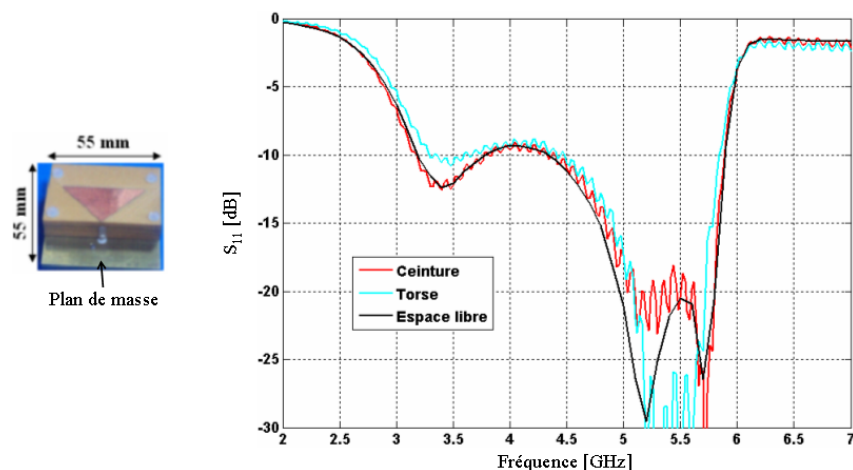
Nous reviendrons sur le développement d'antennes pour la plateforme UWB dans le paragraphe sur les antennes pour applications multi-bandes.

### Antenne ultra large bande et interactions avec le corps humain

Ce travail mené dans le cadre de la convention de recherche avec l'ENSTA portait sur l'étude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain. Il s'agit d'un travail majoritairement réalisé à L'ENSTA et les antennes étudiées sont le fruit des travaux de l'ENSTA.

Ma contribution dans ce cadre est liée à l'analyse et la modélisation des interactions entre les antennes et le corps humain. Ce travail a été conduit par H. Ghannoum [7] entre septembre 2003 et décembre 2006.

Il est indispensable d'analyser l'effet de proximité du corps sur les antennes afin de pouvoir développer des réseaux ULB corporels (BAN : Body Area Networks). Dans cette étude différentes approches et méthodes permettant de traiter cette question ont été présentées. Dans un premier temps nous avons présenté les résultats obtenus par simulation, notamment du point de vue de l'adaptation et du rayonnement de l'antenne. Ces résultats ont permis de mettre en évidence la dépendance fréquentielle de l'interaction antenne/corps, l'influence de l'espacement ainsi que de la polarisation de l'antenne par rapport au corps. Différentes antennes et différentes configurations ont été simulées. Les résultats offrent une vue d'ensemble de l'interaction antenne ULB/corps. Dans le cas d'une antenne directive par exemple l'interaction avec le corps est beaucoup plus faible que pour les antennes quasi-omnidirectionnelles. (Figure 1.7).

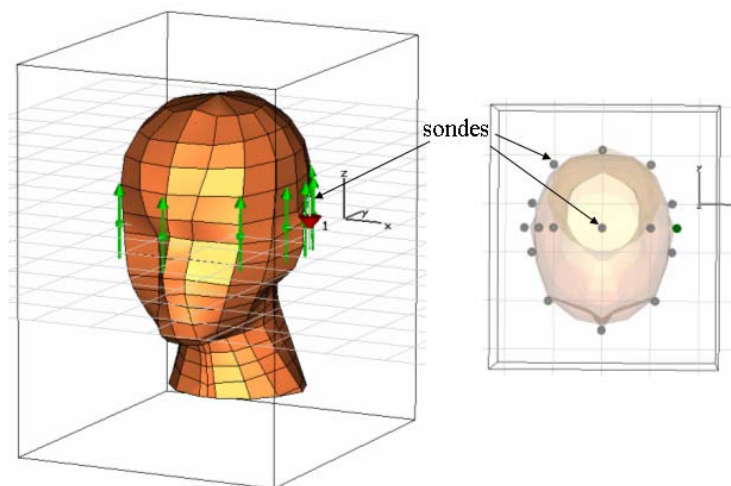


**Figure 1.7 :** effet du corps sur l'adaptation de l'antenne patch triangulaire avec sonde en F.

Nous avons également expliqué les limitations techniques de nos logiciels de simulation. Les modèles du corps utilisés dans la simulation étaient de différents degrés de représentativité. Ainsi, ces résultats offrent également un aperçu de l'importance de la précision de la description du modèle du corps et du choix du logiciel de simulation.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à l'effet du corps sur les antennes ULB. Les mesures ont été réalisées sur différents types d'antennes, à différents endroits du corps de personnes volontaires. Les résultats de mesure ont permis de vérifier des tendances globales constatées par simulation, notamment le décalage de la bande d'adaptation de l'antenne ULB vers le bas, la dépendance de ce décalage à l'espacement par rapport au corps, l'absorption significative à l'intérieur de la tête ainsi que l'effet directif de la tête dans la direction opposée. Une approche simplifiée des effets constatés sur les antennes a été présentée. Elle a permis d'aboutir à un modèle permettant d'illustrer le décalage de la fréquence de résonance d'une antenne micro ruban dû à la présence de la tête.

Les résultats de simulations et de mesures ont également permis de déterminer le mécanisme de propagation dominant sur le corps, dans la bande de fréquences allouée par la FCC à la technologie ULB. En analysant l'amplitude et le temps d'arrivée des signaux à différents endroits sur et à l'intérieur de la tête, nous avons conclu que le mécanisme de propagation principal était la diffraction autour de la tête (Figure 1.8).



**Figure 1.8 :** positionnement des sondes pour l'analyse des mécanismes de propagation avec Microwave Studio (CST)

Cette conclusion a été établie après avoir éliminé les autres mécanismes de propagation potentiels, à savoir la propagation directe à travers la tête et les ondes de surface.

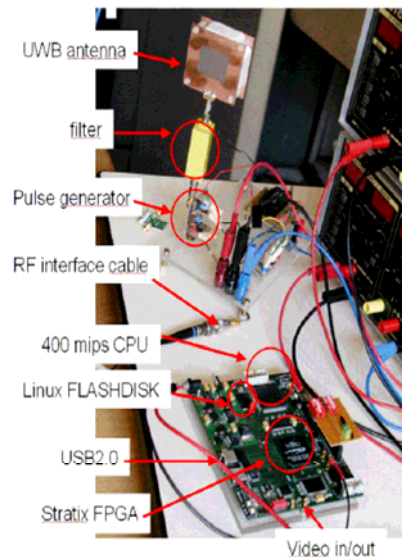
Nous nous sommes concentrés par la suite sur la caractérisation expérimentale du canal de propagation ULB sur le corps. Les études comparatives de différents types d'antennes ULB dans le contexte WBAN n'existent pas dans la littérature, ainsi nous avons consacré une partie de nos travaux à la comparaison par mesure de différents couples d'antennes. L'extraction des paramètres essentiels du canal mesuré nous a permis de classer différents couples d'antennes. Cette étude comparative a mis clairement en évidence l'importance, d'une part de la nature intrinsèque de l'antenne du point de vue de la dispersion, et d'autre part du couplage antenne/corps, sur les paramètres du canal. Une antenne a été choisie et utilisée par la suite dans une campagne de mesures visant à modéliser le canal sur la partie « torse+abdomen » du corps. Un modèle des pertes de propagation en fonction de la distance sur cette partie a été ainsi proposé. Le coefficient de propagation estimé pour cette partie est un peu plus que le double de celui d'une propagation en espace libre.

Nous avons également proposé une modélisation statistique de la distribution d'atténuation. Après avoir testé plusieurs distributions statistiques, la distribution lognormale a été trouvée comme celle qui modélise avec le plus de précision, les pertes sur la partie du corps étudiée.

Nous avons également étudié l'effet de la polarisation de l'antenne par rapport au corps. On a ainsi constaté un meilleur comportement de point de vue pertes, lorsque le champ électrique est perpendiculaire au corps. Nous nous sommes également penchés sur l'effet de l'environnement réel. Les mesures réalisées dans ce contexte ont montré un effet significatif notamment lorsque les antennes de transmission et de réception sont placées sur deux cotés opposés du corps.

### 1.2.12 Antenne ultra large bande pour applications de type multi-bandes

Dans le cadre du second projet « UWB-DOMO » faisant suite au projet « Plateforme UWB », les objectifs étaient plus ambitieux. Il s'agissait d'étudier les architectures UWB à faible coût et basse consommation visant des applications de télécommunications domestiques de type multimédia à très haut-débit (au-delà de 100 Mbit/s) en utilisant la plateforme ouverte précédemment réalisée. L'architecture RF ciblée suivait les propositions, en terme de puissance et de spectre, de la FCC et de l'ETSI pour la bande 3.1-10.6 GHz. L'étude portait également sur la tendance de l'époque, qui aujourd'hui a abouti à l'alliance Wi-Média, d'adopter un système multi-bandes (une quinzaine de bandes de largeur d'au moins 500 MHz chacune). La plate-forme issue du premier projet étant mono-bande et sans fréquence porteuse, de nouvelles méthodes de génération d'impulsion en sous-bandes ont été envisagées ainsi que la conception d'antennes pour une opération multi-bandes. Les aspects méthodes de codage de canal et d'accès-multiple adaptées à la topologie des réseaux domestique ont aussi été étudiés dans le cadre de ce projet. La plate-forme existante était aussi un moyen parfait d'intégrer les deux autres écoles du GET (ENSTB, EURECOM) ainsi qu'un industriel (Turbo Concept) pour permettre le développement commun d'une application cible. Une démonstration temps réel montrant un service à 20 Mbit/s a été réalisée (Figure 1.9).



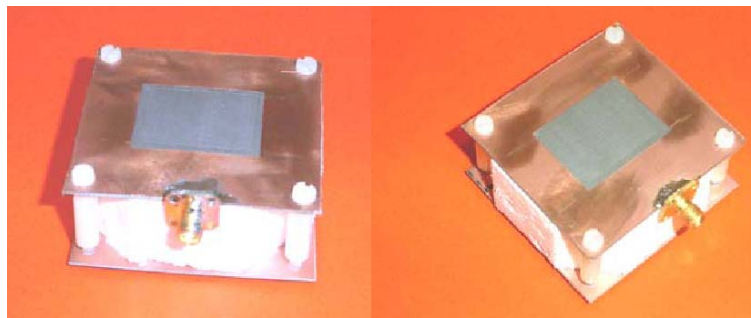
**Figure 1.9** : photographie de la plateforme

### Antenne à large fente

Pour cette étude nous avons étudié et réalisé une antenne UWB à large fente. Le motif original de cette antenne a été présenté en 2003 [8] et nous avons optimisé les paramètres et ajouté un réflecteur pour obtenir une antenne directive. Ces travaux ont été en partie menés par P. E. Lys<sup>8</sup> dans le cadre de son stage de DEA. Notre choix s'est porté sur cette antenne car elle pouvait couvrir l'ensemble de la bande UWB 3.1 – 10.6 GHz, contrairement à l'antenne plaque triangulaire et à l'antenne à fente non-concentriques.

Une des idées qui a motivé le développement de l'approche multi-bandes en UWB était de pouvoir « éteindre » certaines de ces sous bandes de 528 MHz en fonction de contraintes régionales pour minimiser les interférences avec les systèmes existants par exemple. L'antenne large fente permet l'insertion de différentes fonctions (stub, filtre, ..) qui peuvent s'avérer utiles si par la suite on souhaite rejeter certaines bande fréquences et c'est l'autre raison qui a motivé le choix de cette antenne.

Les caractéristiques de cette antenne (Figure 1.10) ont notamment été comparées à celles d'une antenne UWB commercialisées par la société Skycross.



**Figure 1.10** : antenne directive à large fente

Les conclusions étaient les suivantes : les deux antennes sont adaptées si l'on accepte un module de  $|S_{11}|$  inférieur à -8 dB, dans la bande UWB (3.1-10.6 GHz). Si l'on compare les gains des deux antennes : l'antenne à large fente possède un gain de 5 dB en moyenne sur toute la bande de fréquence excepté entre 5.5 et 6.5 GHz où le gain chute. Il est supérieur d'au minimum 5 dB au gain de l'antenne Skycross. Les antennes larges fentes présentent donc un gain avec un comportement bi-bande qui peut être utilisé si l'on souhaite éteindre les bandes Hiperlan par exemple.

<sup>8</sup> P. E. Lys est actuellement en thèse à TU-Delft sous la direction d'A. Yarovoy.

Cette dernière propriété a été exploitée et développée pour proposer plusieurs solutions permettant de rejeter ou plutôt d'atténuer les bandes de fréquences non-désirées. L'utilisation du réflecteur, de moyens plus classiques comme les stubs, de fentes résonantes ou de filtres « spurline » ont ainsi été testés sur l'antenne à large fente [9].

D'autre part, le plan de masse (métallisé des deux cotés) de l'antenne peut accueillir les circuits de génération d'impulsion et de réception. Cette intégration permettrait l'obtention d'un module UWB « intégré ». Cette dernière évolution est en cours de réalisation.

Les études réalisées dans le cadre des deux contrats incitatifs GET comportent moins d'originalité et de création que celle menées dans le cadre d'Ultrawaves notamment. Nous étions dans le cadre d'études courtes pour lequel il fallait apporter rapidement des solutions ad-hoc. Cependant, nous avons pu développer quelques antennes, qui maintenant que la plateforme existe, ne demandent qu'à évoluer.

### Antenne sinueuse

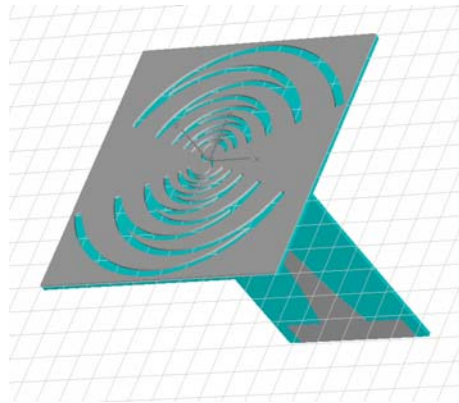
Dans le cadre du contrat Ultrawaves, nous nous sommes aussi intéressés à une autre antenne large bande, l'antenne sinueuse. Cette antenne a été initialement développée dans les années 80 par G. Duhamel [10]. La géométrie de l'antenne sinueuse peut être présentée comme une structure hybride entre l'antenne spirale et l'antenne log-périodique. La géométrie des brins rappelle l'antenne log-périodique et permet l'obtention d'une antenne à double polarisation.

Lorsque l'antenne sinueuse est auto-complémentaire son impédance d'entrée est indépendante de la fréquence. Habituellement cette source plane est disposée au-dessus d'une cavité contenant le système d'alimentation et de l'absorbant destiné principalement à supprimer le rayonnement arrière. La partie rayonnante est imprimée sur un substrat de faible permittivité. Une des caractéristiques essentielles de cette antenne est son impédance élevée, voisine de 300 Ohms. La difficulté est alors d'obtenir un système d'alimentation large bande permettant de ramener l'impédance d'entrée à 50 Ohms.

J'ai par le passé entrepris la recherche de géométrie d'antenne ayant une impédance d'entrée indépendante de la fréquence. Pour cela je m'étais inspiré de la condition sine qua non énoncée par Rumsey dans les années 60: une antenne entièrement définie par des angles est indépendante de la fréquence. Après avoir construit une spirale logarithmique plane repliée



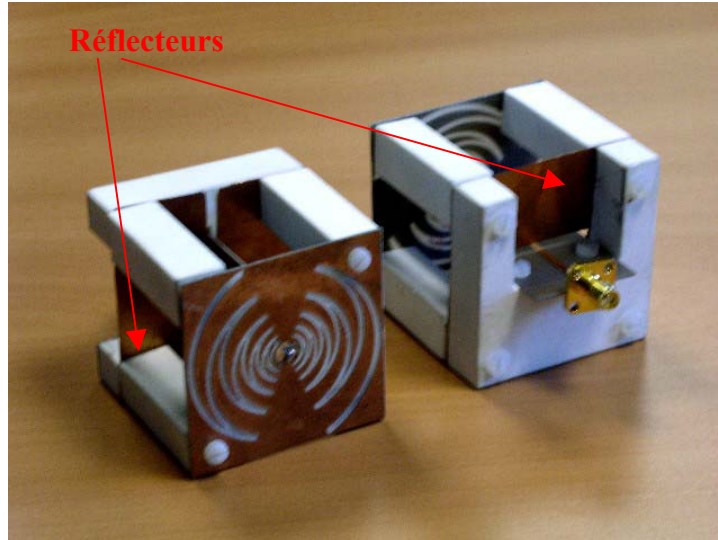
dans un secteur angulaire, j'ai réalisé l'optimisation de l'impédance moyenne autour de 350 ohms. Cette optimisation était plus aisée car il s'agissait d'une antenne ruban demandant peu de ressource de calcul pour sa modélisation [11]. En utilisant ensuite le principe de Babinet, on obtient une impédance moyenne de l'antenne complémentaire voisine de 100 Ohms [12].



**Figure 1.11** : antenne sinueuse à fente et balun associé

L'antenne intéressante (Figure 1.11) est alors une antenne fente, que l'on peut alimenter de façon réaliste sur plusieurs octaves à l'aide de balun dont nous reparlerons dans un autre chapitre. Ce permet la transition de la prise SMA d'impédance caractéristique 50 Ohms vers une ligne bifilaire de 100 Ohms. Cette ligne est connectée de part et d'autre de la fente au centre de l'antenne, pour permettre l'excitation des deux bords en opposition de phase.

On observe ici toute la difficulté de calcul et d'optimisation liée à la complexité de l'antenne associée au circuit d'alimentation. Les contraintes pour réaliser cette antenne étaient identiques à celle de l'antenne à sonde en F, i.e. que l'antenne devait être contenue dans un volume de 5 cm<sup>3</sup>. Pour rendre l'antenne directive nous avons ensuite adjoint un réflecteur. On présente sur la figure 1.12 les prototypes réalisés [13].



**Figure 1.12** : photographies des deux antennes sinueuses à fente directive

L'ensemble de ce travail se déroule dans le cadre de la thèse de M. Vahdani<sup>9</sup>.

Cette antenne avait été initialement retenue pour le contrat Ultrawaves mais comme nous l'avons dit précédemment cette structure s'apparente à une structure de type log périodique, qui nous le savons maintenant est une structure dispersive donc peu adaptée au rayonnement d'impulsions. Cependant les caractéristiques intrinsèques de cette antenne étant très intéressantes nous avons poursuivi son développement pour des applications de type multi-bandes dans le domaine fréquentiel.

A ce stade de l'étude nous ne disposons pas encore d'antennes sinueuses à fente directive et à double polarisation. Plusieurs difficultés sont à surmonter : la première est la réalisation d'un système d'alimentation double polarisation à large bande robuste et compact. Les solutions que nous possédons sont trop fragiles et ne permettent pas de reproduire des résultats identiques. La seconde est d'optimiser la directivité de l'antenne sur une très large bande. Nous en reparlerons dans le paragraphe suivant. A terme nous souhaitons proposer une solution d'antenne directive très large bande compacte et à double polarisation.

D'autres équipes travaillent aussi sur ce sujet [14], mais utilisent toujours des antennes sur cavité absorbante donc moins efficace et plus volumineuse.

---

<sup>9</sup> M. VAHDANI, "Conception d'antennes compactes ultra large bande bipolarisation ". Soutenance fin 2007.

---

## 1.2.2 Pour des applications Radar

Notre travail sur les antennes UWB ainsi que le savoir-faire antérieur [11] nous a conduit à travailler sur d'autres types d'antennes très large bande mais dédiés cette fois-ci à des applications aéroportés. Un des enjeux majeurs dans l'intégration de systèmes de détection et de brouillage sur des avions de petite taille est notamment la diminution du nombre des antennes et de leurs encombrements. Parmi l'ensemble des antennes situées sur l'avion, celles localisées sur les ailes ont par nature des diagrammes de rayonnement pointant vers le sol ou le zénith. On souhaite aussi avoir des antennes pouvant à la fois remplir des missions de type radar mais aussi d'écoute et brouillage. Les solutions classiques dédiées à l'écoute font habituellement appel à des antennes spirales ou sinueuses. Ces antennes à bande passante voisine de la décade (pour les meilleures candidates) sont en général associées à des absorbants ou des charges, pour maintenir leurs caractéristiques sur la bande de fréquence de travail au détriment du gain. Sur le porteur, elles sont, de plus, soumises à des contraintes qui modifient leurs caractéristiques de rayonnement, du fait de leur faible directivité (interactions avec les structures). L'objectif de ce travail était de proposer plusieurs types d'antennes pour remplir ces spécifications, de minimiser le rôle des absorbants, si possible de les éliminer, et de rendre l'antenne la plus compacte possible (épaisseur), du fait des fréquences en jeu (typiquement de 100 MHz à 1 GHz).

### 1.2.21 Antenne sur matériaux à bande interdite électromagnétique modifiée

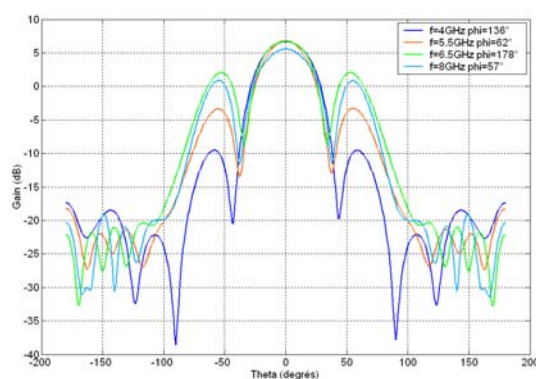
L'ensemble ce travail a été conduit dans le cadre de la thèse de L. Schreider [15] en collaboration avec Thales Systèmes Aéroportés. L'objectif de cette thèse était de réduire l'épaisseur des antennes, de minimiser ou de supprimer si possible l'utilisation des matériaux absorbants. Pour intégrer ces antennes sur des porteurs, l'idée première est de remplacer la cavité absorbante, d'épaisseur trop importante, par un plan conducteur que l'on place à une distance très faible de l'élément rayonnant. L'antenne choisie pour cette étude était une spirale d'Archimède imprimée à deux brins.

Pour cette étude réalisée dans le cadre d'une convention Cifre, il a fallu trouver une démarche adaptée à la conduite de la thèse impliquant à la fois l'ENST et Thales. Nous avons donc choisi d'aborder ce sujet de manière pragmatique en testant un certain nombre de solutions. Ensuite à

partir de l'analyse des résultats, nous avons proposé une modélisation et une méthode de conception. Il s'agit d'une méthode qu'abusivement j'appellerai approche « japonaise » de la recherche.

### Antenne spirale d'Archimède plaquée sur un plan conducteur

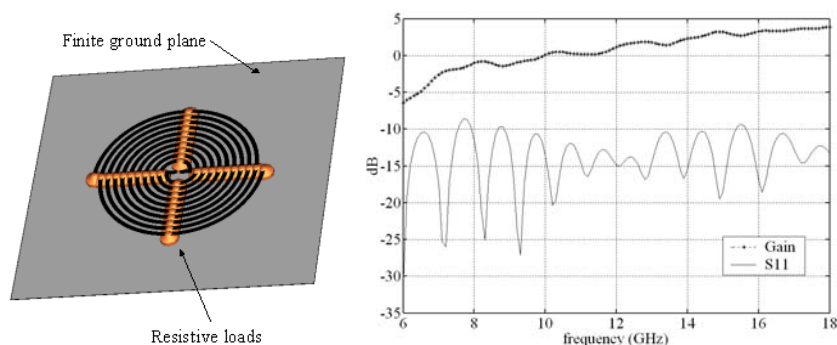
La littérature propose un certain nombre de solutions sur le sujet avec des épaisseurs de l'ordre de  $\lambda/20$ ,  $\lambda/30$  [16, 17]. Pour intégrer ce type d'antenne dans des structures de porteurs, cette épaisseur doit être réduite au minimum ( $\lambda/50$ ,  $\lambda/100$ ). Réduire au minimum la distance entre l'élément rayonnant et le plan conducteur modifie le comportement de l'antenne. Contrairement à une antenne spirale en espace libre qui est une structure à ondes progressives, l'antenne spirale micro-ruban placée très près d'un plan conducteur est une structure à ondes stationnaires. Le comportement large bande intrinsèque aux antennes spirales est alors détruit. L'antenne est complètement désadaptée et son rayonnement perturbé (Figure 1.13).



**Figure 1.13 :** diagrammes de rayonnement les plus perturbés d'une antenne spirale d'Archimède à  $h=\lambda_{\max}/100$  d'un plan conducteur

### Antenne spirale d'Archimède chargé par des résistances et plaquée sur un plan conducteur

Pour restaurer le comportement large bande de l'antenne, une première étude sur l'insertion de charges discrètes et résistives sur la spirale a permis d'obtenir une bonne adaptation d'impédance en entrée ainsi que des diagrammes de rayonnement bien formés sur une bande passante d'environ 9:1. Cependant ce type de solution entraîne une forte chute de gain aux fréquences basses (Figure 1.14).

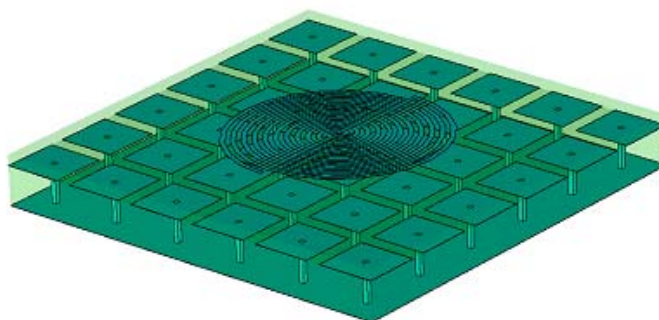


**Figure 1.14 :** antenne spirale micro-ruban chargée par résistances et Gain et coefficient de réflexion.

Une étude sur la résistivité du plan de masse a montré ensuite qu'en supprimant la propagation des courants de surface, les performances de l'antenne étaient améliorées.

Antenne spirale d'Archimède plaquée sur un matériau à bande interdite électromagnétique.

Pour réaliser un plan de masse minimisant les courants de surface, nous nous sommes intéressés à la technologie des métamatériaux et plus particulièrement aux matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE). Le plan de masse conducteur est remplacé par un réflecteur BIE bien connu, la surface haute impédance (SHI) de Sievenpiper [18]. L'antenne posée sur la SHI de Sievenpiper présente une très bonne efficacité, adaptation d'impédance, et un rayonnement très stable.



**Figure 1.15 :** antenne spirale micro-ruban posée sur un matériau à bande interdite électromagnétique.

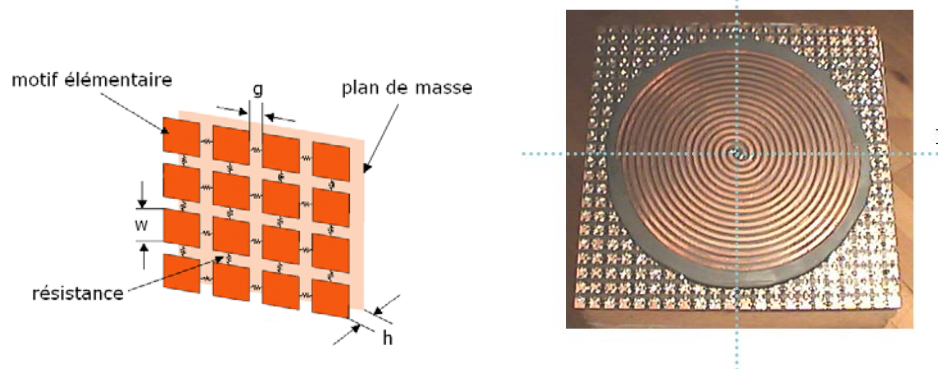
En revanche la bande passante de cette antenne est directement liée à l'épaisseur de la SHI. Par conséquent, pour une antenne à large bande

passante, la SHI est trop encombrante pour permettre une intégration sur porteur.

### Antenne spirale d'Archimède plaquée sur un matériau à bande interdite électromagnétique modifié

En utilisant l'ensemble des résultats précédents, nous avons proposé et validé une nouvelle structure à bande interdite électromagnétique. Le réflecteur est une structure périodique à deux dimensions. Le motif élémentaire est un patch carré métallique. Chaque patch est relié aux patches adjacents par l'intermédiaire d'une résistance  $R$ . Ce réseau est imprimé sur un support diélectrique classique de type époxy ou duroid. De l'autre côté du support diélectrique, la surface est totalement métallisée pour empêcher le rayonnement arrière. La géométrie de ce nouveau réflecteur est donnée sur la figure 1.16.

Cette structure a ensuite été modélisée comme une succession de  $N$  cellules élémentaires. Chaque cellule se compose d'une ligne de transmission où une charge est placée en parallèle au milieu de cette ligne [15]. La bande de fréquence d'utilisation est définie par la taille du patch, l'espace entre patches, l'épaisseur de la structure, la permittivité du diélectrique et la valeur de la résistance.

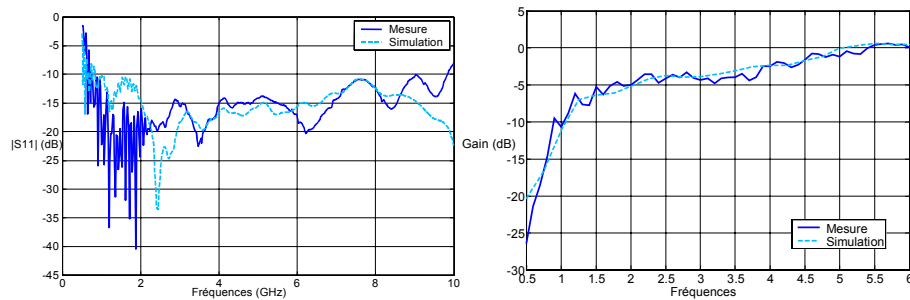


**Figure 1.16 :** géométrie du réflecteur à très large bande interdite électromagnétique chargé par des résistances et photographie de l'antenne réalisée.

Il est intéressant de noter qu'il **n'y a pas de trous métallisés** comme dans la structure classique en « champignon » de Sievenpiper [18], ce qui rend la réalisation beaucoup plus aisée et moins coûteuse. La définition que nous avons retenue pour définir la bande de fréquence d'utilisation est la bande où la phase du coefficient de réflexion du champ électrique en incidence normale varie entre  $+90^\circ$  et  $-90^\circ$ . Simultanément, le facteur d'atténuation le long d'une ligne de transmission doit être inférieur à  $-15\text{dB}$ . Le facteur

d'atténuation étant la partie réelle de la constante de propagation dans le matériau à haute impédance.

On donne dans ce qui suit une validation entre 1-10 GHz. L'élément rayonnant est imprimé sur un support diélectrique de permittivité  $\epsilon_r=2.2$ , d'épaisseur  $h_{ANT}=1.8\text{mm}$ , la largeur des brins de la spirale est  $w_{ANT}=2\text{mm}$ . Le réflecteur est défini par :  $w=4\text{mm}$ ,  $g=2\text{mm}$ ,  $h_{BIE}=3.2\text{mm}$ ,  $R=100\Omega$ ,  $\epsilon_r=2.2$ . L'épaisseur totale de l'antenne est  $h_{TOT}=5\text{mm}$  soit  $0.0167\lambda_{1\text{GHz}}$ . La taille du plan de masse est  $130\text{mm}\times 130\text{mm}$  soit  $0.43\lambda_{1\text{GHz}}\times 0.43\lambda_{1\text{GHz}}$ . On présente ci-dessous la comparaison entre simulation et mesure de l'adaptation et du gain de l'antenne (Figure 1.17).



**Figure 1.17** : adaptation et gain de l'antenne

Les diagrammes de rayonnement et le rapport axial sont aussi tout à fait acceptables.

L'épaisseur et le poids cette antenne sont grandement réduits et les performances sont meilleures par rapport à une solution classique d'antenne spirale sur cavité absorbante. Cette antenne a une épaisseur totale de  $0.0167\lambda$  à la fréquence basse, une bonne adaptation d'impédance ainsi qu'une bonne polarisation circulaire sur une bande de fréquences de rapport 10:1.

Nous avons ensuite montré que ce nouveau réflecteur à large bande interdite électromagnétique peut être utilisé pour améliorer les performances de nombreuses antennes [15]. Ces différentes validations ont été réalisées après avoir établi une méthode de conception pour réduire les dimensions et élargir la bande passante d'antennes à polarisation linéaire de forme quelconque.

Grâce à cette méthode, l'épaisseur d'une antenne patch en forme de E a pu être réduite de 64%. Sa bande passante est sept fois plus large qu'une antenne patch en forme de E classique. La méthode conception a également été appliquée pour réduire l'épaisseur d'une antenne sinueuse et d'une antenne dipôle. Nous pouvons ainsi dire que cette nouvelle structure BIE peut s'appliquer à différentes

antennes à très large bande passante, telles que les antennes UWB, à polarisation circulaire ou linéaire.

Enfin signalons que cette nouvelle structure BIE fait l'objet d'un brevet en cours de dépôt <sup>10</sup> et que cette étude a reçu le prix de la thèse 2006 Division Aéronautique pour le travail effectué au sein de Thales Systèmes Aéroportés sur les antennes bande basse.

---

<sup>10</sup> L. SCHREIDER, M.SOIRON, B. PERPERE, X. BEGAUD, « Dispositif de structure à bande interdite électromagnétique et dispositif d'émission et de réception d'ondes électromagnétiques », Brevet, n° INPI : 05 11966, dépôt le 14 décembre 2005.



### 1.3 Conception de systèmes antennaires pour applications large bande et pour la mesure du canal de transmission

#### 1.3.1 Analyse et prise en compte des couplages dans les réseaux d'antennes

Une antenne n'est jamais isolée, elle est soumise à son environnement. Cet environnement peut être composé d'autres antennes, mais plus simplement d'objet réfléchissant ou diffractant. C'est le rayonnement produit par une antenne alimentée qui va générer des densités de courant ou de charge à proximité de cette antenne dans les zones où ces densités sont susceptibles d'exister. Ces nouvelles densités de courant et de charge vont modifier les caractéristiques de rayonnement de l'antenne isolée et plus ces éléments sont proches de l'élément alimenté, plus les effets de couplage sont importants.

Ce couplage a un rôle essentiel dans la conception de réseaux d'antennes, où pour éviter l'apparition de lobes secondaires, nous devons placer les antennes constituant le réseau, proches les unes des autres.

Le calcul des caractéristiques de rayonnement d'une antenne nécessite la prise en compte de beaucoup de paramètres. Comme le calcul d'une antenne soumise à un couplage au sein d'un milieu d'éléments perturbateurs est complexe, dans un premier temps il convient d'évaluer le couplage entre deux éléments seulement pour évaluer les forts couplages. Mais pour avoir une connaissance précise de l'antenne dans son environnement, il faut ensuite faire le calcul du couplage entre plusieurs éléments dans une configuration générale. Le coefficient de couplage entre deux antennes peut être exprimé à partir des éléments de la matrice S ou de la matrice Z du système des deux antennes. La forme la plus courante du coefficient de couplage entre deux antennes identiques, à une fréquence fixée est donnée par:

$$C_{dB}(f) = 10 \text{Log}_{10} \left( \frac{|S_{12}(f)|^2}{1 - |S_{11}(f)|^2} \right)$$

Cette expression peut être obtenue aussi bien à partir des paramètres Z ou Y du système des deux antennes. Comme nous le voyons, le facteur du couplage C, dépend non seulement du terme mutuel  $S_{12}$ , mais aussi du paramètre  $S_{11}$ , qui traduit le niveau d'adaptation de l'antenne. Cela montre que, plus l'antenne est désadaptée, plus le facteur de couplage est important. Ce phénomène est souvent observé dans les réseaux volumineux où plusieurs antennes sont placées dans un espace limité.

En plus du coefficient de couplage qui est très important pour la compréhension de l'interaction entre antennes, les paramètres  $S_{12}$ ,  $Z_{12}$  ou  $Y_{12}$  traduisent aussi le couplage mutuel entre les antennes.

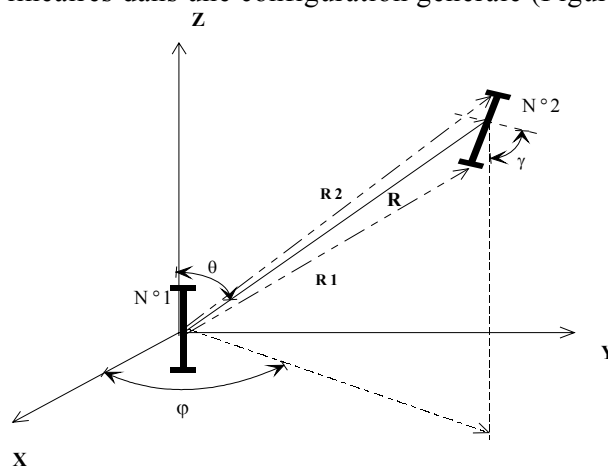
L'étude du couplage peut porter sur le calcul de ces derniers paramètres ou sur le coefficient de couplage. Dans ce travail nous avons calculé les impédances mutuelles, car c'est le terme qui traduit réellement l'interaction entre antennes.

Cette étude s'est déroulée dans le cadre de la thèse d'A. Kazemipour <sup>11</sup> [19]. C'était la première thèse que j'encadrai et pour cette première expérience nous avons procédé de manière classique en établissant une formulation analytique des impédances propres et mutuelles d'antennes linéaires simples que nous avons progressivement étendue à des antennes complexes dans un réseau.

Ce travail se déroulait dans le cadre d'un contrat d'étude avec le bureau National de métrologie (BNM). Pour cette étude nous avons calculé et réalisé des antennes dipôles étalons dans la bande de fréquence 30 MHz - 2 GHz.

### 1.3.11 Modèle analytique des impédances propre et mutuelle d'antennes en réseaux

Pour commencer nous avons mis au point d'une méthode simple et originale pour le traitement analytique des impédances propre et mutuelle des antennes linéaires dans une configuration générale (Figure 1.18).



**Figure 1.18 :** configuration générale pour l'étude du couplage entre deux dipôles

Nous avons présenté des formules originales, compactes, permettant un calcul rapide des caractéristiques de rayonnement des antennes linéaires.

<sup>11</sup> Alireza Kazemipour est actuellement ingénieur de recherche au LNE (Laboratoire National d'Essais)

La formulation analytique des impédances mutuelles entre deux dipôles est donnée pour des longueurs quelconques de dipôles.

D'autre part, cette formule est générale et peut exprimer l'impédance mutuelle entre dipôles colinéaires, en parallèle ou en échelon [20].

$$Z_{21}(R, \theta, \varphi, \gamma, h_1, h_2) = j|L_e(\gamma, h_2)| \frac{\eta \exp[-j(kR - \phi)]}{2\pi R \sin\left(\frac{kh_1}{2}\right)} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kh_1}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kh_1}{2}\right)}{\sin\theta} \right]$$

Où  $h_1$  et  $h_2$  représentent les longueurs des dipôles et  $L_e$  est la longueur effective du dipôle 2 (Figure 1.18).

Ces résultats ont été confortés par une étude expérimentale menée dans le cadre d'un contrat avec le Bureau National de Métrologie (BNM). Celle-ci était consacrée à l'évaluation théorique et expérimentale du facteur d'antenne des dipôles étalons entre 30 MHz et 2 GHz en compatibilité électromagnétique. Ce facteur d'antenne a été calculé d'une manière analytique et les dipôles étalons ont été réalisés, en intégrant un balun imprimé large-bande pour l'adaptation du dipôle étalon.

L'étude et l'optimisation de ce balun imprimé large bande a été notamment réalisé dans le cadre du stage de DEA de M. Mekki-Kaidi<sup>12</sup>. Ensuite il a fréquemment été utilisé pour toutes les antennes large bande à alimentation symétrique que nous avons développé.

### 1.3.12 Extension aux réseaux d'antennes à large bande et à double polarisation

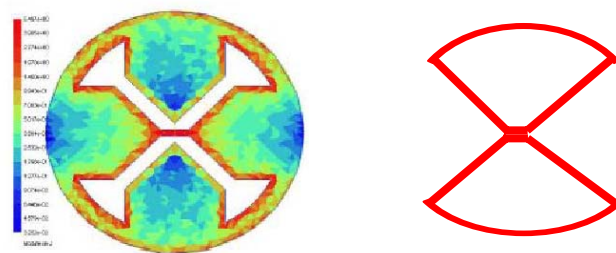
Nous avons validé notre approche sur des antennes simple et avons ensuite cherché à appliquer cette formulation à des antennes plus complexes. L'idée était de modéliser des antennes planaires et de géométrie complexe à l'aide de structures filaires, pour accéder à une formulation simple du couplage ou à de nouvelles caractéristiques de rayonnement. L'hypothèse forte étant que les distributions de courant sur l'antenne à modéliser pouvaient être représentées par des distributions quasi-linéique de courant.

Les antennes imprimées rectangulaires ont alors été modélisées à l'aide de quelques dipôles imprimés. Les impédances propres et mutuelles de ces derniers ont été calculées analytiquement et des formules compactes ont été présentées.

<sup>12</sup> Maha Mekki-Kaidi est actuellement ingénieur de recherche chez PSA - Peugeot Citroën

Plusieurs applications ont alors été réalisées. Une structure tridimensionnelle large-bande du dipôle en cavité a tout d'abord été modélisée par un réseau de quatre dipôles, pour lequel les formules de l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement ont été présentées. Ce modèle simplifié a permis d'obtenir une largeur de bande importante proche de l'octave.

Ensuite, une antenne étoile, large-bande et bipolarisation [11], a été modélisée à l'aide d'une antenne filaire papillon (Figure 1.19). Celle-ci a été optimisée pour obtenir une largeur de bande de l'octave. Une maquette de l'antenne papillon optimisée a été réalisée et les mesures ont validé la simulation [20].



**Figure 1.19** : distribution de la densité de courant sur l'antenne étoile et modèle équivalent filaire.

Nous avons ainsi montré que la connaissance des distributions de courant sur une antenne même complexe, permettait de construire un modèle simple, filaire de cette antenne. Ce modèle peut ensuite être utilisé pour optimiser manuellement ou à l'aide d'outils de synthèse les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Remarquons enfin que nous avons ainsi obtenu une antenne filaire large bande, bipolarisation et de faible encombrement.

Nous avons alors quelques outils pour évaluer le couplage interne dans un réseau d'antennes. Il a été traité analytiquement et nous avons présenté une méthode originale pour déduire le diagramme d'un réseau avec la prise en compte du couplage.

Cette méthode est basée sur le principe de l'élément actif en introduisant le concept de la "cellule active". Les formules proposées ont été validées en les appliquant dans le cas d'un réseau linéaire de dipôles et d'un réseau large-bande bipolarisation d'antennes étoiles. Les résultats comparés avec la simulation numérique et la mesure, montrent que la formulation analytique donne le diagramme de rayonnement d'une manière satisfaisante [22].

Cette représentation rapide du diagramme du réseau avec la prise en compte du couplage, limite le traitement numérique coûteux de larges réseaux.

En résumé, nous avons montré que pour différentes géométries d'antenne, il était possible d'établir un modèle simple, analytique des caractéristiques de rayonnement. L'objectif visé étant de fournir au concepteur des formules permettant dans un premier temps d'avoir une évaluation précise des effets de couplage dans un réseau. Dans le même esprit, nous avons proposé une méthode efficace pour donner les diagrammes d'un réseau même fortement couplé. La démarche proposée ici a aussi permis d'améliorer les caractéristiques de rayonnement d'antennes complexes.

---

### 1.3.2 Réseau d'antennes pour la mesure du canal de transmission

Nous venons de le voir dans les paragraphes précédents nous possédons une expérience dans la conception d'antenne à très large bande passante et dans la conception de réseau. Cette expérience a été mise à profit dès 2002 pour développer une thématique nouvelle à l'ENST : le sondage de canal.

Pour une conception optimale d'un système antennaire il faut avoir une connaissance précise des propriétés de propagation du canal radio. Pour ceci un certain nombre de modèle de canal de propagation ont été développés pour faciliter la simulation et un certain nombre de mesures doivent être réalisées dans différentes configurations de propagation.

Les sondeurs de canaux de l'époque n'utilisaient qu'un seul capteur qui se déplaçait pour effectuer la mesure dans différentes positions [23] ou utilisaient un réseau d'antennes aux entrées desquelles commutait le sondeur de canal [24]. Il fallait ensuite un traitement particulier pour corrélérer l'ensemble des signaux entre eux. Ces systèmes étaient complexes et d'un coût élevé. Nous avons donc proposé de réaliser un sondeur de canal faible coût basé sur une technologie développée et maîtrisée à l'ENST, le capteur cinq-ports [25].

Ce travail a été initié par deux doctorants V. Y. Vu<sup>13</sup> [26] et J de Bragga<sup>14</sup> [27]. J'ai pour ma part co-encadré avec B. Huyart, le travail de V.Y. Vu.

Pour cette nouvelle étude, il ne s'agissait pas d'une énième utilisation du « savoir-faire de l'antenniste » mais d'une évolution personnelle pour développer mon activité vers l'acquisition des signaux et la mesure du canal de propagation.

#### 1.3.2.1 Conception et réalisation d'un sondeur de canal mono-capteur pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments

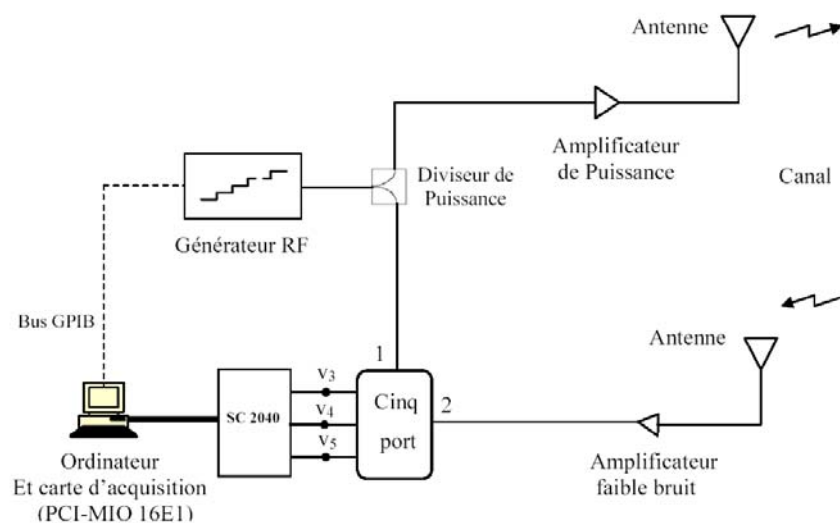
Le premier sondeur réalisé, de type SISO permet de mesurer la réponse impulsionnelle du canal, c'est-à-dire mesurer les retards de propagation de trajets multiples. Parmi les différentes techniques de mesure

---

<sup>13</sup> V.Y. Vu est actuellement enseignant chercheur à l'institut polytechnique de Hanoï (Vietnam) dans le groupe Radio Fréquence et Micro-ondes.

<sup>14</sup> J. de Bragga est actuellement ingénieur de recherche au NIST (National Institute of Standards and Technology) – USA.

et de caractérisation d'un canal de propagation, nous avons retenu la technique fréquentielle. Elle n'est pas trop complexe à mettre en œuvre et de plus elle permet une bonne résolution temporelle. Cependant, la contrainte est le long temps de balayage (limité par la vitesse de balayage du générateur), ce qui limite la caractérisation du retard - Doppler à la fréquence élevée avec une bande de balayage importante. Cette technique est bien adaptée à l'environnement à l'intérieur des bâtiments où les variations du canal de propagation dans le temps sont faibles. Le schéma bloc du sondeur est donné ci-dessous :



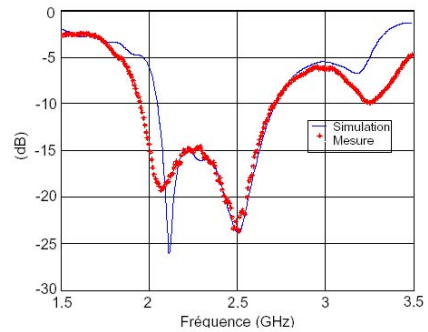
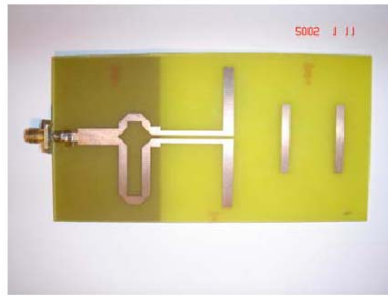
**Figure 1.20** : schéma bloc du sondeur de canal mono-capteur

Afin de caractériser le canal de propagation à large bande, le système doit être capable de fonctionner sur une large bande de fréquences (environ 400 MHz). Le capteur cinq-ports a été réalisé à 2.4 GHz en technologie micro ruban; il est constitué d'un anneau à cinq branches et de trois détecteurs de puissance à diode Schottky [28]. Le cinq-port est bien adapté ( $S_{11} < -10\text{dB}$ ) sur une bande d'environ 1 GHz autour de 2.4 GHz.

Les antennes doivent satisfaire les propriétés suivantes :

- Large bande (environ 20% à 2.4 GHz).
- Diagramme de rayonnement relativement stable.
- Facile à réaliser et à mettre en œuvre en réseau - encombrement réduit.
- Faible couplage entre les antennes dans le cas de réseau d'antennes.
- Faible coût de réalisation.
- Gain le plus élevé possible.

Pour les antennes nous avons donc choisi des antennes quasi-Yagi [29] en technologie micro ruban fonctionnant à 2.4 GHz (Figure 1.21).

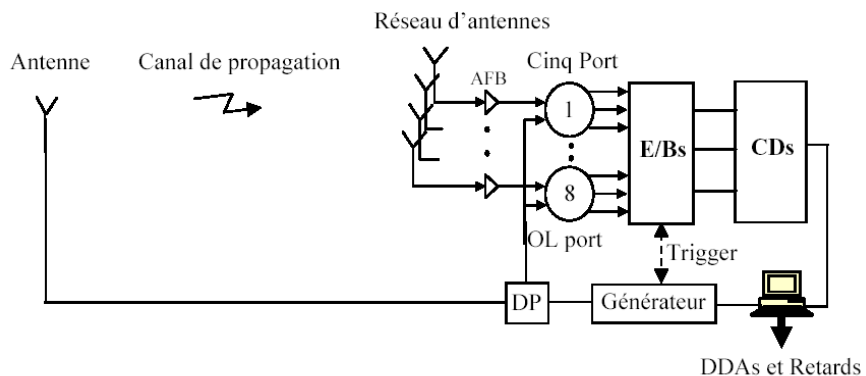


**Figure 1.21 : Antenne quasi-Yagi et adaptation**

Le sondeur permet de mesurer des retards de propagation de trajets multiples. Les retards sont estimés par la méthode IFFT classique et aussi par la méthode à haute résolution MUSIC associée à l'algorithme lissage spatial pour dé-corréler les signaux cohérents.

### 1.3.22 Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteurs pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments

La caractérisation spatiale est importante lorsque les techniques d'antennes intelligentes sont appliquées. C'est pourquoi nous avons ensuite développé le sondeur SIMO fonctionnant à 2.4 GHz dans lequel sont intégrés huit capteurs cinq-ports et un réseau d'antennes linéaire et uniforme composé de 8 antennes quasi-Yagi. Ce sondeur SIMO caractérise spatialement le canal de propagation en mesurant les retards de propagation et les angles d'arrivée de trajets multiples.



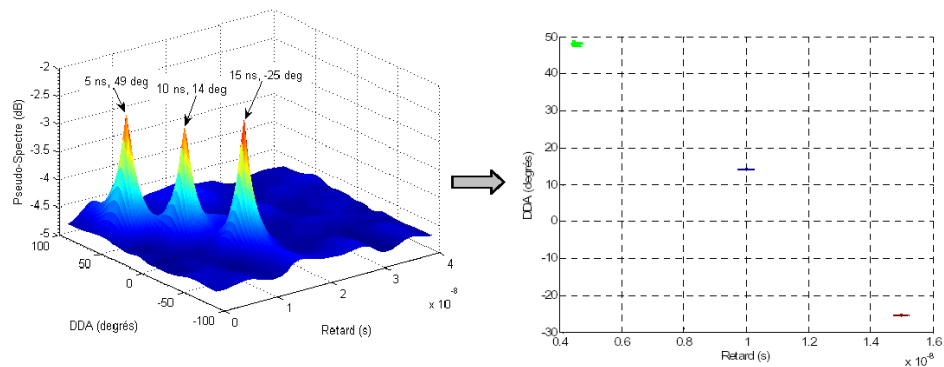
**Figure 1.22 : schéma bloc du sondeur de canal multi-capteurs**

Nous avons mesuré les directions d'arrivées de trajets multiples dans le plan azimutal. L'algorithme MUSIC associé au lissage spatial a été utilisé pour l'estimation des DDAs. Les résultats de simulation obtenus avec le



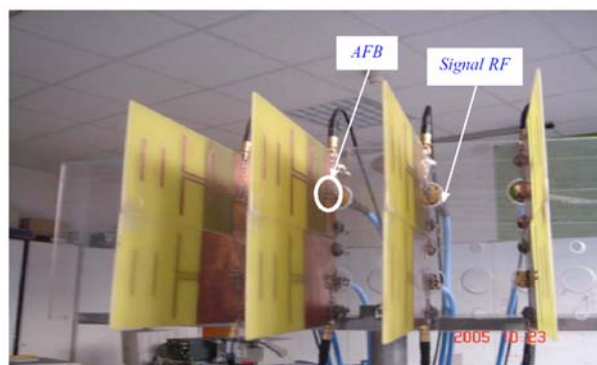
logiciel ADS et ceux de mesure ont montré que nous avons bien estimé les **DDAs avec une erreur maximale de 2 degrés.**

Ensuite, à l'aide du même système de mesure, nous avons travaillé sur la **mesure conjointe des DDAs dans le plan azimut et des retards de propagation** des trajets multiples (figure 1.36). L'estimation conjointe « angle-retard » est basée sur l'algorithme dit MUSIC 2D associé à l'algorithme lissage spatial 2D. L'avantage de cette estimation conjointe est que nous pouvons estimer un nombre de sources supérieur au nombre d'antennes.



**Figure 1.23** : résultat de mesure des trois signaux corrélés : représentation 3D à gauche et 2D à droite

Dans un bâtiment les trajets réfléchis par les objets, les murs... arrivent à l'antenne en réception non seulement dans le plan azimutal mais aussi dans le plan d'élévation. Il faut donc caractériser spatialement le canal de propagation. C'est la raison pour laquelle nous avons présenté la **mesure des directions d'arrivée dans le plan azimutal et le plan d'élévation** avec un réseau planaire de 8 antennes quasi-Yagi (figure 1.37). L'estimation des angles d'arrivée azimut et élévation a été réalisée avec une précision de deux degrés.



**Figure 1.24** : réseau planaire de 8 antennes quasi-Yagi

Un dernier mot sur le calibrage de ce sondeur de canal. Il y a tout d'abord le pré-calibrage du capteur cinq-ports qui permet de compenser les défauts de mesure. Le cinq-ports permet à partir des trois tensions mesurées (figure 1.20) sur les détecteurs de puissance de reconstruire le signal RF. Il faut cependant au préalable linéariser les détecteurs de puissance.

Ensuite il faut compenser l'atténuation engendrée par les câbles. Elle n'influence pas le calcul des paramètres représentatifs du canal mais une atténuation importante dans les câbles réduit la dynamique du sondeur. De plus, les câbles introduisent un retard systématique sur la réponse impulsionnelle mesurée ce qui limite la longueur des trajets c.à.d. la fenêtre d'observation de la réponse impulsionnelle. Dans le cas où nous voudrions comparer les réponses impulsionnelles simulées et mesurées, une compensation de ce retard est nécessaire.

En fait nous avons ici calibré le sondeur pour la mesure du canal de transmission, cad incluant les antennes. Pour tenter de s'affranchir de la présence des antennes et accéder ainsi au canal de propagation, nous avons proposé une méthode de calibrage basée sur la fonction de transfert du canal. Cependant les résultats obtenus ont montré que cette approche ne pouvait s'appliquer qu'à un groupement (cluster) de multi-trajets et non à tout l'espace. Ce travail a notamment été conduit par A. Kohmura<sup>15</sup> lors d'un séjour doctoral de septembre 2004 et avril 2005.

---

<sup>15</sup> A. Kohmura vient de soutenir sa thèse à la National University of Electro-Communications (Tokyo, Japon) au mois de janvier 2007 et est actuellement ingénieur au ENRI (Electronic Navigation Research Institute) à Tokyo.

---

## 1.4 Conclusions

Au cours de ces années de recherche, j'ai donc contribué à la conception d'antennes et plus particulièrement d'antennes 3D, à très large bande et à bipolarisation, à la conception de nouveaux matériaux pour les antennes et à l'intégration de ces éléments rayonnants dans des dispositifs de mesure du canal de propagation.

La première thèse encadrée (thèse de Alireza Kazemipour) est peut-être la plus classique dans sa forme. Elle a permis de mettre en place de nombreux outils (modèles analytiques) pour les antennes et réseaux que nous utilisons maintenant. Ensuite, j'ai tenu au cours de ces premières années d'encadrement de jeunes chercheurs, quand cela était possible et en accord avec les chercheurs, à aborder chaque thèse de manière différente. Quelques fois la méthode a été moins bien comprise par la communauté car moins classique, je parle de l'approche systématique (thèse d'Anne-Claire Lepage) et pragmatique (thèse de Ludovic Schreider) mais au final les contributions ont été très appréciées. Fort de ses premiers résultats, les thèses suivantes se sont déroulées sur des thématiques plus élargies : le sondage de canal (thèse de Yem Van Vu) et les interactions avec le corps (thèse de Hassan Ghannoum).

Chacun de ces travaux a fait l'objet d'au moins une publication dans une revue internationale et de nombreuses communications en colloques.

Cependant pour chacune de ces thèses, il y a une constance dans la méthode, un leitmotiv : **la nécessaire interprétation des distributions de courants**. Au cours de ma thèse j'avais contribué à développer un code de calcul basé sur la méthode des moments et plus précisément sur la formulation RWG<sup>16</sup>. Nous avions à cette époque la possibilité de visualiser les distributions de courants sur les structures étudiées. Auparavant le concepteur d'antenne n'avait pas ces outils et il devait se fier à son savoir-faire et à un bon sens physique, pour modéliser ou optimiser son antenne. La possibilité de voir les distributions de courants sur l'antenne a tout changé. Aujourd'hui chaque concepteur se doit de regarder et d'interpréter les distributions de courants obtenues par simulation pour par exemple favoriser une résonance ou au contraire laissé progresser le courant. **Ce qui sous-entend un minimum de connaissance des méthodes numériques, dans la formation du concepteur d'antennes**. Je reviendrai sur ce dernier point dans la présentation de mes activités d'enseignement. La compréhension de ces mécanismes de

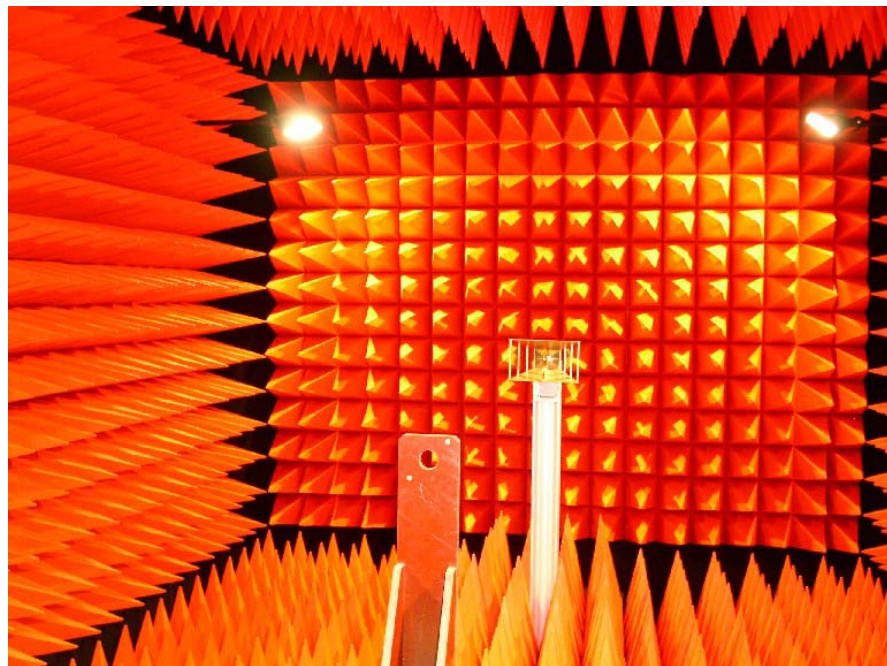
---

<sup>16</sup> S.M. Rao, D.R. Wilton and A.W. Glisson, "Electromagnetic Scattering by Surfaces of Arbitrary Shape", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-30, no. 3, pp. 409-418, May 1982.

propagation du courant sur les antennes a permis de présenter dans 3 thèses des méthodes de conception pour les antennes développées. C'est sans doute les attentes de l'ingénieur qui m'ont poussé à proposer quand cela était possible **une méthodologie de conception**, mais aussi le souci de valoriser un travail de recherche pour qu'il puisse être ensuite **aisément utilisable par l'ensemble de la communauté**.

Après avoir capitalisé et développé les acquis de la thèse, j'ai bénéficié de l'environnement pluri-disciplinaire de l'ENST pour développer mes activités de recherche. Cette pluri-disciplinarité est une richesse, mais cela sous-entend aussi que dans une telle structure il y a peu de spécialistes de votre domaine. Etant le seul « antenniste » de l'ENST, il m'a fallu un peu temps pour mettre en place les activités d'enseignement et de recherche autour de cette thématique.

Le développement de ces activités s'est donc fait au fil de l'eau et les moyens disponibles à ce jour ont été mis en place durant ces huit dernières années par le biais de collaborations (convention de recherche avec l'Université de Rennes 1 et avec l'ENSTA) et de prestations diverses. Ces moyens nous permettent à l'heure actuelle de disposer de logiciels de simulations (Agilent, CST) et d'équipements de mesure avec notamment la construction d'une petite chambre anéchoïque début 2006.



**Figure 1.25** : chambre Anéchoïque de L'ENST - février 2006

## 2 Activités d'enseignement

### 2.1 Introduction

J'ai commencé à exercer le métier d'enseignant-chercheur quelques mois avant ma soutenance de thèse (décembre 1996) dans le cadre de vacances puis d'un poste d'attaché temporaire d'enseignement et de recherche (ATER) à l'Université de Rennes 1 pour les années universitaires 1996-1997 et 1997-1998

Au cours de cette période on m'avait confié la mise en place de l'option électronique de puissance et électrotechnique en Maîtrise E.E.A. Il s'agissait de créer cours, travaux dirigés et travaux pratiques sur les convertisseurs de puissance (20 H).

Les enseignements que l'on m'avait confiés étaient les suivants :

- Pour l'année universitaire 1995-1996:
  - Enseignement intégré de travaux pratiques d'électronique en Licence Es Sciences Physiques (rappels de cours et travaux pratiques) (72 H).
- Pour l'année universitaire 1996-1997:
  - Travaux Dirigés de propagation libre des ondes en Licence E.E.A. (12 H).
  - Travaux Dirigés de CAO Hyperfréquence en Maîtrise E.E.A. (20 H).
  - Enseignement intégré de travaux pratiques d'électronique en Licence Es Sciences Physiques (rappels de cours et travaux pratiques) (78 H).
- Pour l'année universitaire 1997-1998
  - Option électronique de puissance et électrotechnique en Maîtrise E.E.A : cours, travaux dirigés et travaux pratiques sur les convertisseurs (20 H).
  - Option Télécommunications en Maîtrise E.E.A : travaux dirigés de CAO Hyperfréquences (20 H).
  - Travaux Dirigés de propagation libre des ondes en Licence E.E.A. (12 H).
  - Travaux Pratiques d'électronique en Licence E.E.A. (40 H).
  - Travaux Dirigés d'électronique en Licence Es Sciences Physiques (50 H).
  - Travaux Pratiques d'électronique en DEUG SM2 (48 H).

## 2.2 A l'École Nationale Supérieure des Télécommunications

Depuis novembre 1998, je travaille à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications au sein du département COMELEC (Communications et Electronique) et plus particulièrement dans le groupe Radio-Fréquences et Micro-ondes (RFM). Il s'agissait d'une création de poste, les activités de recherche et d'enseignement relatives aux antennes n'existaient pas en interne à l'ENST à cette époque. Les activités d'enseignements spécialisés sur les antennes étaient alors confiées à des vacataires.

Mes deux premières années ont en grande partie été consacrées à la préparation des enseignements. Prise en main de ce qui se faisait déjà dans les disciplines fondamentales (électromagnétisme pour les micro-ondes et l'optique) et créations de cours et notamment du cours d'antennes.

La construction de ce cours particulièrement important car en liaison directe avec mes activités de recherche fut un peu un casse-tête. A l'époque déjà les sciences commençaient à souffrir d'une désaffection de la part des étudiants. Je dois de plus préciser qu'à l'ENST les élèves ingénieurs choisissent leurs parcours, leur profil de formation, cad qu'ils ont à disposition un catalogue de petits modules appelés briques pour bâtir leur cursus d'ingénieur. Il s'agit donc d'une formation « à la carte » qui diffère de ce qui est proposé habituellement à l'Université. Si les modules proposés par les enseignants ne sont pas attrayants, ils disparaissent alors du catalogue.

Etant aussi conscient, que l'enseignement de l'électromagnétisme peut s'avérer parfois rude, j'ai étudié les différentes approches pour enseigner la conception des antennes. Les deux cours parmi les plus connus, Balanis <sup>17</sup> et Stutzmann <sup>18</sup>, bien que complets n'étaient pas utilisables pour une formation d'ingénieur ou le volume horaire réservé au cours d'antenne est relativement faible. C'est en découvrant le cours de P. S. Kildal <sup>19</sup> lors du colloque AP2000 à Davos que j'ai enfin trouvé une formulation adaptée à un cursus ingénieur. La formulation concise, l'utilisation de la transformation de Fourier et la possibilité d'utiliser ensuite les outils de calcul formel pour aller plus loin convenait parfaitement. Dans les bagages de l'élève ingénieur de télécommunication, les outils mathématiques comme la transformée de Fourier sont acquis et le calcul formel

<sup>17</sup> C. A. Balanis, *Antenna Theory*, Happer & Row, Publishers, New York, 1982.

<sup>18</sup> W. L. Stutzmann and G. A. Thiele : *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1981.

<sup>19</sup> *Foundations of Antennas: A Unified Approach* by P-S Kildal. Studentlitteratur, 2000.

fréquemment utilisé. Le cours d'antenne dispensé à l'ENST est donc très fortement inspiré de l'ouvrage de P. S. Kildal.

Au cours de ces années, j'ai coordonné plusieurs modules d'enseignement:

- Coordination du module satellite, du module CEM, du module de projets de communication avant 2001 (30 H de formation par module).
- Après 2001, lors du passage au format « brique » (correspondant à un volume de 90 H de formation), j'ai participé à la création et coordonné la brique RFM.

Les enseignements dispensés dans cette brique sont : Micro-électronique hyperfréquence: analyse des composantes d'une tête d'émission et de réception, circuits passifs, circuits actifs non linéaires.

Circuit intégré radiofréquence: technologie intégrée sur Si ou AsGa, modélisation électrique des composants actifs et passifs, amplificateurs faible bruit à bande étroite ou large, outils de simulation électrique et électromagnétique.

Antennes et propagation mobiles et satellites: mécanismes de rayonnement, Antennes paraboliques et plaquées, antennes actives, réseaux d'antennes, propagation, étude d'une liaison satellite.

Les leçons (cours magistraux), travaux dirigés et travaux pratiques sont dispensés en unité de 1h30 à l'ENST. Chaque année mes enseignements se déclinent de la manière suivante (les volumes sont donnés en heures par année scolaire et sont naturellement sujets aux variations saisonnières):

En première année : leçons (6H), travaux dirigés (12H) et travaux pratiques (24H) sur la propagation, ainsi que des projets techniques (durée du projet : une semaine, deux fois par ans).

En deuxième et troisième année :

- dans la brique COM (communications), leçons (6H) et travaux dirigés (3H) sur les antennes et la propagation.
- dans la brique SYSCOM (systèmes de communications) : travaux pratiques sur les antennes et les circuits hyperfréquences (36H).
- dans la brique RFM (Radiofréquences et Microondes) : leçons (12H), travaux dirigés (6H) et projets sur la liaison satellite et la conception d'antennes. Coordination de cette brique.

Outre la formation d'ingénieur, je contribue aussi à d'autres formations universitaires ou professionnelles.

En Master M2 : (Electronique et systèmes de télécommunications): leçons (3H) et travaux dirigés (3H) sur les antennes et la propagation.

En formation continue:

J'ai créé une formation spécifique dédiée à la conception d'antenne en 2001. Les objectifs de cette formation sont :

Acquérir des bases solides sur la conception d'antennes permettant le dimensionnement d'un élément rayonnant, à la lumière des technologies et des outils de conception disponibles à l'heure actuelle. Comprendre les mécanismes qui régissent le fonctionnement des antennes. Analyser la pertinence d'une technologie par rapport à une autre.

Par ailleurs je participe à plusieurs formations continues : interface RF (6H), UWB (3H), Radio-logicielle (3H).

Je participe aussi aux formations continues pour le ministère de l'intérieur (12 H) et pour le ministère de la défense (12 H).

Et enfin, coordination et animation (18H) de la formation continue «Conception d'antenne ».



## 3 Activités d'encadrement de recherche

### 3.1 Travaux encadrés

#### 3.1.1 Thèses soutenues

Pour chacune des thèses soutenues, je préciserai dans ce qui suit mon taux d'encadrement.

1 A. KAZEMIPOUR, " Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes ". Thèse soutenue le 12 décembre 2002. Jury: Edmond CAMBIAGGIO, Daniel THOUROUDE, Bernard DEMOULIN, Gérard GENEVES, Jean Christophe COUSIN, Xavier BEGAUD. (Taux d'encadrement : 100%)

A. Kazemipour est actuellement ingénieur de recherche au LNE (Laboratoire National d'Essais).

2 A.C. LEPAGE, "Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles: applications à la conception d'antennes compactes intégrées dans un système de communication ultra-large bande ". Thèse soutenue le 27 juin 2005. Jury : Anja SKRIVERVIK, Serge TOUTAIN, Christophe DELAVEAUD, Alain SIBILLE, Gilles LE RAY, Pierre POEY, Ala SHARAIHA, Xavier BEGAUD. (Taux d'encadrement : 90%)

A.C. Lepage est actuellement professeur agrégée à l'IUT de Poitiers.

3 V.Y. VU , "Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteurs utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments". Thèse soutenue le 1 décembre 2005. Jury : Jean-François DIOURIS, Bernard UGUEN, Alain SIBILLE, Patrice PAJUSCO, Bernard HUYART, Xavier BEGAUD. (Taux d'encadrement : 50% ).

V.Y. Vu est actuellement enseignant chercheur à l'institut polytechnique de Hanoï (Vietnam) dans le groupe Radio Fréquence et Micro-ondes.

4 L. SCHREIDER , " Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur –Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz". Thèse soutenue le 12 avril 2006. Jury: Kouroch MAHDJOUBI, Jean-Marc LAHEURTE, Michel

SOIRON, Thierry KOLECK, Bernard PERPERE, Bernard HUYART, Xavier BEGAUD. (Taux d'encadrement : 90%).

L. Schreider est actuellement ingénieur chez Thales Systèmes Aéroportés (Brest).

5 H. GHANNOUM: "Etude conjointe antenne/canal pour des communications ultra large bande en présence du corps humain". Thèse soutenue le 11 décembre 2006. Jury: Georges KOSSIAVAS, Victor FOUAD-HANNA, Jean-François PINTOS, Christophe ROBLIN, Alain SIBILLE, Bernard HUYART, Xavier BEGAUD. (Taux d'encadrement : 20%).

H. Ghannoum est actuellement ingénieur dans la société AFD technologies.

---

### 3.1.2 Thèses en cours

1 M. VAHDANI, "Conception d'antennes compactes ultra large bande bipolarisation ". Soutenance fin 2007.

2 K. MABROUK, "Conception et réalisation d'un système de télécommunication MIMO". En codirection avec Bernard Huyart. Soutenance fin 2008.

3 H. EL ARJA: "Sondeur de canal de propagation pour application MIMO-UWB". En codirection avec Bernard Huyart. Soutenance fin 2009.

---

### 3.1.3 Stages Master (M2), DEA et Ingénieur

1 E. GARCIA, « Calcul et réalisation d'antenne 3D », rapport de stage d'étude E.T.S.I. Telecomunicación, Madrid, juin 2000.

2 P DI FAZIO, « Bilan de liaison satellite en bande Ku pour Eutelsat II », stage ingénieur, Juin 2000.

3 M. MEKKI-KAIDI, « Calcul et réalisation de dispositifs d'adaptation pour antennes dans la bande de fréquence 30 MHz - 2 GHz », Rapport de stage de DEA, Juillet 2000.

- 4 A. C. LEPAGE, « Validation d'un simulateur d'antennes 3D et contribution à la conception de nouvelles antennes », rapport de stage DEA, juillet 2001.
- 5 V. HATTENBERGER, « Etude et conception des circuits d'alimentation d'un réseau focal d'éléments rayonnants pondérés en amplitude/phase et illuminant une antenne à réflecteur multifaisceaux », stage ingénieur, septembre 2001.
- 6 L. SCHREIDER, « Etude de Faisabilité d'antennes Ultra Large Bande de faible encombrement », stage de DEA, Juillet 2002.
- 7 H. HAMDOUNI, « Faisabilité des antennes en bandes K et Ka application à la boucle locale radio à 26 GHz », projet de fin d'étude, SupCom Tunis, juillet 2003.
- 8 Y. MOGAADI, « Réduction de la tailles des antennes pour les mobiles 3G ou 4G », projet de fin d'étude, SupCom Tunis, juillet 2003.
- 9 P. E. LYS, « Etude de Faisabilité d'antennes Ultra Large Bande de faible coût pour applications pulsées », stage de DEA juillet 2004.
- 10 Y. ZHU, « Etude de Faisabilité d'antennes Ultra Large Bande pour applications multi-bandes », stage de DEA juillet 2004.
- 11 J. HOFFMANN, « Contactles energy transmission », stage ingénieur, Juin 2005.
- 12 D. APPIANO, « Modélisation d'antennes par modes sphériques », stage ingénieur, Juin 2005.

---

#### 3.1.4 Thèses professionnelles, Mémoires

La thèse professionnelle est le mémoire rédigé à l'issue du stage réalisé dans le cadre d'un mastère spécialisé.

Les mémoires sont les rapports de projet rédigés dans le cadre de la formation d'ingénieur et correspondent à un travail de 90 heures réparties sur un trimestre.

1. M. HOFFMANN, « Etude d'une antenne à encoche ». Thèse professionnelle, 2000.
2. M. D. GARCIA ALVAREZ, « Réduction du nombre de contrôle pour une antenne réseau », Thèse professionnelle, 2001.
3. R. BAUSIVOIR, « Mise en œuvre du logiciel GRASP8 pour la simulation d'antenne. Thèse professionnelle, 2002.
4. D. COMBESCURE, « Téléphonie mobile et santé », mémoire de projet mars 2003.
5. K. VAN DER TALEN, « Development of a low-cost dual-band antenna for indoor-communication », mémoire de projet juin 2003.
6. P. MISKOVSKI, « Examination of different approaches in minimizing antenna's size related with the antenna performance », mémoire de projet juin 2003.
7. A. PITILAKIS, « Étude des antennes planaires associées aux réflecteurs à large Bande Interdite Électromagnétique de faible épaisseur », mémoire de projet juin 2006.
8. S. DIDOT, « Les liaisons de données des systèmes de drones », Thèse professionnelle, 2006.

---

### **3.2 Brevets**

1. L. SCHREIDER, M.SOIRON, B. PERPERE, X. BEGAUD, «Dispositif de structure à bande interdite électromagnétique et dispositif d'émission et de réception d'ondes électromagnétiques », Brevet, n° INPI : 05 11966, dépôt le 14 décembre 2005.
2. X. BEGAUD, J. P. DANIEL, G. DUBOST, P. POEY: "Antennes à fentes, à double polarisation et à très large bande passante et procédé pour sa réalisation". Brevet déposé en France le 16 décembre 1996 sous le numéro 96 15027.

3. X. BEGAUD, J. P. DANIEL, G. DUBOST, P. POEY: "Antennes à fentes, à double polarisation et à très large bande passante". Enveloppe SOLEAU. 1996.

---

### 3.3 Publications

---

#### 3.3.1 Revues internationales avec comité de lecture

1. L. SCHREIDER, X. BEGAUD, M. SOIRON, B. PERPERE, C. RENARD: "Broadband Archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic band gap substrate", special issue on Metamaterials, February 2007, IEE Proc. Microwaves, Antennas & Propagation.
2. H. GHANNOUM, C. ROBLIN, X. BEGAUD: "Investigation and Modeling of the UWB On-Body Propagation Channel", special issue of the Wireless Personal Communications Journal, accepté publication en 2007.
3. V.Y.VU , A. J. BRAGA , X. BEGAUD, B. HUYART: "Measurement of direction\_of\_arrival of coherent signals using five-port reflectometers and quasi\_Yagi antennas", IEEE Microwaves and Wireless Component Letters, Vol. 15, N. 9, september 2005.
4. A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD: "Calculable dipole antenna for EMC measurements with low-loss wide-band balun from 30MHz to 2GHz", Electromagnetics, no. 3 issue of 2005 (vol. 25).
5. A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD: "Analytical Study of the Printed Dipole Closed-form Formula of Impedance", Microwave and Optical Technology Letters, Volume 45, Issue 4, Pages 345-347, april 2005.
6. A. C. LEPAGE, X. BEGAUD: "A compact ultrawideband triangular patch antenna", Microwave and Optical Technology Letters, Volume 40, Issue 4 , Pages 287 - 289 , February 2004.
7. P. POEY, D. AZEVEDO, X. BEGAUD, J. P. DANIEL, G. LE RAY: "Global analysis and realization of a wideband array (250 500 MHz) for RCS measurements in an anechoic chamber" Microwave and Optical Technology Letters Volume: 34, Issue: 1, Date: 5 july 2002, Pages: 68-70.

8. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD:** "A simple closed-form formula for the mutual impedance of dipoles" Microwave and Optical Technology Letters Volume: 34, Issue: 5, Date: 5 september 2002, Pages: 371-374.
9. **P. POEY, C. THIAM, X. BEGAUD:** " Efficient prism modeling for arbitrary shape antennas printed on finite-size dielectric substrate, in E.F.I.E.analysis ". Microwave and optical technology letters, Vol. 17, n°6, pp. 370-375, April 20 1998.
10. **A. KOHMURA, Y. VAN VU , J. BRAGA , X. BEGAUD , B. HUYART,** "Propagation channel characterization considering the disturbance of antennas in the case of a multipath cluster" soumis à IEE Proc. Microwaves, Antennas & Propagation.

---

### 3.3.2 Revues nationales avec comité de lecture

1. **A. SIBILLE, C. ROBLIN, S. BORIES, A.C. LEPAGE, X. BEGAUD:** «Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit», Revue de l'Electricité et de l'Electronique, avril 2004.
2. **Y. BAO, X. BEGAUD, G. DUBOST, R. FRIN, P. POEY:** "Mutual coupling between two broadband dual polarized antennas", Ann. Télécommun., 50, n° 11-12, pp 928-941, nov-dec 1995.

---

### 3.3.3 Conférences internationales avec actes

1. **X. BEGAUD,** "Ultra wideband wide slot antenna with band-rejection characteristics", Solicited paper, Eucap 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.
2. **M. VAHDANI, X. BEGAUD,** "A directive ultra wideband sinuous slot antenna ", Eucap 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.
3. **H. GHANNOUM, R. D'ERRICO, C. ROBLIN, X. BEGAUD,** "Characterization of the UWB on-body propagation channel", Solicited paper, Eucap 2006, November 6-10 2006, Nice, France.

4. **H. GHANNOUM, C. ROBLIN, X. BEGAUD**, "Investigation of the UWB On-Body Propagation Channel", 9th International symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2006), September 17 - 20, 2006, San Diégo, California, USA..
5. **K. MABROUK, C. MOHAMED, B. HUYART, X. BEGAUD, S. ABOUCHAKRA**: "A practical DIDO communication platform", "European Conference on Wireless Technology 2006", 10-15 september, Manchester., UK.
6. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD**, "Novel Bi-Polarization Broadband Wire Antenna ", 2006 IEEE AP\_S International Symposium", July 9-14, Albuquerque, 2006, New Mexico, USA.
7. **A. KAZEMIPOUR, D. ALLAL, X. BEGAUD**, "Roughness of the ground\_plane and its effect on the antenna calibration in an open\_field site, "URSI GA 2005", New Delhi, India.
8. **V. Y. VU, A. J. BRAGA, X. BEGAUD, B. HUYART**, "Joint TOA/DOA measurements for spatio\_temporal characteristics of 2.4 GHz indoor propagation channel, "European Conference on Wireless Technology 2005", Paris, France.
9. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD**, "Simple closed\_form formula for the impedance of printed dipole", "2005 IEEE AP\_S International Symposium", Washington DC, USA.
10. **V. Y. VU, A. J. BRAGA, X. BEGAUD, B. HUYART**, "Direction of arrival and time delay measurements for multi\_path signals using five\_port reflectometers", "2005 IEEE AP\_S International Symposium", Washington , USA.
11. **L.SCHREIDER, X.BEGAUD, M.SOIRON, B. PERPERE**., "Thickness reduction of unidirectional spiral antennas, "Antenna technology and applied electromagnetics (ANTEM 2005)", St Malo.
12. **V. Y. VU, A. J. BRAGA, X. BEGAUD, B. HUYART**, "Narrow band direction of arrival measurements using five\_port reflectometers and quasi\_Yagi antennas, "European Conference on Propagation and Systems", Brest \_ France.

13. **A. C. LEPAGE, X. BEGAUD, G. Le RAY, A. SHARAIHA, S. CHAINON, M. HIMDI**, "Antenne UWB compacte en mousse métallisée", 13eme Journées Internationales de Nice sur les Antennes, JINA, 8-10 November 2004, Nice, France.
14. **V. Y. VU, A. J. BRAGA, X. BEGAUD, B. HUYART**, "Multi-path delay measurement based on five-port discriminator", European Conference on Wireless Technology 2004, Amsterdam. October 2004.
15. **C. ROBLIN, S. BORIES, A. SIBILLE, A. C. LEPAGE and X. BEGAUD**: "Antenna Design, Analysis and Numerical Modeling for Impulse UWB", International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication, WPMC 2004, Abano Terme, Italy, 12-15 Sept 2004.
16. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD, D. ALLAL**: "Simple Model to Determine the Gap Effect on the Input Impedance of a Cylindrical Dipole. Application to Standard Antennas", ICT 2004: 11th International Conference on Telecommunications, Fortaleza, Brazil, August 1-6, 2004.
17. **V. Y. VU, A. J. BRAGA, B. HUYART, X. BEGAUD, F.R. De SOUSA** : "Calibration of frequency propagation channel sounder based on a five-port reflectometer", ICEIC 2004 (The 2004 International Conference on Electronics, Information, and Communications), August 2004, Hanoi, Vietnam.
18. **C. MARCHAIS, AC. LEPAGE, G. Le RAY, A. SHARAIHA, X. BEGAUD** : "Design of E-probe proximity fed triangular patch antenna" , International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM, Ottawa, Canada, July 2004.
19. **A. J. BRAGA, V. Y. VU, B. HUYART, X. BEGAUD** : "Results on a DoA finding system based on five-port discriminator", Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , June 6-11, 2004, Pages:1259 - 1262.
20. **L. SCHREIDER, X.BEGAUD, M.SOIRON, B. PERPERE**: "Archimedean Microstrip Spiral Antenna Loaded by Chip Resistors Inside Substrate", IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation, June 2004



21. **A. C. LEPAGE, X. BEGAUD, G. Le RAY, A. SHARAIHA:** "F-probe fed Broadband Triangular Patch Antennas Mounted on a Finite Ground Plane" , IEEE Antennas and Propagation Symposium, Monterey, USA, June 2004.
22. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD :** "Modified "three antennas method" for determining the antenna factor (FA)". 2003 IEEE International Symposium on EMC – May 11-16 Istanbul Turkey.
23. **G. NEVEUX, B. HUYART, X. BEGAUD, E. BERGEAULT:** "RF demodulator with a six port system", European Microwave Week, Wireless 2001, 24-28 Septembre.
24. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD:** "Contribution to standard antennas for EMC measurements". 2001 International Symposium on Telecommunications. Teheran - Iran, 1 - 3 Sep. 2001.
25. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD:** "Numerical and analytical model of standard antennas from 30MHz to 2GHz". 2001 IEEE EMC International Symposium. Montreal - Canada, 13 -17 August 2001
26. **X. BEGAUD, G. LE RAY, P. POEY J. P. DANIEL:** "Complémentarité des méthodes fréquentielle et temporelle pour l'analyse d'antennes à géométrie complexe ". 3ème Conférence Européenne sur les méthodes numériques en électromagnétisme, NUMELEC'2000. Poitiers , 20-21-22 Mars 2000.
27. **X. BEGAUD, P. POEY, J. P. DANIEL, G. DUBOST:** "Design of wideband dual polarized slot antenna ", Millenium Conference on Antennas and Propagation AP2000, Davos, Switzerland, April 2000.
28. **X. BEGAUD, P. POEY, J. P. DANIEL:** " Analysis of wideband dual polarized finite arrays". 8th COST 260 Management Committee Meeting in Rennes, France, 1-3 October 2000. <http://www.cost260.com/>
29. **D. KERNEVES, B. HUYART, X. BEGAUD, E. BERGEAULT, L. JALLET:** "Direction finding with six-port reflectometer array " 8th COST 260 Management Committee Meeting in Rennes, France, 1-3 October 2000. <http://www.cost260.com/>

30. **D. KERNEVES, B. HUYART, X. BEGAUD, E. BERGEAULT et L. JALLET:** « Direct Measurement of Direction of Arrival of Multiple Signals », European Microwave Conference EUMC 2000, Paris, October 2000.
31. **X. BEGAUD, P. POEY, J. P. DANIEL, G. DUBOST:**“ Conception d’une antenne fente multioctave ”, 10ème Journées Internationales de Nice sur les Antennes, pp. -, novembre 1998.
32. **P. POEY, X. BEGAUD:** "Electromagnetic analysis of dual polarized wide band antennas and arrays", Invited Paper, pp. 317-326, PIERS 1998 & JIPR 98, 13-17 Juillet 1998, Nantes.
33. **X. BEGAUD, P. POEY, J. P. DANIEL:** " Curvature effects on radiating characteristics of a conformal antenna of arbitrary shape ", p. 1051, PIERS 1998, 13-17 Juillet 1998, Nantes.
34. **X. BEGAUD, P. POEY:** "Modélisation des charges dans les structures rayonnantes ". 2ème Conférence Européenne sur les méthodes numériques en électromagnétisme. Lyon, France, pp. 64-65, 19-20-21 Mars 1997.
35. **X. BEGAUD, P. POEY:** "Effets de la prise en compte des charges sur les diagrammes de rayonnement d’un réseau linéaire fini à large bande et à double polarisation". 9ème Journées Internationales de Nice sur les Antennes, pp. 657-660, novembre 1996.
36. **X. BEGAUD, P. POEY:** "Effets de couplages entre éléments d'un réseau linéaire à large bande et à double polarisation". 3ème colloque Journées Internationales de la Polarimétrie Radar, pp. 309-320, mars 1995.

---

#### 3.3.4 Conférences nationales avec actes

1. **V. Y. VU, A. J. BRAGA, X. BEGAUD, B. HUYART,** "Direction of arrival and time of arrival measurements using five port reflectometers and quasi Yagi Antennas, "Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM 2005)", St Malo, France.
2. **V. Y. VU, A. J. BRAGA, X. BEGAUD, B. HUYART,** "Estimation des directions d’arrivée et des retards de propagation par utilisation de la

technique cinq-port, "14èmes Journées Nationales Microondes JNM 2005", Nantes, France.

3. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD, M. BOURGHES, D. ALLAL:** "Dipôle calculable, l'étalon du champ électrique pour la gamme de fréquence 30 MHz – 2 GHz", CEM04, 16-18 March 2004 Toulouse, France.

4. **A. C. LEPAGE, X. BEGAUD, P. POEY:** « conception d'une antenne compacte très large bande pour applications multimédia ». 13 Journées Nationales Micro-ondes. Actes de la conférence - Lille, 20-22 Mai 2003.

5. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD, B. HUYART:** « Calcul rapide du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antenne avec prise en compte du couplage ». 13 Journées Nationales Micro-ondes. Actes de la conférence - Lille, 20-22 Mai 2003.

6. **B. A. GARCIA, B. HUYART, X. BEGAUD, E. BERGEAULT:** "Concepcion de un radar utilizando un discriminador de frecuencia de tipo 'six-port'", XVI Simposium nacional de la union cientifica internacional de radio, 19-22 Sep2001, Madrid.

7. **G. NEVEUX, B. HUYART, X. BEGAUD, E. BERGEAULT:** "Demodulator radio-frecuencia con un sistma « six-port »", XVI, Simposium nacional de la union cientifica internacional de radio, URSI 19-22 Sep 2001 Madrid.

8. **D. KERNEVES, B. HUYART, X. BEGAUD, E. BERGEAULT, L. JALLET:** " Radiogoniométrie à base de reflectometres sans oscillateur local", 12 Journées Nationales Micro-ondes. Actes de la conférence, 2C2-4. Futuroscope - Poitiers, 16 - 18 Mai 2001.

9. **B. AMANTE GARCIA, B. HUYART, , L. JALLET X. BEGAUD, E. BERGEAULT:**" Concepcion d'un radar utilisant un discriminateur de fréquences de type « six-port »", 12 Journées Nationales Micro-ondes. Actes de la conférence, 6D-18. Futuroscope - Poitiers, 16 - 18 Mai 2001.

10. **P. POEY, X. BEGAUD, D. AZEVEDO** "Antenne bipolarisation large bande à haute pureté de polarisation ", 12 Journées Nationales

Micro-ondes. Actes de la conférence, 2B2-2. Futuroscope - Poitiers, 16 - 18 Mai 2001.

11. **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD, B. HUYART, L. JALLET, E. BERGEAULT**: "Modélisation et mesure d'antennes étalons pour la compatibilité électromagnétique ", 12 Journées Nationales Micro-ondes. Actes de la conférence, 6B2-2. Futuroscope - Poitiers, 16 - 18 Mai 2001

12. **G. NEVEUX, B. HUYART, X. BEGAUD, E. BERGEAULT, L. JALLET**: " Démodulateur direct de signaux RF avec un système « six-port »", 12 Journées Nationales Microondes. Actes de la conférence, 6C2-3. Futuroscope - Poitiers, 16 - 18 Mai 2001.

13. **X. BEGAUD, P. POEY** "Analyse d'antennes large bande et bipolarisation de géométrie arbitraire", 14 ème colloque Optique Hertzienne et diélectrique, les 3, 4 et 5 septembre 1997, pp. 105-108, Clermont-Ferrand.

14. **C. THIAM, P. POEY, X. BEGAUD**: "Analyse d'antennes conformées sur des cylindres ". 10ème Journées Nationales Microondes. St Malo, France, pp. 166-167, 21-22-23 Mai 1997.

15. **X. BEGAUD, P. POEY**: "Analyse d'une antenne sinueuse imprimée", 13 ème colloque Optique Hertzienne et diélectrique de Saragosse, les 6, 7 et 8 septembre 1995, pp. 268-271.

---

### 3.3.5 Conférences avec actes à diffusion restreinte

1. **A.KAZEMIPOUR, X. BEGAUD, M. BOURGHES, D. ALLAL**: « Etalonnage d'antennes de mesure CEM à l'aide d'un dipôle calculable dans la gamme de fréquence 30 MHz – 2 GHz », 1ères Journées scientifiques du CNFRS, « Métrologie et capteurs en électromagnétisme » 29 et 30 mars 2004, France.

2. **A.SIBILLE, C. ROBLIN, S. BORIES, A.C. LEPAGE, X. BEGAUD**: "Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit", Journées SEE d'études sur l'ULB en radar et communications, Juin 2003.

3. D. KERNEVES, B. HUYART, X. BEGAUD, E. BERGEAULT: "Système de Mesure Directe de Signaux Radiofréquences", ATELIER CNES Antennes agiles et circuits actifs associés, Toulouse, Mercredi 6 et Jeudi 7 Juin 2001.
4. A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD, B. HUYART, E. BERGEAULT: "Calcul et mesure du Facteur d'Antenne dans un site standard de mesure entre 30MHz et 2GHz." Réseau micro-onde Ile-de-France AREMIF, Savoir-faire, Défis et Perspectives en Compatibilité électromagnétique M.R.T. Paris, 8 Fév. 2001.
5. A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD: "Modélisation et mesure d'antennes étalons pour la compatibilité électromagnétique". IV Journées nationales du réseau doctoral de microélectronique. Proceedings, pp. 100 – 101. Strasbourg, 24 - 25 Avril 2001.
6. B. A. GARCIA, B. HUYART, X. BEGAUD, E. BERGEAULT : "Conception d'un radar utilisant un discriminateur de fréquences de type 'six-port' ", JNRDM-2001, Session 2, 123.Strasbourg.
7. X. BEGAUD, S. BAUDCHON, P. POEY, "Performances d'un code éléments finis parallélisé pour la modélisation d'antennes" - Séminaire Accroître la dimension des modèles par le parallélisme, Irisa, 4 avril 2000 Rennes, France.
8. X. BEGAUD, P. POEY, J. P. DANIEL: "Influence du couplage au sein d'un réseau d'antennes fini à large bande et à double polarisation en VHF", Journées d'études sur les méthodes de calcul numérique pour la modélisation et la conception des antennes. Gif sur Yvette. Mars 1998.
9. P. POEY, X. BEGAUD, C. THIAM, J. P. DANIEL: "Modélisation d'éléments rayonnants à large bande ". Séminaire Antennes Actives, 23, 24, 25 et 26 Juin 1997, Thème 4 pp. 1-8, Saint Raphaël.
10. P. POEY, X. BEGAUD, F. COLOMBEL, C. THIAM: "Méthode intégrale, E.F.I.E. :Résultats théoriques et expérimentaux relatifs à des antennes planes ou conformées". Séminaire sur les méthodes numériques utilisées pour la modélisation d'antennes, 1 et 2 Octobre 1996, CNES Toulouse, pp. 35-44.

---

3.3.6 Livre

1. X. BEGAUD, A. SIBILLE et C. ROBLIN : Antennes Ultra Large Bande. Co-auteurs, La Collection Technique et Scientifique des Télécommunications (CTST), 2007.

## 4 Contrats de recherche

### 4.1 Responsabilités de contrats de recherche

1. Contrat BNM - Calcul et réalisation d'antennes dipôles étalons dans la bande de fréquence 30 MHz - 2 GHz (Rapport d'avancement), Mars 2000.
2. Contrat BNM - Calcul et réalisation d'antennes dipôles étalons dans la bande de fréquence 30 MHz - 2 GHz (Rapport final), Juillet 2001.
3. Contrat ENSTA - Etude et réalisation d'une antenne UWB (3 –5 GHz) directive et de faible encombrement - (Rapport d'avancement), Juin 2003.
4. Contrat ENSTA - Etude et réalisation d'une antenne UWB (3 –5 GHz) directive et de faible encombrement - (Rapport final) Novembre 2003.
5. Contrat ENSTA - Etude et réalisation d'antennes Ultra Large Bande(ULB) directive et de faible encombrement - ULtrawaves II (Rapport d'avancement), Décembre 2004.
6. Contrat d'expertise pour la société Sofinnova, Février 2005.
7. Contrat PSA - Réalisation d'une antenne sérigraphiée AM et FM (rapport final), Juin 2005.
8. Contrat ENSTA - Etude et réalisation d'antennes Ultra Large Bande(ULB) directive et de faible encombrement - ULtrawaves II (Rapport final), Septembre 2005.
9. Contrat PSA - Réalisation d'une antenne sérigraphiée AM et FM Seconde partie (rapport final) Octobre 2006.

### 4.2 Participations à des contrats de recherche

1. Convention DRET n° 92-112. Rapport final. "Etude d'éléments rayonnants à large bande et à bipolarisation", présenté le 16 mars 1994 à l'Université de Rennes1.
2. Convention DRET n° 94-054. Complément d'étude de la phase 2, "Antenne sinueuse 2 brins 10 cellules", présenté au L.C.T.A.R. (Paris) le 29 mars 1995.
3. Convention DRET n° 94-054. Rapport d'avancement. "Réseau d'antennes actives large bande à bipolarisation: caractérisation polarimétrique", présenté au L.C.T.A.R. (Paris) le 29 mars 1995.
4. Convention DRET n° 94-054. Rapport final. "Réseau d'antennes actives large bande à bipolarisation: caractérisation polarimétrique ", présenté le 05 octobre 1995 à l'Université de Rennes1.

5. Etude CEA/Université de Rennes 1. "Etude d'un réseau à large bande et à double polarisation, en VHF", Rapport phase 1 "source élémentaire", janvier 1996.
6. Etude CEA/Université de Rennes 1. "Etude d'un réseau à large bande et à double polarisation, en VHF", Rapport phase 2 "effets de couplages entre sources", avril 1996.
7. Etude CEA/Université de Rennes 1. "Etude d'un réseau à large bande et à double polarisation, en VHF", Rapport phase 3 "Réseau Emission - Réception", Janvier 1997.
8. Etude CEA/Université de Rennes 1. "Etude des performances de réseaux entre 250 et 350 MHz", Rapport d'avancement, Janvier 1997.
9. Rapport d'expertise pour Schneider - Analyse d'orientation technologique concernant un capteur de position sur base de technologie hyperfréquence utilisant la technique Radar, février 2003.
10. Contrat de recherche sur crédit incitatif GET - UWB, plate-forme expérimentale, rapport final Mars 2004.
11. [ULTRAWAVES \(IST-2001-35189\) - D6.1 Prototypes and analysis tools for ultra wide band antennas, Novembre 2004.](#)
12. Contrat de recherche sur crédit incitatif GET – UWB DOMO, rapport final Mars 2005.



## 5 Activités d'animation de la recherche

### 5.1 Animation de groupes de recherche

#### 5.1.1 Organisation et animation

Responsable du projet GET [CLUB](#) (Communications Large et Ultra-large Bande) entre 2003 et 2005.

Les ambitions de ce projet étaient multiples mais l'idée première était de fédérer les compétences de différents acteurs du Groupe des Ecoles de Télécommunications autour de l'Ultra Large Bande. Cette synergie avait déjà permis la mise en place d'une plate-forme UWB et d'une équipe proposant des solutions innovantes pour répondre notamment aux appels d'offres (RNRT, Contrat Européens..), pour proposer des formations sur l'UWB et pour afficher et valoriser les travaux déjà effectués sur le sujet.

Les thématiques étudiées étaient:

- 1- l'architecture d'un système UWB
- 2- la génération de signal UWB
- 3- les antennes UWB
- 4- le codage de canal et la modulation en UWB
- 5- l'acquisition et la synchronisation de signal UWB

Ce projet associait plusieurs départements de l'ENST, de l'INT, de L'ENST Bretagne et d'Eurecom.

Responsable du projet POCUB (Plate-forme Ouverte de Communications Ultra-large Bande) depuis 2006.

Ce projet s'inscrit dans la continuité de CLUB (ci-dessus) mais avec une équipe resserrée d'enseignants de l'ENST.

Organisateur de l' [Ecole d'automne du GDR ondes sur l'Ultra Large Bande](#) 23-27 octobre 2006 - Communications, localisation et radar.

Pour cette école j'ai rempli à la fois le rôle d'organisateur et aussi celui de responsable du comité de programme.

Cette école initiée sous l'impulsion du GDR Ondes, avait pour vocation de présenter les aspects fondamentaux, la mesure, le traitement et l'architecture des systèmes Ultra Large Bande. L'accent a notamment été porté sur la nécessaire complémentarité des disciplines abordées. Cette manifestation visait à apporter une base de connaissances sur le domaine, complétée par des exposés avancés d'intervenants académiques et

industriels sur les divers aspects techniques essentiels liés au développement de ces technologies.

Au cours de la semaine, les cours classiques (antenne, canal de propagation, architecture ...) ont peu à peu laissé la place à des cours plus transverses où l'estimation conjointe et le « co-design » éclairent sous un autre jour des connaissances déjà acquises. Des applications de communications, de localisation et de radar ont été présentées et ont permis d'évaluer le fort potentiel de développement et d'ores et déjà d'intérêt de l'Ultra Large Bande.

Cette école accueillie à l'Esisar de Valence a rassemblé une large communauté (environ 60 personnes) dont un bon tiers de doctorants, des enseignants chercheurs et ingénieurs venant de toute la France.

Le programme dense et varié a permis à chacun de découvrir et/ou d'approfondir ce sujet d'actualité avec la possibilité d'échanger entre chercheurs de disciplines voisines dans un cadre approprié. J'en profite pour remercier l'Esisar et la Drome de son chaleureux accueil.

Cette Ecole était le fruit des travaux du groupe de travail Ultra-Large-Bande, Communications Hauts-Débits, Contrôle et Commande, du GDR ONDES et de son Club des Partenaires, groupe co-animé et modéré par Jean-Yves Dauvignac et Georges Kossiavas (LEAT), et par Norbert Daniele (CEA-LETI), Jean-Claude Imbeaux (FT R&D) et Marc Heddebaut (INRETS).

[Animateur en compagnie de Jean-Yves Dauvignac du Groupe de travail sur les antennes réseaux à très large bande dans le cadre du club des partenaires du GDR ONDES \(2007\).](#)

---

### 5.1.2 Participations

Je donne dans ce qui suit les activités auxquelles, j'ai contribué activement :

[Action Spécifique CNRS « Radio-logicielle », 2003.](#)

Action Spécifique CNRS "Antennes miniatures", 2004.

[Groupe de travail du GDR ONDES, Antennes intégrées, 2005](#)

Comité d'expert micro-ondes pour le CNRS, 2005.

---

## 5.2 Administration de la recherche

Membre titulaire de la commission de spécialiste de l'Université de Rennes 1 depuis 2003.

Membre élu du conseil de la recherche de l'ENST (2002-2003).

---

## 5.3 Rayonnement

Séjour invité au Japon – Tokyo & Tsukuba - février 2000. Visite d'entreprises et d'universités.

Séjour invité au Brésil dans le cadre de l'accord CAPES/COFECUB n° 343/01 – (séminaires) - décembre 2001.

Séjour invité en Tunisie. SupCom Tunis - (cours et séminaires) - octobre 2002.

Participation au numéro sur les « antennes intelligentes » du magazine Pour la science (pp.72-78, n°312, Octobre 2003). Traduction et vulgarisation de l'article initialement paru dans American Scientist.

## 6 Expertise scientifique

---

### 6.1 Participation à des comités de relecture d'articles

Je donne dans ce qui suit les revues/conférences auxquelles, j'ai contribué régulièrement ou activement :

Annales des Télécommunications depuis 1999.

Comité de lecture de ANTEM2005.

Présidence de session à EuMC 2005 - CPW and Slot Antennas.

Comité de lecture des JNM (Journée Nationale Micro-ondes) depuis 2006.

## 7

## Perspectives de recherche

---

Sur le long terme mes activités s'inscrivent dans la recherche **d'éléments génériques antennaires**. Le terme générique s'entend ici dans le sens « convenir à toute une catégorie ». La catégorie pouvant être le multimédia nomade par exemple. Dans un environnement donné le système doit pouvoir se déployer et s'adapter à la disponibilité spectrale et allouer les ressources nécessaires au transfert d'informations. Ce qui sous-entend bien entendu que la partie rayonnante doit pouvoir fonctionner sur l'ensemble de la bande de fréquence et quelle que soit la polarisation. C'est une condition nécessaire mais non suffisante. Pour fournir aux utilisateurs les différents services attendus dans un contexte **multi-mode multi-standard** il faudra disposer de terminaux et **solutions d'accès reconfigurables**. Ceci nécessite d'élargir la réflexion sur l'architecture des terminaux, en intégrant dans la démarche des méthodes jusqu'à présent réservées à la conception des circuits intégrés numériques.

La plupart des systèmes se composent d'une chaîne d'émission/réception dont les « maillons » sont reliés les uns aux autres par des interfaces normalisées. Ce passage nécessaire peut s'avérer sous optimal dans beaucoup d'applications. L'idée est donc de supprimer cette interface commune en utilisant chaque maillon de façon optimale. On parle ici de **co-design**. Il s'agit par exemple de concevoir une antenne apte à rayonner ou à recevoir une forme d'onde particulière, d'utiliser l'antenne pour filtrer les signaux non-désirés. Dans le même ordre d'idée, la **connaissance du canal de transmission et des méthodes de traitement de signal associées** à l'estimation des trajets conduit à identifier les degrés de liberté souhaités pour les antennes. L'objectif ensuite étant d'aboutir à une **méthodologie de conception** visant à une optimisation globale des performances, prenant en compte la nécessaire cohabitation des circuits numériques et analogiques, mais aussi l'adéquation des algorithmes de traitement associés.

Il faut aussi proposer de nouvelles solutions technologiques, notamment basées sur l'utilisation de **nouveaux matériaux ou métamatériaux**, ou de nouvelles manières de construire une fonctionnalité particulière. Ceci est notamment vrai au niveau des antennes qui devront présenter une reconfigurabilité potentielle de leurs caractéristiques (diversité de diagramme ou de polarisation par exemple) et être associées à des circuits de commande de très petite taille, intégrés au plus proche de ces antennes sans que leurs performances ne soient dégradées (compacité, CEM etc.).

Aujourd'hui, l'intégration monolithique de fonctions telles que les antennes, les filtres, ... reste difficilement concevable, avec des problématiques totalement différentes suivant les longueurs d'ondes considérées. L'augmentation en fréquence et le développement de solutions millimétriques ou THz durant les prochaines années devraient permettre de proposer des solutions de faible encombrement.

A moyen et court terme et pour initier l'ensemble des problématiques évoquées précédemment, nous avons lancé les actions suivantes :

1- Conception et réalisation d'un système de télécommunication MIMO <sup>20</sup>:

Les antennes dites «intelligentes» permettent de s'adapter à l'environnement variable de propagation ou encore d'étendre les capacités des systèmes de télécommunications en utilisant l'accès multiple à répartition dans l'espace. Une extension de ce domaine est le système MIMO ( Multiple Input Multiple Output) utilisant le codage spatio-temporel qui consiste à transporter l'information dans divers intervalles de temps (bursts) et divers trajets des signaux radiofréquences entre l'émetteur et le récepteur. Ces techniques font l'objet d'intenses recherches en communication numérique pour trouver les meilleurs algorithmes de traitement de signal.

D'autre part, il apparaît que le gain en capacité de télécommunications des systèmes MIMO ne serait pas acquis facilement. En effet les premières études laissaient envisager un gain de  $N \cdot M$  si on utilisait  $M$  antennes à l'émission et  $N$  antennes en réception. En réalité cette valeur n'est atteinte que pour des signaux décorrélés [30]. De nombreux travaux sont effectués sur ce point particulier. La résolution du problème passe par la recherche de nouveaux algorithmes et/ou de nouvelles architectures de réseaux d'antennes.

Nous proposons de mettre en oeuvre d'un point de vue matériel ces méthodes de traitement dans la bande de fréquence 2.4-2.48 GHz. Il faut donc réaliser une plate forme avec un réseau d'antennes d'émission connecté à un ensemble d'émetteurs radiofréquences et un réseau d'antennes de réception

Nous étudierons particulièrement l'effet de la corrélation des signaux RF dû au couplage entre capteurs (antennes), afin d'optimiser la capacité du

---

<sup>20</sup> K. MABROUK, "Conception et réalisation d'un système de télécommunication MIMO". En codirection avec Bernard Huyart. Soutenance fin 2008.

système MIMO. Nous travaillerons notamment sur la diversité en polarisation en diversifiant les antennes du réseau.

## 2- Sondeur de canal de propagation pour application MIMO-UWB<sup>21</sup>

Les systèmes actuels de transmission de données de type WiFi a 2.4 et 5.8 GHz (802.11) vont évoluer vers les normes large bande (802.15.3) afin d'augmenter les débits transportés. Un autre moyen pour augmenter la capacité des systèmes est d'utiliser la technique MIMO évoquée dans le paragraphe précédent.

La connaissance du canal de propagation est primordiale pour dimensionner un système de communication et optimiser les algorithmes de traitement des signaux de communications numériques. Pour cela, un certain nombre de modèle de canal de propagation ont été développés pour faciliter la simulation et un certain nombre de mesure ont été réalisées dans différentes configurations de propagation [31,32].

La caractérisation du canal peut être réalisée soit dans le domaine temporel en mesurant la réponse impulsionnelle du canal par des méthodes de corrélation glissante, impulsion périodique, ... soit dans le domaine fréquentiel en mesurant la réponse fréquentielle du canal dans la bande de fréquence choisie. La réponse impulsionnelle est alors déterminée par transformée de Fourier inverse de la réponse fréquentielle mesurée. A ce jour la technique fréquentielle utilisant un analyseur de réseau vectoriel est la plus utilisée en raison de sa dynamique de mesure. Son inconvénient est qu'elle requiert un temps d'acquisition important (notamment à cause du temps de synthèse du signal sinusoïdal (mode step RF CW) et se limite donc à des canaux de propagation stationnaires. Une solution récente consiste à commuter des générateurs [33] mais reste d'un coût élevé d'autant plus si on veut l'étendre à la caractérisation de canaux de propagation MIMO. Une autre solution consiste à utiliser un signal sinusoïdal modulé linéairement en fréquence (mode RF FM-CW ou chirp). Elle a été utilisée à ce jour pour la caractérisation de l'étalement en temps des canaux de propagation à bande étroite. C'est cette voie qui sera explorée en premier dans cette étude.

L'objectif de cette étude est de développer un sondeur de canal de propagation MIMO-UWB pour mesurer l'étalement en fréquence et en temps des signaux radiofréquences ainsi que leurs directions d'arrivées.

---

<sup>21</sup> H. EL ARJA: "Sondeur de canal de propagation pour application MIMO-UWB". En codirection avec Bernard Huyart. Soutenance fin 2009.

Parmi les normes UWB, le choix se porte sur l'approche MBOA (multiband OFDM alliance) qui partage la bande allouée à ce service 3.1-10.6 GHz en sous bande de 528 MHz avec une modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division M.). On se focalisera sur bande fréquence 6 - 8.5 GHz alloué par l'ETSI en Europe.

A plus long terme, notre objectif avec ce sondeur est de pouvoir discerner chaque trajet de propagation (direction d'arrivée et de départ des signaux, temps de trajet, amplitudes...) pour un système de communication MIMO UWB.

Les études théoriques porteront notamment sur l'adaptation des méthodes actuelles de calcul des DOAs et TOAs (time of arrival) de signaux RF de bande de fréquence étroite en mode step CW aux signaux large bande en mode FM-CW.

### 3- Etude des réseaux d'antennes à très large bande passante sur structures à bande interdites électromagnétiques

La technologie des antennes réseaux est utilisée dans les applications aéroportées modernes (détection, guerre électronique, communication, navigation) car elle offre des performances radioélectriques et des capacités d'intégration aux porteurs invisibles avec d'autres technologies.

L'antenne est typiquement constituée par un réseau d'éléments rayonnants (patch, monopôle, dipôle, cornet,...) régulièrement répartis sur une surface et alimentés par un circuit diviseur hyperfréquence (BFN). L'insertion d'un déphaseur (et éventuellement d'un amplificateur) au niveau de chaque élément rayonnant permet de dépointer le faisceau directif ainsi formé dans toutes les directions utiles de l'espace. Lorsque l'on cherche à faire fonctionner ces antennes réseaux sur de très larges bandes passantes (rapports de bande supérieurs à 5 :1), on constate que la bande passante de ces antennes est limitée par chacun des éléments hyperfréquences constitutifs de l'antenne (sources, BFN, lignes de transmission,...) mais aussi par l'architecture du réseau rayonnant.

On montre, en effet, d'une part que la distance entre les éléments rayonnants doit être inférieure à la demi-longueur d'onde minimale si l'on veut éviter l'apparition de lobes de réseau et d'autre part que la hauteur de l'élément rayonnant au-dessus du plan de masse doit être égale au quart de la longueur d'onde si l'on veut une bonne efficacité de rayonnement.

Cette dernière peut être très réduite si l'on utilise comme réflecteur, un matériau haute impédance qui réfléchira les ondes sans les déphaser sur une très large bande de fréquences (paragraphe 1.3).



Les couplages électromagnétiques entre les sources voisines d'un réseau peuvent également engendrer un phénomène angulaire très gênant, appelé zone aveugle, qui correspond à des directions de l'espace dans lesquelles il est impossible de rayonner de l'énergie. D'autre part, il a été montré que l'utilisation de matériaux à bande interdite électromagnétique pouvait conduire à réduire le couplage entre antennes, sur de plus faibles bandes passantes cependant [34]. Ces mêmes matériaux peuvent aussi permettre de supprimer les directions aveugles, mais toujours sur de faibles bandes passantes [35].

Nous proposons donc d'analyser le comportement d'antennes réseaux placé au-dessus de matériaux à bande interdite électromagnétiques chargés. L'objectif étant de d'étudier **comment** à l'aide de ces nouveaux matériaux, il est possible de **réduire ou contrôler le couplage entre éléments rayonnant au sein d'un même réseau et sur une très large bande de fréquence**.

#### 4- Antennes pour applications THz :

Les avancées des technologies THz sont fortement conditionnées à l'émergence de nouvelles sources de rayonnement THz, miniaturisées et de faible coût. Une voie prometteuse, la photogénération, consiste à employer des **photodétecteurs ultra-rapides** supportant des intensités lumineuses élevées, **couplés à des antennes d'émission** dans l'espace libre. Le GET et Télécom Paris soutiennent aujourd'hui cette voie en partenariat avec le Laboratoire de Photonique et de Nanostructures, laboratoire du CNRS hébergeant une Centrale de Technologie. Il s'agit ici du développement d'une source THz à semiconducteur par photo-génération à 1.3-1.5  $\mu\text{m}$ , et aussi la détection du rayonnement THz pour la caractérisation des sources réalisées. Pour valider ce travail nous devons proposer **antennes d'émission et de réception associées à la source et au détecteur**.

## 8 Bibliographie

---

- [1] **FCC**, "First report and order, revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems", Document technique ET Docket 98-153, FCC, Avril 2002.
- [2] **A. C. LEPAGE, X. BEGAUD**: "A compact ultra wideband triangular patch antenna", Microwave and Optical Technology Letters, Volume 40, Issue 4 , Pages 287 - 289 , February 2004.
- [3] **C. ROBLIN, S. BORIES, A. SIBILLE, A. C. LEPAGE and X. BEGAUD**: "Antenna Design, Analysis and Numerical Modelling for Impulse UWB", International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication, WPMC 2004, Abano Terme, Italy, 12-15 Sept 2004.
- [4] **A. SIBILLE, C. ROBLIN, S. BORIES, A. C. LEPAGE**: "A Channel-Based Statistical Approach to Antenna Performance in UWB Communications" Antennas and Propagation, IEEE Transactions on Volume 54, Issue 11, Part 1, Nov. 2006 Page(s):3207 – 3215.
- [5] **A. C. LEPAGE, X. BEGAUD, G. Le RAY, A. SHARAIHA, S. CHAINON, M. HIMDI**, "Antenne UWB compacte en mousse métallisée", 13eme Journées Internationales de Nice sur les Antennes, JINA, 8-10 November 2004, Nice, France.
- [6] **Y. HOON SUH; I. PARK**: "A broadband eccentric annular slot antenna " Antennas and Propagation Society, 2001 IEEE International Sym , Volume: 1 , 8-13 July 2001 Page(s): 94 -97 vol.1.
- [7] **H. GHANNOUM**: "Etude conjointe antenne/canal pour des communications ultra large bande en présence du corps humain". Thèse soutenue le 11 décembre 2006.
- [8] **X. QUING, M.Y. W. CHIA, X. WU**: "Wide-slot Antenna for UWB Applications", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE, Volume 1, 22-27 June 2003 Page(s):834 - 837.

## Bibliographie

- [9] **X. BEGAUD**, "Ultra wideband wide slot antenna with band-rejection characteristics", Solicited paper, Eucap 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.
- [10] **R. H. DUHAMEL** : «Dual polarized sinuous antenna», U. S. Patent 4,658,262, April 1987.
- [11] **X. BEGAUD**: "Analyse d'antennes et de réseaux d'antennes large bande et bipolarisation par une méthode d'éléments finis de surface". Thèse de Doctorat -Université de Rennes 1, 19 décembre 1996.
- [12] **X. BEGAUD, J. P. DANIEL, G. DUBOST, P. POEY** : "Antennes à fentes, à double polarisation et à très large bande passante et procédé pour sa réalisation". Brevet déposé en France le 16 décembre 1996 sous le numéro 96 15027.
- [13] **M. VAHDANI, X. BEGAUD**, "A directive ultra wideband sinuous slot antenna ", Eucap 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.
- [14] **O. KLEMP, G. ARMBRECHT and H. EUL**: "On the Polarization-Diversity Performance of Log.-Per. Multiarm-Antennas for MB-OFDM UWB Communications", Proceedings of the 3rd Workshop on Positioning Navigation and Communications, WPNC 2006, Hannover, Germany, 16. March 2006, No. 1, 2006, pp. 105-110.
- [15] **L. SCHREIDER** , " Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur –Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz". Thèse soutenue le 12 avril 2006.
- [16] **J.J.H. WANG, V.K. TRIPP**, "Design of multioctave spiral-mode microstrip antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.39, n°3, March 1991.
- [17] **H. NAKANO, K. NOGAMI, S. ARAI, H. MIMAKI, J. YAMAUCHI**, "A spiral antenna backed by a conducting plane reflector" IEEE trans on antennas and propagation Volume 34 n° 6 June 1986.
- [18] **D.F. SIEVENPIPER**, « High impedance electromagnetic surfaces », PhD dissertation 1999

## Bibliographie

- [19] **A. KAZEMIPOUR**, " Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes ". Thèse soutenue le 12 décembre 2002.
- [20] **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD**: "[A simple closed-form formula for the mutual impedance of dipoles](#)", Microwave and Optical Technology Letters Volume: 34, Issue: 5, Date: 5 september 2002, Pages: 371-374.
- [21] **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD**, "Novel Bi-Polarization Broadband Wire Antenna ", 2006 IEEE APS International Symposium", July 9-14, Albuquerque, 2006, New Mexico, USA.
- [22] **A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD, B. HUYART**: « Calcul rapide du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antenne avec prise en compte du couplage ». 13 Journées Nationales Micro-ondes. Actes de la conférence - Lille, 20-22 Mai 2003.
- [23] **A. RICHTER, D. HAMPICKE, G. SOMMERKORN, R.THOMA**, "Joint estimation of DoD, time-delay, and DoA for high-resolution channel sounding", Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51<sup>st</sup> Volume 2, 15-18 May 2000 Page(s):1045 - 1049 vol.2
- [24] **T. ZWICK, D. HAMPICKE, J. MAURER, A. RICHTER, G. SOMMERKORN , R.THOMA, W.WIESBECK**, "Results of double-directional channel sounding measurements" Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51<sup>st</sup>Volume 3, 15-18 May 2000 Page(s):2497 - 2501 vol.3
- [25] **F. RANGEL DE SOUSA, B. HUYART, R.C.S. FREIRE**, « Low cost network analyzer using a six-port reflectometer », IEEE MTT-S IMOC 2001Proceedings, pp 145-147.
- [26] **V.Y. VU** , "Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteurs utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments". Thèse soutenue le 1 décembre 2005.
- [27] **J. BRAGA**: "Mesure directe de la direction d'arrivée de signaux radiofréquences pour antennes adaptatives". Thèse soutenue le 18 septembre 2006.

## Bibliographie

- [28] **A. J. BRAGA, V. Y. VU, B. HUYART, X. BEGAUD** : "Results on a DoA finding system based on five-port discriminator", Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , June 6-11, 2004, Pages:1259 - 1262.
- [29] **Y. QIAN, W.R. DEAL, N. KANEDA and T. ITOH**, "Microstrip-fed quasi-yagi antenna with broadband characteristics," Electronic Letters, vol. 34, no. 23, pp. 2194-2196, Nov. 1998.
- [30] **J.H. KOTECHA, A.M. SAYEED**, « Transmit signal design for optimal estimation of correlated MIMO channels » Signal Processing , IEEE Transactions on , Volume: 52 , Issue: 2 , Feb. 2004 , Pages:546 – 557.
- [31] **J. KEIGNART, C. ABOU-RJEILY, C. DELAVEAUD, N. DANIELE**, «UWB SIMO channel measurements and simulations », Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 54, Issue 4, Part 2, June 2006 Page(s):1812 – 1819.
- [32] **P. PAJUSCO, P. PAGANI**, "Extension of SIMO wideband channel sounder for UWB propagation experiment" Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on 16-19 Nov. 2003 Page(s):250 – 254.
- [33] **K. HANEDA, J. TAKADA, T. KOBAYASHI**, "A parametric UWB propagation channel estimation and its performance validation in an anechoic chamber", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 54, Issue 4, Part 2, June 2006 Page(s):1802 – 1811.
- [34] **F. YANG; Y. RAHMAT-SAMII**, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on Volume 51, Issue 10, Part 2, Oct. 2003 Page(s):2936 – 2946.
- [35] **Y. FU; N. YUAN**, "Elimination of scan blindness in phased array of microstrip patches using electromagnetic bandgap materials", Antennas and Wireless Propagation Letters Volume 3, Issue 1, 2004 Page(s):63 - 65

## 9 Quelques publications sélectionnées

---

- I** A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD: "Calculable dipole antenna for EMC measurements with low-loss wide-band balun from 30MHz to 2GHz", Electromagnetics, no. 3 issue of 2005 (vol. 25).
- II** A. C. LEPAGE, X. BEGAUD: "A compact ultrawideband triangular patch antenna", Microwave and Optical Technology Letters, Volume 40, Issue 4, Pages 287 - 289 , February 2004.
- III** V.Y.VU , A. J. BRAGA , X. BEGAUD, B. HUYART: "Measurement of direction of arrival of coherent signals using five-port reflectometers and quasi Yagi antennas", IEEE Microwaves and Wireless Component Letters, Vol. 15, N. 9, September 2005.
- IV** L. SCHREIDER, X. BEGAUD, M. SOIRON, B. PERPERE, C. RENARD: "Broadband Archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic band gap substrate", special issue on Metamaterials, February 2007, IEE Proc. Microwaves, Antennas & Propagation.
- V** X. BEGAUD, "Ultra wideband wide slot antenna with band-rejection characteristics", Solicited paper, Eucap 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.

## Calculable Dipole Antenna for EMC Measurements with Low-Loss Wide-Band Balun from 30 MHz to 2 GHz

ALIREZA KAZEMIPOUR

Bureau National de Métrologie  
 Laboratoire National d'Essais (BNM-LNE)  
 Trappes Cedex, France

5

XAVIER BEGAUD

Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST Paris)  
 Communications and Electronic Department  
 Paris Cedex, France

10

*A half-wavelength calculable dipole antenna has been developed. The Antenna Factor (AF) of this dipole is evaluated between 30 MHz and 2 GHz. Generally the proposed formula by ANSI-63.5 (ANSI, 1988) method for EMI antenna calibration is for a resonant dipole and assumes a perfect sinusoidal current density along the dipole. Indeed, the mutual effects on AF in this case could be taken into account with some approximate correction factors. The perfect sinusoidal form of current density is not correct for the real thick dipoles. For these dipoles, i.e., nonresonant and thick, assuming a perfect sinusoidal current density introduces errors around 1 dB/m on AF.*

15

*An alternative method is presented: an analytical method based on a simple new current distribution along the dipoles to evaluate their radiation characteristics, and this is compared with a numerical approach based on MoM (the Method of Moments) by NEC software, to model two dipoles in a standard site.*

20

*The entire frequency range, 30 MHz to 2 GHz, is covered by only two baluns. For the frequency range, 350 MHz to 2 GHz, we have used for the first time a low-loss wide-band tapered balun. The experimental results are presented where a good agreement is observed with the calculated ones.*

25

**Keywords** EMC measurement, standard antenna, Method of Moments (MoM), self and mutual impedance, Standard Site Method (SSM), calculable dipole

Received 9 April 2004; accepted 8 October 2004.

This work was supported by a research grant of LCIE/BNM—France. The authors wish to thank Prof. B. Huyart and Mr. L. Jallet of ENST—Paris for their very helpful discussions, and Mrs. M. Mekki for her valuable assistance in designing and realization of the balun models.

Address correspondence to Alireza Kazemipour, Bureau National de Métrologie—Laboratoire National d'Essais (BNM-LNE), 29, Avenue Roger Hennequin, Trappes Cedex, 78197, France. E-mail: alireza.kazemipour@lne.fr

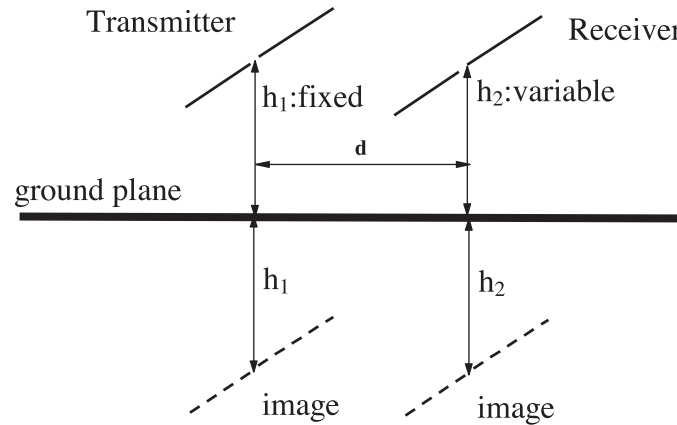


Figure 1. Two antennas in Standard Site; horizontal polarization.

## Introduction

30

Investigation at standard antennas had been in progress for EMC measurements (Alexander & Salter, 1991). These tests require accurate calibration of antennas. Because of their simple and calculable radiating characteristics, the linear dipole antennas are often used for EMC tests. In this regard we have designed and simulated two standard dipoles in an open-field high-quality site from 30 MHz to 2 GHz.

Q1

35

The Antenna Factor (AF) is a very useful parameter for the field measurements and defined as the ratio of the electric field strength  $E$  of a plane wave incident on the antenna, to the detected voltage  $V_r$ :

$$AF = E/V_r. \quad (1)$$

As the majority of the AF measurements is done with the Standard Site Method (SSM) (Smith, 1982), we have directly simulated this environment by the numerical and analytical methods. In this method the Standard Site contains two antennas (Figure 1), i.e., receiver and transmitter, located above the ground plane assumed as an ideal conductor. For each AF test, the height of transmitting antenna ( $h_1$ ) and the horizontal distance between the antennas ( $d$ ) are fixed. For the receiving antenna, one searches for the height ( $h_2$ ) which corresponds to the maximum voltage detected on the receiver terminals.

40

Figure 1

45

In fact, with the image principle, this configuration would be equivalent to an array of four similar antennas. The aim of this study is to calculate first the radiating characteristics of each antenna affected by the mutual effects in this array and then to evaluate the AF by taking into account the balun effect.

50

## Analytical Method

Theory of the linear antenna in free space or in the presence of the ground had long been developed. R. W. King (1956) has presented a very complete treatment of linear antennas. As all the radiating characteristics of an antenna would be deduced from the current density on this body, calculating the current function is usually the first step in an analytical treatment. The current density is evaluated by solving the Maxwell equations considered together with the boundary conditions which introduce the antenna geometry. It's evident now that the only simple form for current density corresponds to very thin

55



dipoles, and for the real models, i.e., thick and nonresonant, the current distribution is always interpreted by the complicated mathematical functions (King, 1944). These complexities prohibit the presentation of the radiating characteristics of a dipole such as the pattern, the gain, and the impedance in the simple and closed-form formulas. For these reasons a simple representation of current density along the real dipoles is demanded.

For an analytical treatment of AF, we introduce the concept of Effective Length ( $L_e$ ) of an antenna (Alexander & Salter, 1991; Smith, 1982). ( $L_e$ ) is defined as the ratio of the open circuit voltage ( $V_{oc}$ ) at the termination of a receiving antenna to the magnitude of the electric field strength ( $E$ ) of a plane wave incident on the antenna with the same polarization:

$$L_e = V_{oc}/E. \tag{2}$$

( $L_e$ ) could be calculated with induced emf method (Balanis, 1982) for a receiving dipole:

$$|L_e| = |V|/|E| = \left| -\frac{1}{I_0} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz \right|, \tag{3}$$

where  $l$  is the length of the dipole,  $I(z)$  is the current density along the dipole, and  $I_0$  is the current value on dipole terminal.

Considering the receiving antenna model (Figure 2) and using ( $L_e$ ) together with the coupling circuit–balun, the AF is given as follows:

Figure 2

$$AF = E/V_{out} = (E/V_{oc}) \times (V_{oc}/V_{out}),$$

$$AF = (1/L_e) \times (V_{oc}/V_{out}). \tag{4}$$

The formula (4) represents the AF in two independent terms: ( $L_e$ ) for the radiating parts and ( $V_{oc}/V_{out}$ ) as the electrical property of the matching circuit. The perfect independence of these two terms could be interesting.

As it's indicated in (4), having an analytical formula for the AF needs to deduce the ( $L_e$ ) and ( $V_{oc}/V_{out}$ ) analytically. ( $L_e$ ) itself is calculable if we can introduce a simple  $I(z)$  in (3). ( $V_{oc}/V_{out}$ ) will be evaluated by considering the balun properties and the input impedance of dipole.

Here we present first of all a new and very simple form of current density for half-wavelength dipoles, and then we deduce some radiating characteristics of dipoles such as the impedance, the gain, the radiation pattern, the mutual impedances, and the ( $L_e$ ) in the closed-form formulas.

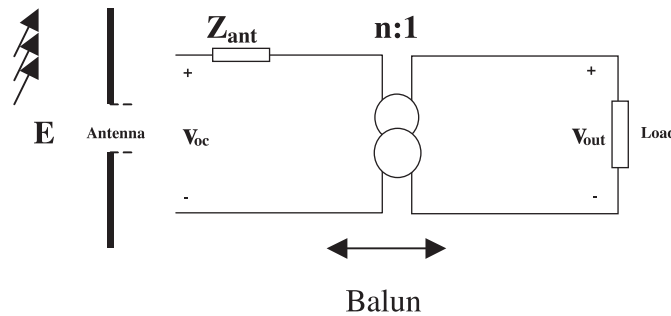
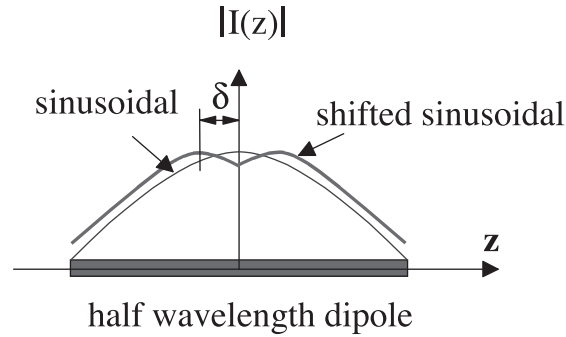


Figure 2. Receiving antenna model.



**Figure 3.** “Shifted sinusoidal” current distribution on half-wavelength dipole. Sinusoidal:  $I(z) = \text{Cos}(kz)$ . Shifted sinusoidal:  $I(z) = \text{Cos}[k(z - |\delta|)]$ , where  $\delta$  is the displacement factor and  $k = 2\pi/\lambda$ .

### Current Distribution

85

This representation of the current density is based on the fact that the thickness variation of a dipole changes the resonant length. As a perfect sinusoidal function is correct for the current density of a resonant dipole, we can therefore propose a “shifted sinusoidal” function for a thick half-wavelength dipole.

Perfect sinusoidal		Shifted sinusoidal
$I(z) = I_0 \text{Sin}(kl/2 - kz)$	$0 < z < l/2$	$I(z) = I_0 \text{Sin}(kl/2 - kz + k\delta)$
$I(z) = I_0 \text{Sin}(kl/2 + kz)$	$-l/2 < z < 0$	$I(z) = I_0 \text{Sin}(kl/2 + kz + k\delta)$

The displacement factor ( $\delta$ ) depends on the thickness of the dipole, and the greater thickness results in a greater displacement factor (Figure 3). This displacement factor ( $\delta$ ) could be deduced from the difference between the lengths of a half-wavelength dipole and a resonant one. An approximated closed-form formula is presented in (Balanis, 1982) for the first resonant length of a dipole, and we can use that for determining  $\delta$  (for  $a \neq 0$ ):

Figure 3

90

$$\begin{aligned}
 2\delta &= (\text{half wavelength dipole length} = \lambda/2) \\
 &\quad - \left( \text{first resonant length} = 0.48\lambda \left( \frac{l}{2a} / 1 + \frac{l}{2a} \right) \right) \\
 \Rightarrow \delta &= \left( 0.25 - 0.24 \left( \frac{l}{2a} / 1 + \frac{l}{2a} \right) \right) \lambda \cong 0.01\lambda + a \quad (2a \ll l),
 \end{aligned} \tag{5}$$

where  $\langle\langle l \rangle\rangle$  and  $\langle\langle 2a \rangle\rangle$  are the length and diameter of dipole.

### Calculation of Dipole Characteristics

This simple current proposition permits us to evaluate some radiating parameters of the half-wavelength dipole. All the corresponding integrals of these calculations have been treated analytically, and the results are presented in closed-form formulas.

95

**Radiation Pattern**

$$\begin{aligned}
 E_\theta &= j\eta \frac{k \exp(-jkr)}{4\pi r} \sin \theta \left\{ \int_{-l/2}^{l/2} I(x, y, z) \times \exp(jkz \cos \theta) dz \right\} \quad (\text{Balanis, 1982}), \\
 E_\theta &= j\eta \frac{kI_0 \exp(-jkr)}{4\pi r} \sin \theta \left\{ \int_{-l/2}^0 \sin \left[ k \left( \frac{l}{2} + \delta + z \right) \right] \exp(jkz \cos \theta) dz \right. \\
 &\quad \left. + \int_0^{l/2} \sin \left[ k \left( \frac{l}{2} + \delta - z \right) \right] \exp(jkz \cos \theta) dz \right\} \\
 \Rightarrow E_\theta &= j\eta \frac{kI_0 \exp(-jkr)}{4\pi r} \sin \theta \\
 &\quad \times \left( \left\{ \frac{\exp(jkz \cos \theta)}{(k \sin \theta)^2} \left[ jk \cos \theta \sin \left( kz + \frac{kl}{2} + k\delta \right) - k \cos \left( kz + k\delta + \frac{kl}{2} \right) \right] \right\}_{-l/2}^0 \right. \\
 &\quad \left. + \left\{ \frac{\exp(jkz \cos \theta)}{(k \sin \theta)^2} \left[ jk \cos \theta \sin \left( -kz + \frac{kl}{2} + k\delta \right) + k \cos \left( -kz + k\delta + \frac{kl}{2} \right) \right] \right\}_0^{l/2} \right) \\
 \Rightarrow E_\theta &= j\eta \frac{I_0 \exp(-jkr)}{2\pi r} \left[ \frac{\cos(k\delta) \cos \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right) + \sin(k\delta) - \sin(k\delta) \cos \theta \sin \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{\sin \theta} \right].
 \end{aligned} \tag{6}$$

**Power Density and Radiation Resistance**

$$\begin{aligned}
 P_{rad} &= \iint_S \frac{1}{2\eta} |E_\theta|^2 ds = \frac{1}{2\eta} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\theta|^2 r^2 \sin \theta d\theta d\varphi \quad (\text{Balanis, 1982}), \\
 P_{rad} &= \eta \frac{I_0^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{\left[ \cos(kd) \cos \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right) + \sin(kd) - \sin(kd) \cos \theta \sin \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right) \right]^2}{\sin \theta} \int_0^\pi \frac{\pi}{2} d\theta, \\
 P_{rad} &= \eta \frac{I_0^2}{4\pi} \left( \left\{ \cos^2(k\delta) \int_0^\pi \frac{\cos^2 \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{\sin \theta} d\theta + \sin^2(k\delta) \int_0^\pi \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \times \frac{1 + \cos^2 \theta \sin \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right) - 2 \cos \theta \sin \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{\sin \theta} d\theta \right\} \right. \\
 &\quad \left. + \left\{ \sin(2k\delta) \int_0^\pi \frac{\cos \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right) - \cos \theta \sin \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right) \cos \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{\sin \theta} d\theta \right\} \right) \\
 \Rightarrow P_{rad} &= \eta \frac{I_0^2}{4\pi} [1.2175 \cos^2(k\delta) + 1.0777 \sin^2(k\delta) + 1.1429 \sin(2k\delta)], \\
 R_{rad} &= \frac{2P_{rad}}{[I_0 \cos(k\delta)]^2} = \frac{\eta}{2\pi} [1.2175 + 1.0777 \tan^2(k\delta) + 2.286 \tan(k\delta)].
 \end{aligned} \tag{7}$$

The constants (1.2175), (1.0777), and (1.1429) in the relation (7) have been evaluated numerically by solving the related sinus-integral (Si) and cosinus-integral (Ci) with MATLAB software.

100

*Effective Length.* For a constant electric field, the induced voltage at antenna terminals is

$$V = -\frac{E}{I} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz \quad (\text{Balanis, 1982}),$$

$$|L_e| = |V|/|E| = \left| -\frac{1}{I} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz \right|.$$

*Shifted Sinusoidal Current on Half-Wavelength Dipole*

$$I(z) = I_0 \text{Cos}(kz - k\delta), \quad 0 < z < \lambda/4,$$

$$I(z) = I_0 \text{Cos}(kz + k\delta), \quad -\lambda/4 < z < 0, \quad \Rightarrow I(z=0) = I_0 \text{Cos}(k\delta)$$

$$\Rightarrow |L_e| = \frac{I_0}{I_0 \text{Cos}(k\delta)} \int_{-l/2}^0 \text{Cos}(kz + k\delta) dz + \frac{I_0}{I_0 \text{Cos}(k\delta)} \int_0^{l/2} \text{Cos}(kz - k\delta) dz$$

$$= \frac{I_0}{I_0 \text{Cos}(k\delta)} \left( \int_{-l/2}^0 [\text{Cos}(kz) \text{Cos}(k\delta) - \text{Sin}(kz) \text{Sin}(k\delta)] dz \right. \\ \left. + \int_0^{l/2} [\text{Cos}(kz) \text{Cos}(k\delta) + \text{Sin}(kz) \text{Sin}(k\delta)] dz \right) \quad (6)$$

$$= \int_{-l/2}^{l/2} \text{Cos}(kz) dz + \frac{\text{Sin}(k\delta)}{\text{Cos}(k\delta)} \int_0^{l/2} 2 \text{Sin}(kz) dz$$

$$\Rightarrow |L_e| = \lambda/\pi + (\lambda/\pi) \times \text{Tan}(k\delta),$$

where  $\delta$  is the displacement factor,  $\lambda$  is the wavelength,  $\eta = 377 \Omega$ , and  $k = 2\pi/\lambda$ .

A comparison of the directivity ( $D$ ) and the radiating resistance ( $R_r$ ), using this new form of current, another classical forms, i.e., simple sinusoidal, the model of King (1956), and the numerical results of NEC2 (Numerical Electromagnetic Code) confirms the performance of this new representation (Table 1).

Table 1

This table represents the results for some typical values of the diameter ( $2a$ ) of dipole, however the formulas (7), (8) are the general for any value of the dipole diameter.

The mutual impedances can also be evaluated analytically by this new form of current (Kazemipour & Begaud, 2002) and so we can deduce the accurate analytical AF.

Q2

### AF Evaluation

Here we can calculate the AF by using the relations (3) and (7). But first one must explain the ( $V_{oc}/V_{out}$ ), i.e., the balun transformation ratio. In this section we assume an

**Table 1**

Radiation resistance ( $R_r$ ) and directivity ( $D$ ) of a half-wavelength dipole (diameter =  $2a$ , length =  $l/2$ ) for four supposed types of current distribution: perfect sinusoidal, shifted sinusoidal, King–Midellton method [4], and numerical simulation by NEC2.

$a/\lambda$	Sinusoidal		Shifted sinusoidal		King	NEC2	
	$R_r$ ( $\Omega$ )	$D$ (dB)	$R_r$ ( $\Omega$ )	$D$ (dB)	$R_r$ ( $\Omega$ )	$R_r$ ( $\Omega$ )	$D$ (dB)
0.000	73	2.15	73	2.15	73	—	—
0.001	73	2.15	80	2.19	82	85.7	2.18
0.002	73	2.15	85	2.20	84	89	2.19
0.003	73	2.15	91	2.21	86	92.7	2.20
0.004	73	2.15	93	2.21	88	95.6	2.20
0.006	73	2.15	94	2.22	90	100.5	2.21
0.010	73	2.15	97	2.23	94	108.3	2.23

ideal transformer 100:50, for the balun model (Figure 2) and the following results: 115

$$V_{out}/V_{oc} = \frac{50\sqrt{2}}{\sqrt{(100 + R_{ant})^2 + X_{ant}^2}}, \tag{7}$$

where  $Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant}$ , the input impedance of the antenna in the standard site. The obtained results are presented (Table 2).

**Table 2**

These comparative results justify our numerical and analytical approach on AF of the standard dipoles in comparison with the commercial ones. The results between the measured and calculated AF agree to better than  $\pm 1$  dB/m. 120

A complete study about the real balun effect on AF is presented in the next sections.

**Table 2**

AF of a half-wavelength dipole by SSM with a 50:100 ideal balun, calculated by NEC2, analytical method and compared with the AF of the EMCO standard dipoles.

$f$ (MHz)	(I)	(II)	(III)	Difference (I)–(II)	Difference (III)–(II)
	AF (dB/m) NEC2	AF (dB/m) analytic	AF (dB/m) EMCO		
30	−0.9	−1.9	−2.5	1.0	−0.6
100	8.2	8.1	9.0	0.1	0.9
200	13.9	14.1	14.5	−0.2	0.4
300	17.7	17.9	18.0	−0.2	0.1
500	22.2	22.2	23.0	0.0	0.8
800	26.3	26.6	27.5	−0.3	0.9
1000	28.0	28.2	29.0	−0.2	0.8
1500	31.6	31.8	—	−0.2	—
2000	34.1	34.3	—	−0.2	—

## Numerical Method

For the numerical calculation of the AF for dipoles above the ground plane in the standard site we have used NEC (Burke & Poggio, 1985), which is a well-established tool. The dipoles were modeled as uniformly segmented straight wires with their real diameters. The number of segments was chosen between 30 and 40 to have the best accordance with the experimental results on the dipole impedance (Morita, 1950). The conductivity of the elements was assumed to be infinite. The ground plane was assumed to be a perfect and infinite conductor for all the frequency range. Q3  
125

For modeling a real  $50 \Omega$  power supply, we have introduced a particular isolated segment which is loaded by a stable  $50 \Omega$  resistance and is charged with a 1 V Delta-type voltage feed by NEC. This segment is connected to the center of the transmitting dipole. 130

For the receiving antenna, the totality of testing equipment was modeled by a simple  $50 \Omega$  resistance. The balun was introduced as a  $2 \times 2$  admittance matrix  $\mathbf{Y}$  between the  $50 \Omega$  load and the center segment of the receiving antenna. The  $\mathbf{Y}$  matrix is a general one and it permits us to model all the types of real or ideal baluns. 135

For input to and output from NEC to obtain the AF of the receiving antenna, we use our developed program. This program lets NEC evaluate the optimal height ( $h_2$ ) of the receiving antenna (Figure 1) that corresponds to the maximum detected voltage on its  $50 \Omega$  load. The electric field-strength is also detected by NEC at the same location. From the ratio of field-strength and voltage at the load resistor, we obtain the AF. All the numerical AF results in this paper are deducted by this program. 140

## Balun Design

The standard dipole system described here consists of a radiating part, i.e., the half-wavelength dipole and a matching circuit. The matching system is generally a balun (“balance to unbalance” transformer) which matches a standard coaxial device (microwave power supply or the testing equipment) to the balance impedance of the antenna. For our case this balun must also act such as an impedance transformer for matching the  $50 \Omega$  laboratory devices to the antenna input impedance. A smaller reflection coefficient would result in an optimal power transfer between the antenna and its connected devices. Each real balun could be simulated as ideal transformer + insertion losses + mismatched input and output losses. 145  
150

For the balun design the basic point is the choice of transformation ratio, thus we try to obtain the optimal ratio by theoretical methods, and the mismatched and insertion losses will be considered directly in the  $\mathbf{Y}$  matrix representation of the balun. 155

## Theoretical Methods

In this section we show that the 100:50 transformation ratio could be an agreeable choice to optimize the AF for the receiving antenna, and so, according to this fact we will present two real types of baluns at this ratio. 160

In the analytical method, according to relation (4), the role of the balun in AF representation is presumed in the  $(V_{oc}/V_{out})$  ratio and therefore for optimizing the balun effects we have to maximize the  $(V_{out}/V_{oc})$  ratio.

In the general case and for an impedance transformer model of the balun, ( $V_{out}/V_{oc}$ ) could be represented as (Figure 2) 165

$$V_{out}/V_{oc} = \frac{50\sqrt{n}}{\sqrt{(50n + R_{ant})^2 + X_{ant}^2}} \quad \text{for the load} = 50 \Omega, \quad (8)$$

where  $Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant}$ , the input impedance of the antenna in the standard site.

The right-hand term of relation (10) is a function of the variable  $n$ , and its maximum value could be found by a simple derivation on  $n$ . The optimal value of  $n$  is evaluated thus:

$$n = \frac{|Z_{ant}|}{50}, \quad (9)$$

and thus: 170

$$(V_{out}/V_{oc})_{\max} = \frac{\sqrt{50|Z_{ant}|}}{\sqrt{(|Z_{ant}| + R_{ant})^2 + X_{ant}^2}}, \quad (10)$$

where

$$|Z_{ant}| = \sqrt{R_{ant}^2 + X_{ant}^2}.$$

Thus the best results for the AF would be obtained if one would adjust the rapport of transformation as the relation (11). In this relation we need to have some estimation about the quantity of  $|Z_{ant}|$ . Our numerical and analytical simulations show that for a real half-wavelength dipole holder of certain thickness in the standard site, the impedance could vary as follows in all frequency ranges as 175

$$60 \Omega < R_{ant} < 110 \Omega,$$

$$30 \Omega < X_{ant} < 60 \Omega.$$

For this large domain of variation, one of the best choices for the absolute value of the antenna input impedance is

$$|Z_{ant}| = 100 \Omega.$$

And this deduction of antenna impedance results in the rapport 100:50 as an optimal choice for the balun impedance transformation ratio.

In the numerical method, by using an ideal transformer as the balun model (Figure 2) in NEC, we have studied three consequent ratios for the balun transformation ratio: 75:50, 100:50, and 150:50. The best matching, i.e., the optimized AF, is obtained for the 100:50 ratio in all the frequency range, 30 MHz to 2 GHz (Table 3). 180

Table 3

As the choice of the 100:50 for the impedance rapport transformation is now justified by two theoretical methods, we can now use this ratio for our real balun construction in all the frequency range.

**Table 3**  
AF of the half-wavelength dipole antenna, evaluated by  
NEC2 for three different ratios of impedance  
transformation of an ideal balun.

$f$ (MHz)	AF (dB/m) 50:100	AF (dB/m) 50:75	AF (dB/m) 50:150
60	3.7	3.9	3.8
100	8.1	8.3	8.3
200	13.9	14.0	14.1
300	17.8	17.9	18.0
400	20.2	20.4	20.4
500	22.2	22.3	22.4
600	23.8	24.0	24.1
800	26.3	26.4	26.6
1000	28.1	28.5	28.8
1500	31.7	31.9	31.9
2000	34.2	34.4	34.3

### Real Balun

185

To cover all the frequency range, we have used two types of balun: (1) 2:1 transformer for low frequencies, (2) 50  $\Omega$  to 100  $\Omega$  microstrip to lecher-line-tapered balun for high frequencies.

*Low Frequency Balun.* For the frequencies between 30 MHz and 350 MHz, we have used a wide-band miniature transformer (Mini circuits). This element contains three nominal 50  $\Omega$  ports. By their anti-phase voltages and their common earth junction, the two output accesses could be used as a unique balanced 100  $\Omega$  output to feed a symmetric dipole. 195

This transformer has been prepared for a direct output connection to a symmetric dipole and an input SMA connector, by using the microstrip lines. This balun was successfully measured and characterized by a network analyzer to obtain its  $3 \times 3$  scattering matrix. For a perfect symmetric output, this matrix could be reduced to a  $2 \times 2$  one (Alexander & Salter, 1991) and consequently we can deduce its symmetric  $2 \times 2$  admittance matrix. 195

Q1

Our experimental results show that the insertion losses of this balun are below 0.7 dB for the entire indicated frequency range as well as a reflection coefficient below  $-15$  dB for a direct connection to the radiating elements. 200

*High Frequency Balun.* For the frequencies between 350 MHz and 2 GHz, for the first time in the standard dipoles domain, we used a wide-band tapered balun (Figure 4). This type of balun is usually used for matching the wide-band printed antennas (Begaud, 1996). 205

Figure 4

The input section of this balun is a calculated microstrip line. This line is adjusted on 50  $\Omega$  to prepare a standard 50  $\Omega$  coaxial input using a SMA connection. The output section is a symmetrical lecher-line to prepare a balanced 100  $\Omega$  feed for the symmetrical dipoles. The two halves of the dipole could be connected directly on these two symmetrical lines. 210



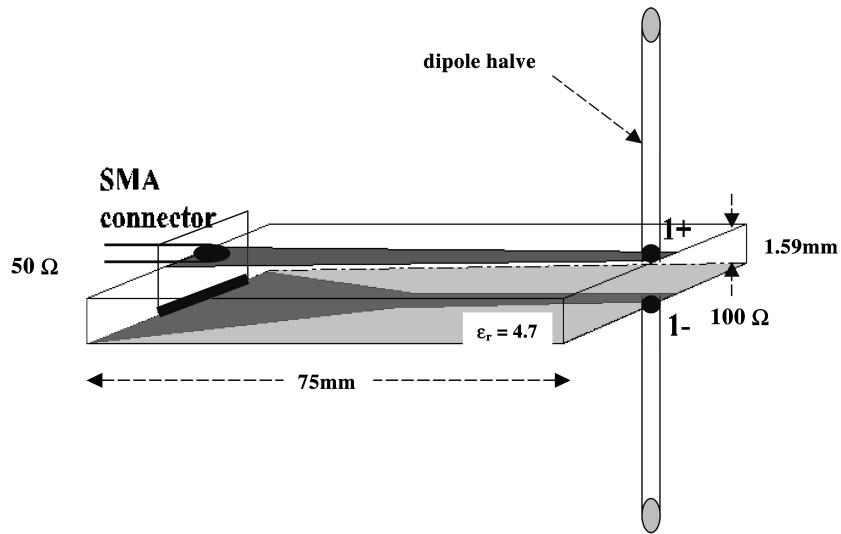


Figure 4. Wideband tapered balun together with the dipole halves.

The widths of printed lines in the output and input sections are calculated by the microstrip design formulas (Pozar, 1990). As we know, the width of lines determines the impedance for each line given and the thickness and  $\epsilon_r$  of the substrate. The length and the form of the tapered section are the important parameters to increase the frequency band and decrease the reflection coefficient on input and output sections. A longer and quasi-exponential tapered section could result in a better matching. 215

As this balun contains a noncoaxial output port, it's not possible to measure directly its S parameters, such as a normal two-port device. The indirect measurements on S parameters could be done by a complete coaxial-coaxial system which contains two identical baluns (Hosoyama & Iwasaki, 1998) (Figure 5).

220 Q4, Figure 5

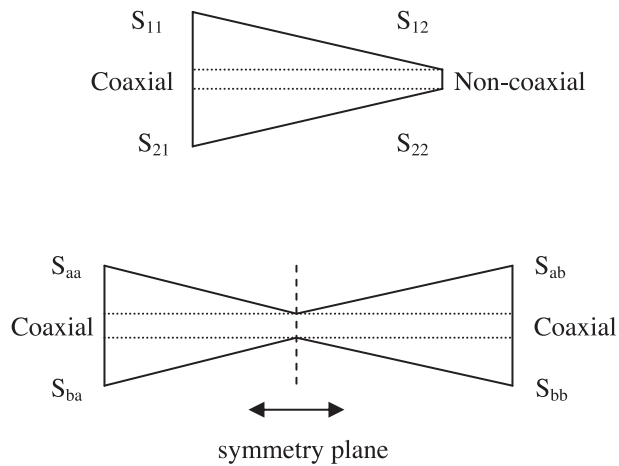


Figure 5. Balun measurement configuration.

If two identical baluns are used for measurement, the  $S$  parameters of each balun could be obtained as follows:

$$S_{aa} = S_{bb} = S_{11} + \{[S_{12} \times S_{21}/(1 - S_{22}^2)] \times S_{22}\} = S_{11} + (S_{ab} \times S_{22}),$$

$$S_{ab} = S_{12} \times S_{21}/[1 - (S_{22})^2],$$
(11)

where  $S_{aa}$  and  $S_{ab}$  are simply measured by a network analyzer.

Our measurements show that the insertion losses of this balun are proportional to the frequency and could be varied between 0.4 and 1.4 dB for the frequencies 350 MHz → 2 GHz.

The tapered balun shows a good matching to a coaxial 50 Ω line with a reflection coefficient less than -15 dB for the entire frequency range (Figure 6), and its insertion loss is limited to 2 dB for the high frequencies (Figure 7).

Figure 6  
Figure 7

*Balun Effect on AF.* The admittance matrix of the low and high frequencies baluns are evaluated by considering the measurements on their  $S$  matrix. The  $Y$  parameters are consequently used for the final deduction of the AF (Table 4).

Table 4

The balun insertion loss and mismatch have the effect of increasing the AF. As we mentioned before, the losses are not important for low frequencies, and thus in this range the difference between the ideal and real models is small. But for the high frequencies, where the insertion losses are about 1 dB, the difference is noticeable.

It's evident, finally, that using these compact and new types of baluns results in small insertion and mismatching losses.

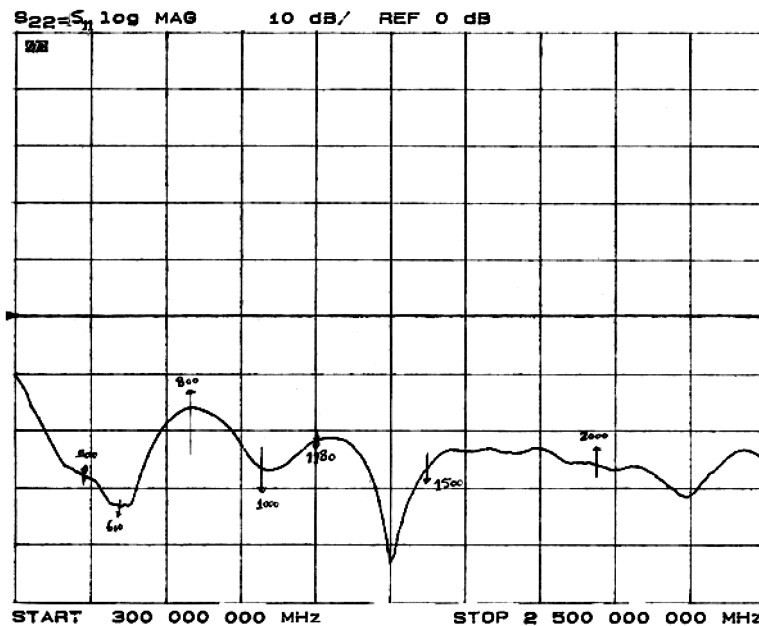


Figure 6. Reflection coefficient of the tapered balun (Figure 5) for the frequency range 300 MHz to 2.5 GHz.

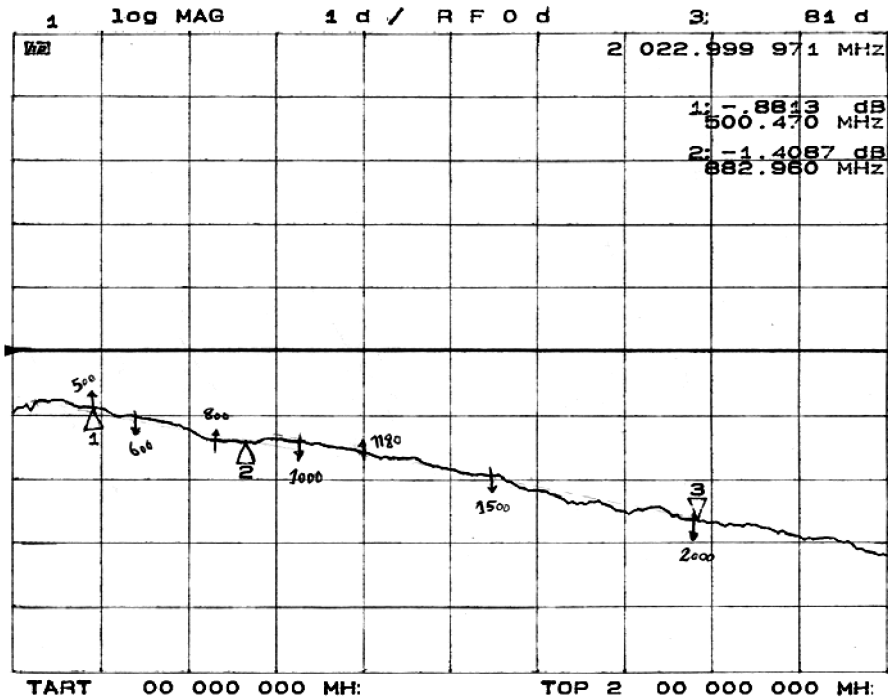


Figure 7. Insertion loss of the tapered balun (Figure 5) for the frequency range 300 MHz to 2.5 GHz.

Table 4

AF of a half-wavelength dipole connected to ideal or real baluns.

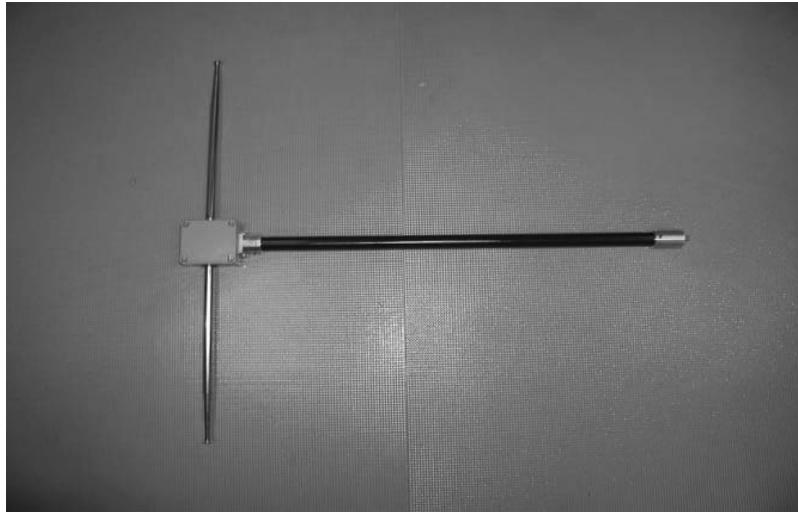
f (MHz)	AF (dB/m)	
	Ideal balun	Real balun
100	8.1	8.4
300	17.8	18.4
500	22.2	22.5
600	23.8	24.4
800	26.3	27.8
1000	28.1	29.2
1500	31.7	33.1
2000	34.2	36.0

Experimental Results

To cover the entire frequency range, 30 MHz to 2 GHz, we have realized the wide-band tunable half-wavelength dipole by using the telescopic halves (Figure 8). For each frequency in this range, the length of each radiating half is adjusted at  $\lambda/4$  for preparing a symmetrical half-wavelength dipole. Two wide-band baluns, simulated and realized, are used to mach the balanced impedance of the dipole to the 50  $\Omega$  unbalanced coaxial load.

Figure 8

240  
245



**Figure 8.** Standard dipole with adjustable telescopic halves.

The AF of the realized dipoles have been measured by the Standard Site Method (SSM) in the open site of the French National Bureau of Metrology (BNM/LCIE).

The reflector plan (15 m × 10 m) of this site is made by the high conductivity metal sheets for the open field measurements up to 10 m horizontal distance between antennas. This site has been used, for the first time, for the frequencies over 1 GHz in the time of dipole calibration up to 2 GHz. 250

The experimental results are presented together with the analytical and the numerical ones in Table 5. The agreement between the calculated and measured results is remarkable for the mid-band frequencies where the difference is less than 0.5 dB/m. Although, for the extreme points of the frequency range, the observed difference increases up to 1.0 dB/m. 255

**Q5, Table 5?**

**Table 5**

The comparative theory and measurement results of AF of the standard half-wavelength dipole in the standard site, horizontal polarization.  
 $h_1 = 2$  m,  $h_2 = 1 - 4$  m, and  $d = 10$  m.

$f$ (MHz)	(I) AF (dB/m) NEC2	(II) AF (dB/m) analytic	(III) AF(dB/m) experimental	Difference (I)–(II)	Difference (III)–(II)
30	−0.6	−1.7	−1.1	1.1	0.6
60	4.0	4.1	4.6	−0.1	0.5
100	8.5	8.4	8.8	0.1	0.4
300	18.3	18.5	18.7	−0.2	0.2
500	22.5	22.5	22.6	0.0	0.1
700	25.9	25.9	25.7	0.0	−0.2
1000	29.1	29.3	29.1	−0.2	−0.2
1500	33.0	33.2	32.4	−0.2	−0.8
2000	35.9	36.1	35.6	−0.2	−0.5

## Remarks on the Experimental Results

There are different methods for evaluating the AF inside an open site. The performance and the precision of these methods depend highly on the site quality, geometrical configuration of the antennas in the site, as well as the frequency limit condition of each method. Actually, there is no documented comparison between the different methods for measuring the standard dipoles up to 2 GHz, but using the different methods of measurement or the different open sites causes a difference of about 1 dB/m on the AF for the frequencies up to 1 GHz (Alexander, 1996). 260

Using the SSM generally requires a wide height scanning of the receiver antenna between 1 m and 4 m. On the other hand, the AF depends highly on the height of the antenna from the ground plan. To overcome this problem, certain researchers propose the AF measurement at a fixed height for the receiver antenna (Sugiura & Morikawa, 1995) or the calculation of the AF in the free space by some in-site measurements (Sugiura & Kaketa, 2003). More precised results can be obtained from the SSM by increasing the number of measurement taken (Kazempour, 2003). 265 Q6 270 Q7

## Conclusions and Perspectives

This work presents a numerical and analytical formulation to design a calculable real half-wavelength dipole. These two models have been used to calculate the AF of dipoles connected to the ideal or real baluns, in a Standard Site context. A new and simple form of current density has been proposed to obtain the dipole radiating characteristics in closed-form formulas. Analytical and numerical results show that the choice of the matching system is a very important parameter in AF calculation. 275

The design of the baluns has been done first, by two numerical and analytical methods, to obtain the best impedance transformation ratio. Using this optimized ratio, two types of balun were constructed and characterized to cover the entire frequency range. In 350 MHz to 2 GHz range, we have used for the first time a wide-band taper balun. The measurements on designed baluns show their good matching efficiency. 280

The direct measurement of AF by the SSM is reported in this paper and the results show good agreement with the theoretical ones. Therefore, these dipoles could be used as the low-loss calculable standards for wide-frequency range from 30 MHz to 2 GHz. 285

A calculable dipole could also be useful to simulate analytically some complicated antennas like the planar log-periodic (Kazempour, 2003), which are modeled by the dipoles.

## References

- Alexander, M. J., and M. J. Salter. 1991. EMC antenna calibration and the design of an open-field site. *J. Phys. E Meas. Sci. Technol.* 2:510–519. 290
- Alexander, M. J. 1996. European intercomparison of antenna factors in the frequency range 30 MHz to 1 GHz. *IEE Proc. Sci. Meas. Technol.* 143(4):229–240.
- ANSI C63.5. 1988. Washington, DC: American National Standards Institute.
- Balanis, C. A. 1982. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Chaps. 4 & 7. New York: Harper and Row. 295
- Begaud, X. 1996. *Analyse d'antennes et de réseaux d'antennes large bande et bipolarisation par une méthode d'éléments finis de surface*. Ph.D. thesis, University of Rennes 1, France.
- Burke, G. J., and A. J. Poggio. 1985. Numerical Electromagnetic Code NEC. Q8
- Hosoyama, H., and T. Iwasaki. 1998. Evaluation of the complex antenna factor by measuring the S-parameters of the balun. *Electrical Engineering in Japan* 123(2):16–22. 300

- Kazemipour, A., and X. Begaud. 2002. A simple closed-form formula for the mutual impedance of dipoles. *Microwave and Optical Technology Letters* 34(5):371–374. **Q9**
- Kazemipour, A., and X. Begaud. 2003. *Modified three antenna method for antenna calibration*. IEEE International Symposium on EMC, Istanbul, Turkey. **305**
- Kazemipour, A., and H. Kokabi. 2003. Shifted branches dipole, application to log-periodic antenna. *Journal of Electromagnetics* 23(4):361–371.
- King, R. W. 1944. The receiving antenna. *Proc. of IRE*. 44:18–49.
- King, R. W. 1956. *The Theory of Linear Antennas*. Cambridge, MA: Harvard University Press.
- Mini circuits. Transformer TC2-1t. **310 Q10**
- Morita, T. 1950. Current distribution on transmitting and receiving antennas. *Proc. of IRE*. Aug.: 898–904.
- Pozar, D. M. 1990. *Microwave Engineering*. Boston: Addison-Wesley.
- Smith, A. A. 1982. Calculation of site attenuation from antenna factors. *IEEE Trans. EMC EMC-* 24(3):301–316. **315**
- Sugiura, A., and T. Morikawa. 1995. An improvement in the Standard Site Method for accurate EMI antenna calibration. *IEICE Trans. Commun.* E78-B(8):1229–1237.
- Sugiura, A., and S. Kaketa. 2003. A novel method for EMI antenna calibration on a metal ground plane. *IEEE International Symposium on EMC*, Istanbul, Turkey.

# A COMPACT ULTRAWIDEBAND TRIANGULAR PATCH ANTENNA

A. C. Lepage, X. Begaud

**Abstract:** The characteristics of an F-shaped-probe feeding a triangular patch antenna with a small size ground plane have been simulated and measured. A -10dB impedance bandwidth of 47% and an average gain of 6.4dBi have been achieved. Phase of the far-field over the bandwidth has been studied to analyze the distortion induced by the antenna on a UWB pulse signal.

## Authors' affiliations

**Anne Claire LEPAGE, Xavier BEGAUD**

GET/ Télécom Paris  
CNRS LTCI - Dept. COMELEC  
46, rue Barrault  
75634 Paris cedex 13, France  
e-mail: anne-claire.lepage@enst.fr ; xavier.begaud@enst.fr  
Fax: + 33 (0) 1 45 80 40 36

**Key words:** *UWB antenna; patch antenna; compact antenna; F-probe feed; time domain analysis*

## 1. Introduction:

Wireless multimedia systems are becoming more and more popular. But they still have to be improved to provide higher-data rate communication links, e.g. in order to transmit video signals. That is why UltraWideBand (UWB) communication systems are currently under development. One of the key issues is the design of a compact wideband antenna. Microstrip antennas are very attractive for such applications, but they suffer from their inherently narrow bandwidth. In order to solve this problem, a well-known technique consists in using low permittivity and thick substrate. In this case, an L-shaped probe has been proposed to feed the patch [1]. A triangular patch fed by an L-shaped probe achieves 42% impedance bandwidth and a maximum gain of 6dBi [2]. Recently, an F-shaped probe rectangular patch antenna with an impedance bandwidth of 64% has been developed [3].

In this paper, an alternative triangular patch fed by an F-shaped probe is proposed. Experimental and computed results are reported. The -10 dB impedance bandwidth achieved is about 47% ; the stability of the far-field radiation pattern and gain over the bandwidth has been significantly improved.

Moreover, for UWB systems using time domain modulation schemes, any distortion of the transmitted pulse shape will increase the complexity of the detection mechanism at the receiver. That is why the distortion induced by the antenna has been analyzed through the study of the far-field phase linearity with frequency in the main lobe [4].

## **2. Antenna structure:**

The geometry of the antenna is presented on figure 1. The isosceles triangular patch cut out of a 0.2 mm thick copper sheet is electromagnetically fed by the F-probe. It is supported by a foam layer ; it has been verified to have a permittivity close to the air. The F-probe is made of a SMA connector on which 0.2 mm thick metallic rectangular strips are welded. The triangular patch is centered above the small ground plane which size is 50 x 50 mm (or  $0.67 \lambda_0 \times 0.67 \lambda_0$ , where  $\lambda_0$  is the free-space wavelength corresponding to the center frequency of the bandwidth). The patch height is  $0.17 \lambda_0$ . Dimensions of the structure are as follows :  $L_1 =$



8.75 mm,  $L_2 = 12.11$  mm,  $D = 0.86$  mm,  $H = 12.86$  mm,  $H_1 = 9.26$  mm,  $H_2 = 6.41$  mm,  $L_p = 36$  mm and  $\alpha = 84^\circ$ .

### 3. Results:

The antenna has been modeled with CST Microwave Studio and a prototype has been fabricated. Figure 2 shows the simulated and measured return losses obtained with HP8519 Network Analyzer. The experimental bandwidth is 47% (3.1 – 5.0 GHz) for a return loss lower than -10dB. Good agreement between simulation and measure is observed.

Figure 3 presents measured radiation pattern at different frequencies over the bandwidth in the E-plane (XZ plane) and Figure 4 in the H-plane (YZ plane). Good agreement with simulation has also been obtained. Patterns are symmetrical. The main lobe direction is stable with frequency in both planes which is particularly important in a broadband point-to-point communication link. The Half Power Beamwidths are found to be  $79^\circ$  in the E-plane and  $84^\circ$  in the H-plane at 3.1GHz. The average measured gain is 6.4dBi and the gain variation is 1.9dBi over the bandwidth. Cross-polarization level is quite low in the E-plane and in the main lobe of the H-plane. It is maximum in the H-plane outside the main lobe : - 6dB at  $75^\circ$  at 5.0GHz.

Evaluation of input impedance, radiation pattern and gain as functions of frequency is not sufficient in case of using time domain modulation schemes like, for example, pulse position modulation. The distortion of the pulse resulting from the dispersive nature of the antenna has also to be analyzed. For this purpose, Figures 5 and 6 show the evolution of the far-field phase (copolarization component) over the bandwidth for different values of elevation angle in the main lobe in the E- and H-planes. It is nearly linear which means low pulse distortion.

In order to quantify the phase linearity, we studied the group delay  $\tau_g$ , defined as [4] :

$$\tau_g = - \frac{\partial \varphi}{2\pi \partial f}$$

where  $\varphi$  is the phase and  $f$  the frequency.

And the standard deviation of the group delay defined as :

$$\sigma_{gd} = \sqrt{\frac{1}{\Delta f} \int_{f_1}^{f_2} (\tau_g - \overline{\tau_g})^2 df}$$

where  $f_1$  and  $f_2$  are the boundaries of the impedance bandwidth  $\Delta f$  and  $\overline{\tau_g}$  is the average group delay.

It has been found that group delay is about 0.26 nanoseconds (ns) in the main lobe (-50 to 50°) in both planes. Maximum standard deviation of the group delay  $\sigma_{gd}$  is 0.04ns in the E-plane and 0.13ns in the H-plane which seems to indicate that the antenna is very low dispersive in the main lobe.

#### **4. Conclusion:**

This letter proposes a compact ultrawideband patch antenna which provides 47% impedance bandwidth and a stable far-field radiation pattern. Study of the far-field phase linearity through the group delay enables to conclude that this antenna seems to be low dispersive and therefore, suitable for UWB time domain modulation schemes.

#### **Acknowledgments:**

This work has been done in collaboration with the UEI laboratory of ENSTA, France, in the framework of the European Project Ultrawaves. The authors would like to thank IETR laboratory of Rennes University, France, where radiation pattern measurements have been performed.

## References

1. K.M. Luk, C.L. Mak, Y.L. Chow and K.F. Lee, Broadband microstrip patch antenna, *Electronics Letters*, Vol. 34 (1998), pp. 1442-1443.
2. C.L. Mak, K.M. Luk and K.F. Lee, Wideband triangular patch antenna, *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 146 (1999), pp. 167-168.
3. B.L. Ooi, C.L. Lee and P.S. Kooi, A novel F-probe-fed broadband patch antenna, *Microwave Opt Technol Lett*, Vol. 30 (2001), pp. 355-356.
4. C. Roblin, S. Bories and A. Sibille, Characterization tools of antennas in the time domain, 2003 International Workshop on Ultra Wideband Systems, Oulu, Finland, June 2-5 2003.

**Figure captions:**

**Figure 1:** Geometry of the antenna.

**Figure 2:** Measured (solid) and simulated (dash) return loss versus frequency.

**Figure 3:** Measured E-plane (XZ plane) radiation patterns at different frequencies : 3.1GHz (dash-dot), 3.6GHz (dash), 4.4GHz (dot) and 5.0GHz (solid).

- a) copolarization
- b) crosspolarization

**Figure 4:** Measured H-plane (YZ plane) radiation patterns at different frequencies : 3.1GHz (dash-dot), 3.6GHz (dash), 4.4GHz (dot) and 5.0GHz (solid).

- a) copolarization
- b) crosspolarization

**Figure 5:** Simulated phase of the far-field (copolarization) in the E-plane at different angles in the main lobe :  $0^\circ$  (solid),  $10^\circ$  (dash),  $20^\circ$  (dot),  $30^\circ$  (dash-dot),  $40^\circ$  (long dash) and  $50^\circ$  (dash-dot-dot).

**Figure 6:** Simulated phase of the far-field (copolarization) in the H-plane at different angles in the main lobe :  $0^\circ$  (solid),  $10^\circ$  (dash),  $20^\circ$  (dot),  $30^\circ$  (dash-dot),  $40^\circ$  (long dash) and  $50^\circ$  (dash-dot-dot).

Figure 1

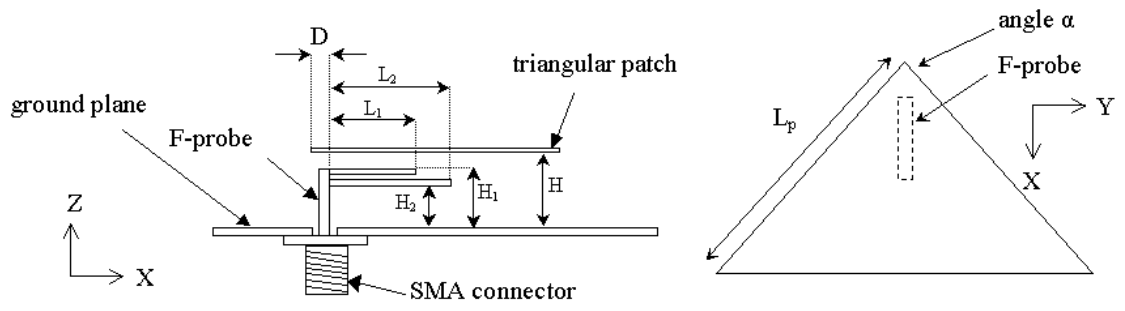
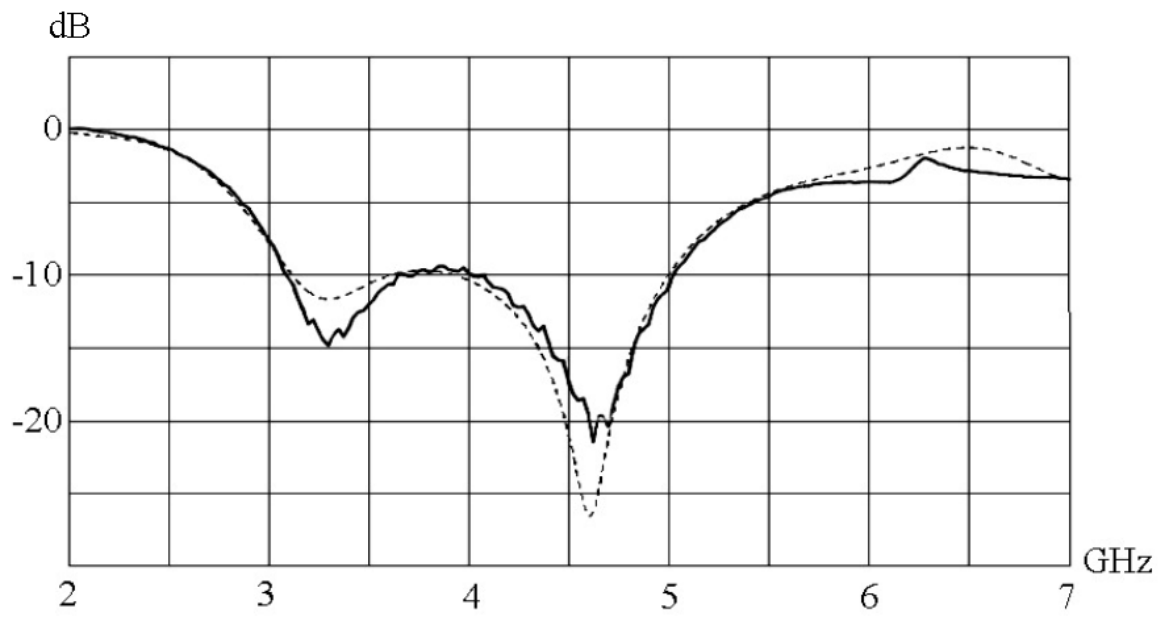
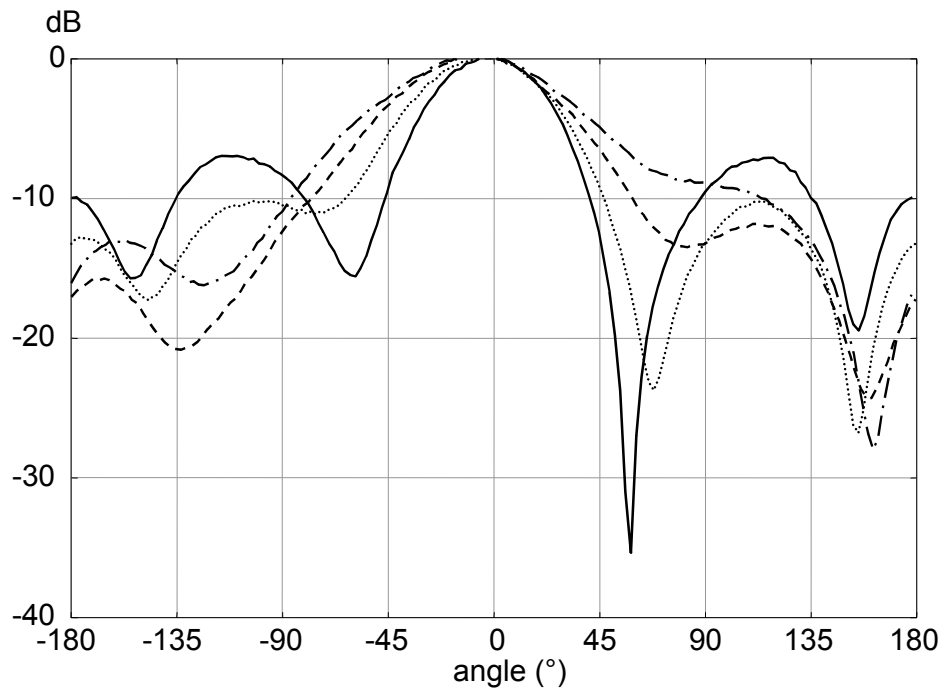


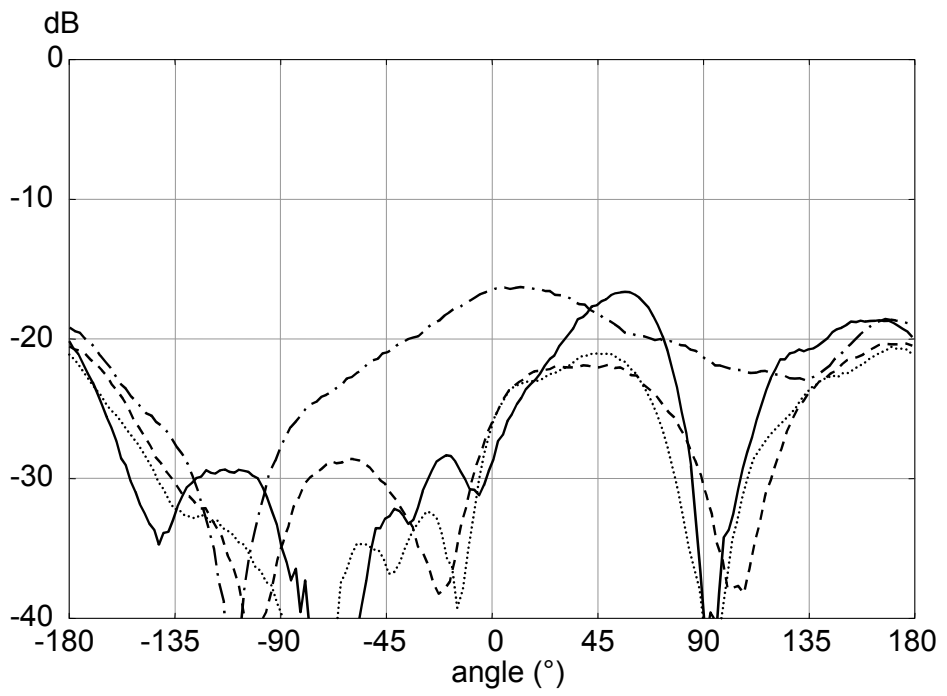
Figure 2



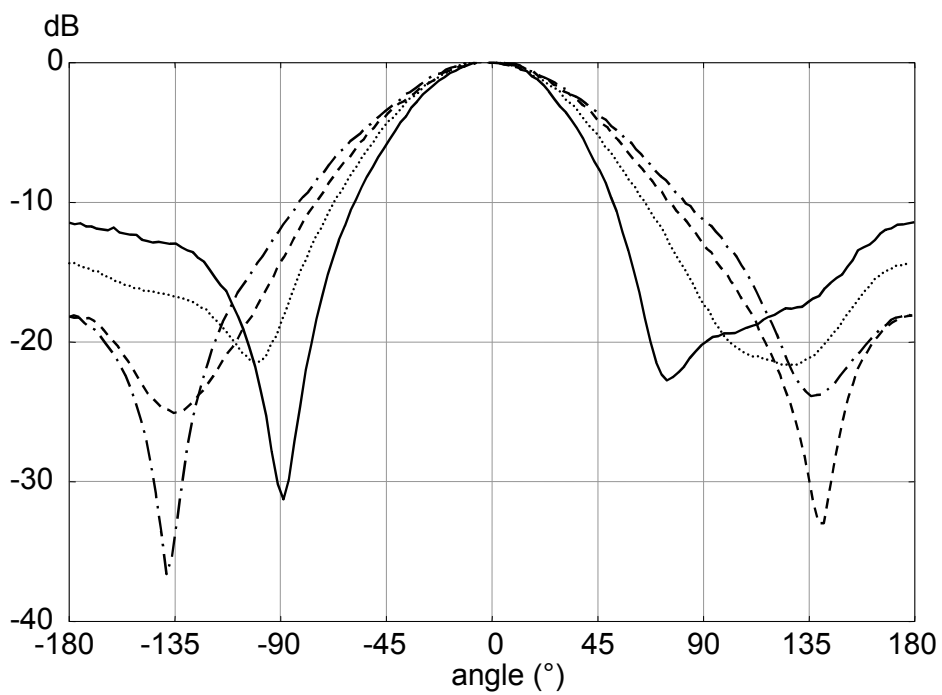
**Figure 3 a**



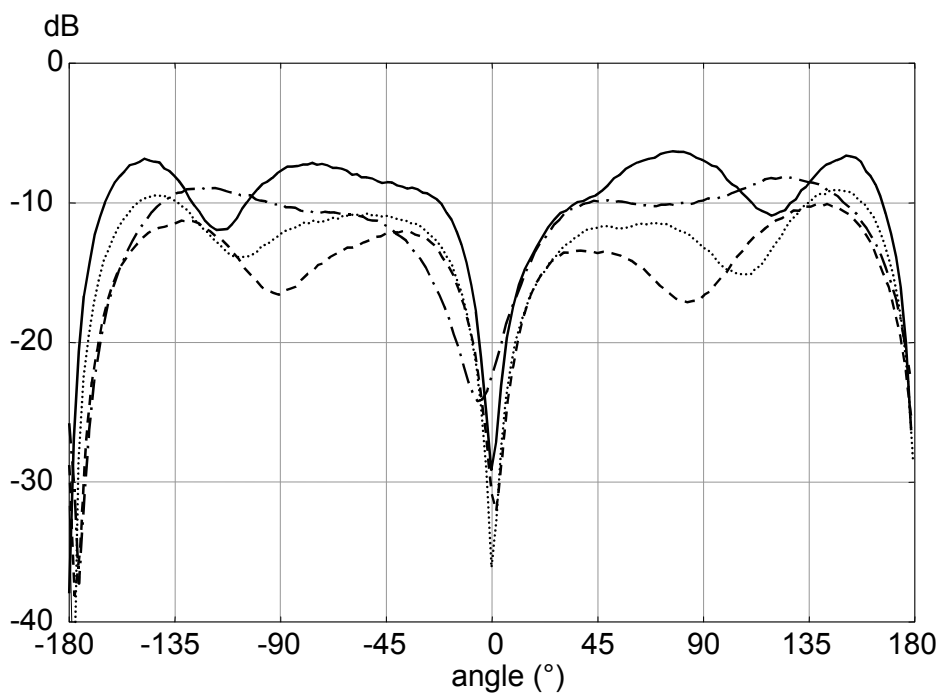
**Figure 3 b**



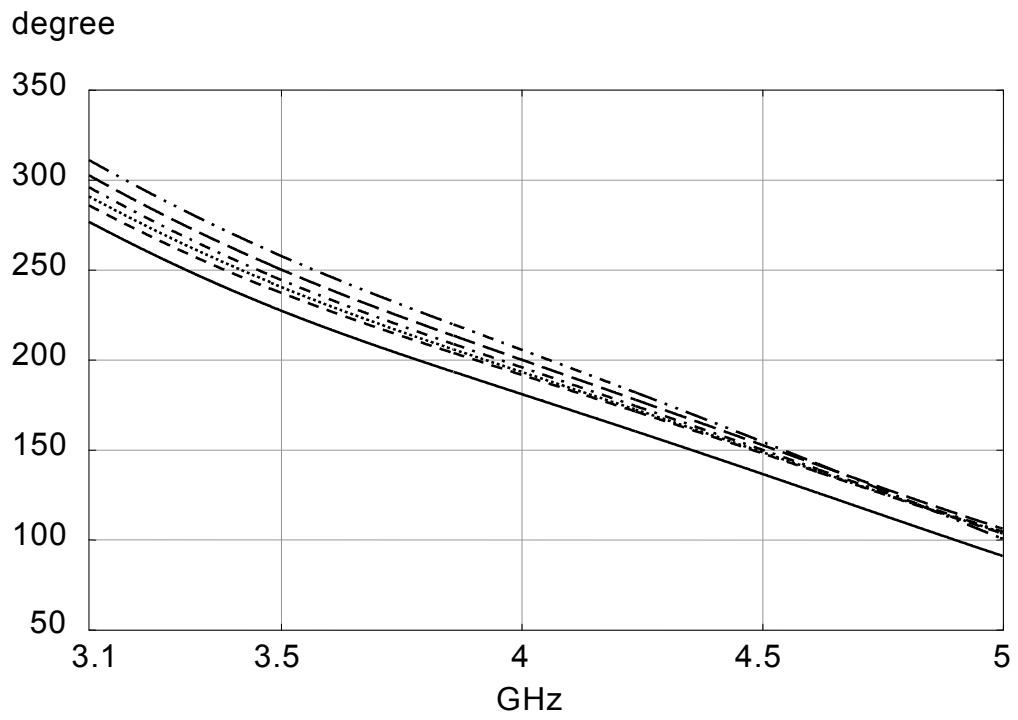
**Figure 4 a**



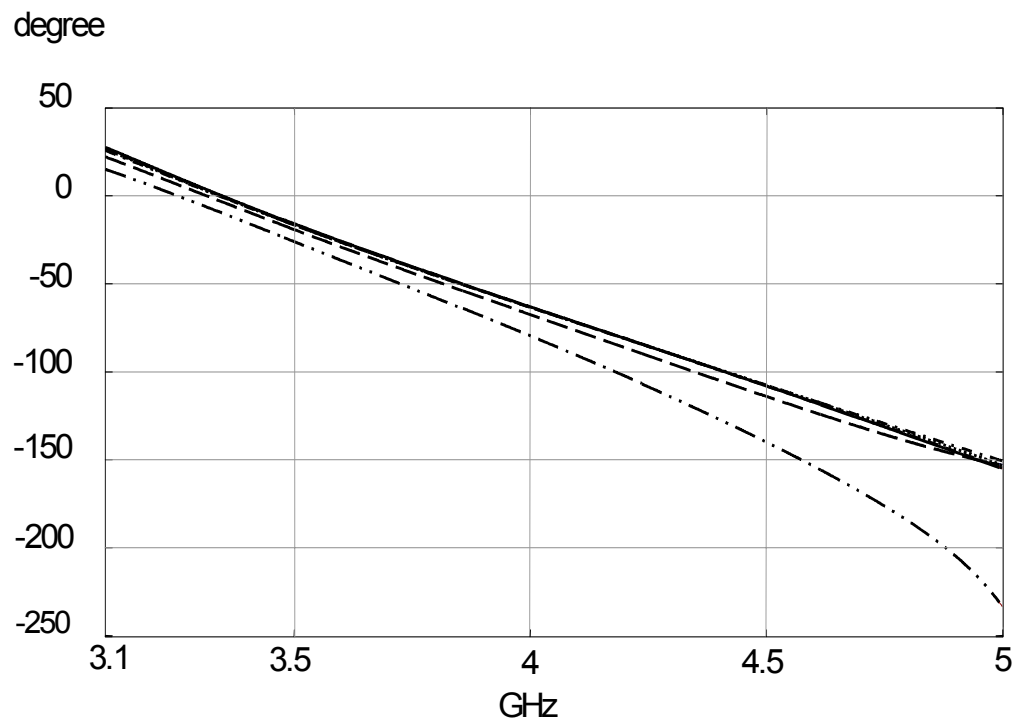
**Figure 4 b**



**Figure 5**



**Figure 6**





# Measurement of Direction-of-Arrival of Coherent Signals Using Five-Port Reflectometers and Quasi-Yagi Antennas

Van Yem Vu, *Student Member, IEEE*, A. Judson Braga, X. Begaud, and B. Huyart, *Member, IEEE*

**Abstract**—The measurement results of detection-of-arrival (DoA) of coherent signals using five-port reflectometers and quasi Yagi antennas are presented. The receiver operating at 2.4 GHz consists of eight five-port reflectometers and a uniform linear array (ULA) of eight 2.4 GHz quasi-Yagi antennas. The DoA is estimated by measuring the phase difference of signals pitched by the antenna array and by using the MUSIC algorithm associated with Spatial Smoothing Pre-processing (SSP). The phase difference is determined using the five-port technique. The measurement results show that the DoA of coherent signals are well estimated with a maximum error of  $2^\circ$ . In addition, we also show that it is capable of estimating the time delay and direction of arrival simultaneously using the five-port technique.

**Index Terms**—Antenna array processing, direction of arrival, five-port, MUSIC, spatial smoothing, time delay.

## I. INTRODUCTION

**I**N INDOOR as well as outdoor radio channel, multipaths due to reflection, diffraction usually exist. Measurement of the time delay and the direction of arrival of these multipath for the optimization of the performance of digital system is very important. In other words, the performance of digital systems strongly depends on the wide band parameters of radio channel such as time dispersion. A system based on five-port technique, which allows us to measure multipath delays without regard to angle of arrival is presented [10]. However, the information about time delays is not enough. The information about direction of arrival of signals is also very important for the spatial diversity purpose (SDMA scheme). Almost all DoA measurement systems are based on base band processing of the demodulated signal such as [5] and not on direct measurement of the phase difference of carrier signals pitched by the array sensors. Vectorial measurement devices, such as IQ homodyne and heterodyne detectors, may be applied to find the direction of arrival of multiple signals from the direct measurement of phase on these signals.

The main inconvenient of the first is that it is difficult to keep the phase relation ( $0^\circ$  and  $90^\circ$ ) stable between the local oscillator (LO) and the radio frequency (RF) signal. The later as commercial VNAs are a too expensive solution for an actual telecommunication system. The six-port reflectometer was introduced by Engen as an alternative network analyzer in the Sev-

enties [1]. Recently, the six-port or five-port technique has been applied to many systems such as a frequency discriminator in radars [2], a demodulator in homodyne receivers [3] and so on. We present in this letter a system based on five-port techniques, which measures the DoA of coherent signals by measuring the phase difference of signals pitched by an antenna array. After phase measurements, the DoA of signals is estimated using the MUSIC algorithm and SSP. The advantage using five-port is that phase information is obtained by making only amplitude or power measurement of three different linear combinations of RF and local oscillator electromagnetic waves. This means that a five-port reflectometer is in principle simply a passive linear circuit with two input ports and three output ports (hence its name). The rest of this letter is organized as follows: The five-port, the phase measurement circuit is presented in Section II, the measurement system is described in Section III followed in Section IV by the estimation procedure for DoA using a ULA antenna. The measurement results are shown in Section V. Finally there is a brief conclusion.

## II. FIVE-PORT REFLECTOMETER

A five-port circuit is an interferometer with two inputs (1, 2) excited by RF and LO signals respectively and three outputs (3, 4, 5) connected to three diode power detectors. The ratio of the two RF and LO wave is determined as a linear combination of the voltages measured at the five-port's outputs [4]:

$$x(t) = I + jQ = g_3V_3 + g_4V_4 + g_5V_5 \quad (1)$$

where  $I + jQ$  is the complex envelop;  $g_3, g_4, g_5$  are the complex calibration constants.

## III. MEASUREMENT SYSTEM

The measurement system is illustrated in Fig. 1. A continuous Wave (CW) generator is connected to a 1:11 power divider (PD). Eight outputs of the PD are connected to the LO input ports of eight five-ports. The three other ports are linked to three transmitting antennas which are located at three angle positions from the receiver. These angles represent three DoAs that have to be determined by the measurement system. At reception, a ULA of eight 2.4 GHz quasi-Yagi antennas is used as radiating elements [6]. These antennas are implemented in a FR4 substrate ( $\epsilon_r = 4.7$ ) and each one has dimensions of  $13 \times 6.5$  cm. The antenna operates in a bandwidth of 700 MHz and has an end-fire radiation pattern. Each antenna is integrated with a low noise

Manuscript received February 15, 2005. The review of this letter was arranged by Guest Editors H. Nikookar and R. Prasad.

The authors are with l'Ecole Nationale Supérieure des Telecommunications, Paris 75013 France (e-mail: vanvu@enst.fr; judson@enst.fr; begaud@enst.fr; huyart@enst.fr).

Digital Object Identifier 10.1109/LMWC.2005.855391

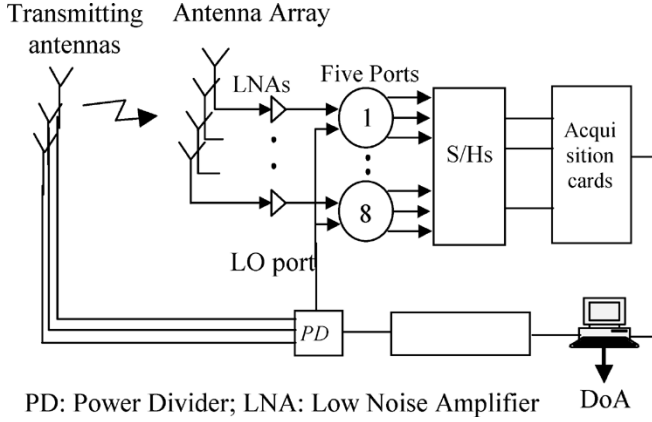


Fig. 1. Measurement system.

amplifier (LNA) with a gain of 20 dB at 2.4 GHz. The separation between consecutive elements is  $\lambda/2 = 62.5$  mm and the antenna elements are aligned on a vertical axis. The five-port reflectometers, as presented in Section II, are designed on the same substrate and operate around 2.4 GHz with a bandwidth of 1 GHz. The inputs 1 and 2 of each 5-port are connected to LO and one quasi-Yagi antenna. The five-port detector's output is linked to a Sample and Hold circuit (S/H) which is used to freeze the signals at the same time before performing A/D conversion. Simultaneous measurements are very important for the phase discrimination of RF signals of the sensors. The three voltages at each five-port are measured and then the ratio of RF and LO signals for each one is determined by (1). The output vector of the array  $x(t)$  is obtained and the DoA is estimated using the estimation procedure in Section IV.

The purpose of the second experiment is to find DoA and time delay simultaneously. In that case, one transmitting antenna is located at a chosen angular and distance position relative to the receiver position. The generator sweeps 51 frequency points from 2.3 GHz to 2.5 GHz. The three voltages at each five-port are measured at each frequency and stored for the post processing step. The ratio of RF and LO signals for each five-port at each frequency is determined by (1) and then DoA and time delay are estimated using a joint estimation procedure described in [9].

#### IV. ESTIMATION PROCEDURE FOR DOA

Consider a uniform linear array composed of  $M$  omnidirectional elements receiving  $K$  ( $K < M$ ) narrow-band plane wave signals from directions  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k, \dots, \theta_K$  centred at frequency  $f_0$  as shown in Fig. 1. It is assumed that the signals and noises are stationary, uncorrelated and the reference element is the first one. Using complex signal representation, we can express the complex envelope representation of the received signals as

$$x(t) = \sum_{k=1}^K a(\theta_k) s_k(t) + n(t) \quad (2)$$

- 1)  $s_k(t)$  is the  $k$ -th transmitted signal;
- 2)  $n(t)$  denotes the  $M \times 1$  vector of the noise at the array elements

$$n(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_m(t), \dots, n_M(t)]^T$$

3)

$$a(\theta_k) = \left[ 1, e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_k}, \dots, e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda} (M-1) \sin \theta_k} \right]$$

is the  $M \times 1$  steering or direction vector for the  $k$ -th signal;  $d$  represents the element spacing and  $\lambda$  is the wave length.

Rewriting (2) in matrix notation, we have

$$x(t) = A(\theta) s(t) + n(t) \quad (3)$$

- 1)  $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_m(t), \dots, x_M(t)]^T$  is the envelope representation of the  $K$  received signals of the array;
- 2)  $A(\theta) = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_k), \dots, a(\theta_K)]$  is the  $M \times K$  matrix of the array response vectors;
- 3)  $s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_k(t), \dots, s_K(t)]^T$  is the  $K \times 1$  signal vector.

The covariance matrix for the data vector  $x(t)$  can be written as

$$R_x = E \{x(t)x^H(t)\} = AR_s A^H + \sigma_o^2 I \quad (4)$$

where  $R_s$  is the covariance matrix for the signal vector,  $\sigma_o^2$  is the noise power and  $I$  is the  $K \times K$  identity matrix.

A subspace-based method named MUSIC is used to estimate DoA [7]. This high resolution method assumes that noise subspace and signal subspace are orthogonal. These subspaces are found from the eigenvectors of the covariance matrix  $R_x$ . The  $K$  eigenvectors related to the  $K$  strongest eigenvalues of  $R_x$  form the signal subspace and the  $M-K$  eigenvectors related to the  $M-K$  weakest eigenvalues, with  $\sigma_o^2$  noise power, form the noise subspace. MUSIC exhibits peaks in the vicinity of the true DoAs by relating noise subspace to signal subspace.

For coherent signals as multipath signals in our case, the MUSIC algorithm is strongly degraded. The correlations between the arrival signals should be suppressed. In order to "de-correlate" the signals, we employ the spatial smoothing pre-processing (SSP) method [8] before using the MUSIC algorithm. The SSP can be applied to  $R_x$  to de-correlate the coherence among the  $K$  signals. In fact, the main sensor array is divided into  $L$  sub-arrays with the same properties. Covariance matrixes of the sub-arrays are then calculated and their average is used as the modified array covariance matrix. In order to de-correlate  $K$  coherent signals, at least  $K$  sub-arrays are required and the spatially smoothed covariance matrix is

$$R_{SSP} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L R_l$$

where  $L$  ( $L > K$ ) is the number of sub-arrays.  $R_l$  is the covariance matrix of the  $l$ -th sub-array.

#### V. RESULTS

In the first measurement, three transmitting antennas located at three angle positions from the receiver in a nonreflective environment are used, which represents three coherent signals at the DoA of  $-50^\circ$ ,  $-15^\circ$  and  $24^\circ$ . The results of DoA estimation using MUSIC pure and MUSIC associated with SSP in which the number antenna elements in sub-array in SSP are chosen

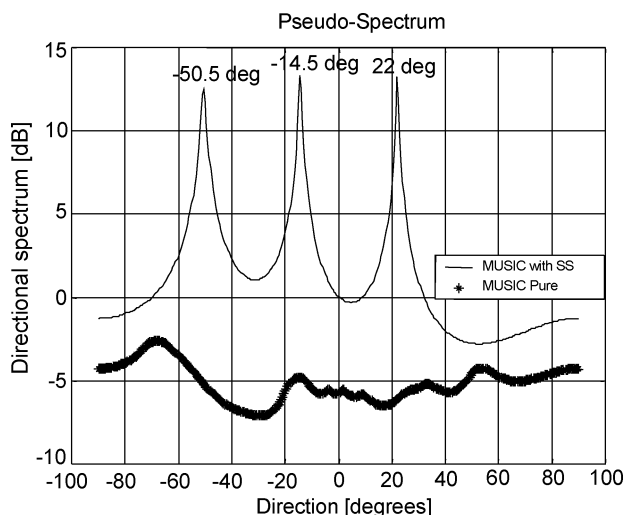


Fig. 2. Results of MUSIC estimation using three transmitting antennas at  $-50^\circ$ ,  $-15^\circ$  and  $24^\circ$ .

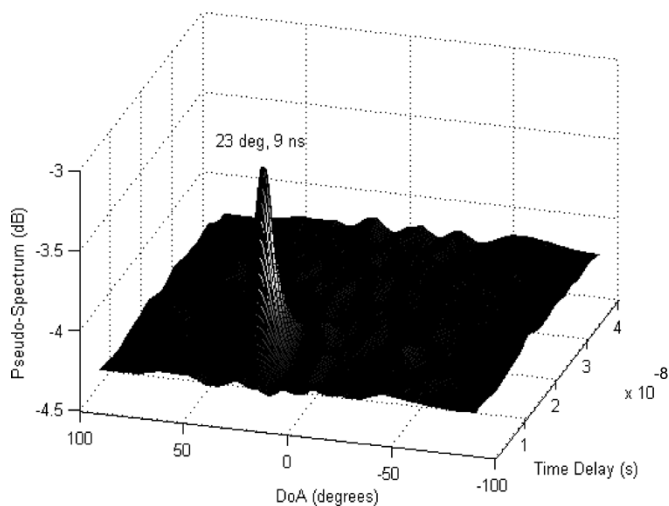


Fig. 3. Measurement result of one signal at the DoA of  $25^\circ$  and the time delay of 9 ns.

four are shown in Fig. 2. It can be seen clearly from Fig. 2 that the DoA of  $-50.5^\circ$ ,  $-14.5^\circ$  and  $22^\circ$  with maximal error of  $2^\circ$  are estimated when the MUSIC algorithm is associated with SSP whereas the result using MUSIC pure is not good at all because the MUSIC algorithm does not work properly with high correlated signals. In this measurement, 100 snapshots for each channel, which is obtained easily by the system for the real channel measurements, are used for the MUSIC algorithm.

In the second measurement, one transmitting antenna located at a chosen angular and distance position from the receiver is used, which represents one signal with  $25^\circ$  DoA and 9 ns time

delay. Fig. 3 shows the result of this measurement and in this measurement 200 snapshots are used for MUSIC. The time delay is well estimated, and an error of  $2^{circ}$  is occurring on DoA value.

## VI. CONCLUSION

We present in this letter the DoA measurement results of coherent signals in azimuth plane by using the system consisting of eight five-ports and an eight 2.4 GHz quasi-Yagi antenna array at reception and by measuring the phase difference of signals pitched by the antenna array. The MUSIC algorithm associated with SSP is used for DoA estimation. The measurement results show that the coherent sources are well estimated with the maximal error of  $2^\circ$ . The error also depends on the base band processing such as the choice of the number of sub-arrays in SSP. In addition, the first result for jointly estimating DoA and delay shows the capability of the system proposed. The high resolution method of estimation MUSIC is a powerful method not only for estimating delays and DoA separately but also for a joint estimation of DoA and time delay. The current work about measurement of direction of arrival and time delay of multi-path in the propagation channel is carrying out.

## REFERENCES

- [1] G. F. Engen, "The six-port reflectometer: an alternative network analyzer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 25, no. 12, pp. 1075–1080, Dec. 1977.
- [2] C. G. Miguez, B. Huyart, E. Bergeault, and L. Jallet, "A new automobile radar based on the six-port phase/frequency discriminator," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 4, pp. 1416–1423, Jul. 2000.
- [3] S. O. Tatu, E. Moldovan, K. Wu, and R. G. Bosisio, "A new direct millimeter wave six-port receiver," in *IEEE MTT-S Int. Dig.*, vol. 3, May 2001, pp. 1809–1812.
- [4] G. Neveux, B. Huyart, and J. R. Guisantes, "Wide-band RF receiver using the "five-port" technology," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, no. 5, pp. 1441–1451, Sep. 2004.
- [5] P. Wilson and P. Papazian, "PCS band direction-of-arrival measurements using a 4 element linear array," in *Proc. Veh. Technol. Conf.*, vol. 2, Sept. 2000, pp. 786–790.
- [6] W. R. Deal, N. Kaneda, J. Sor, Y. Qian, and T. Itoh, "A new quasiyagi antenna for planar active antenna arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 6, Jun. 2000.
- [7] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, no. 3, Mar. 1986.
- [8] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-33, pp. 806–811, Aug. 1985.
- [9] A. J. Braga, V. Y. Vu, B. Huyart, and J. C. Cousin, "Wideband spatio-temporal channel sounder simulation using MUSIC and enhanced 2D-SS," in *Proc. ECPS'05*, Brest, France, Mar. 2005.
- [10] V. Y. Vu, A. J. Braga, X. Begaud, and B. Huyart, "Multi-path delay measurement based on five-port discriminator," in *Proc. Eur. Wireless Technol. Conf.*, Oct. 2004.

# **BROADBAND ARCHIMEDEAN SPIRAL ANTENNA ABOVE A LOADED ELECTROMAGNETIC BAND GAP SUBSTRATE**

## **AUTHOR'S AFFILIATION**

Ludovic SCHREIDER<sup>1,2</sup>, Xavier BEGAUD<sup>1</sup>, Michel SOIRON<sup>2</sup>, Bernard PERPERE<sup>2</sup>, Christian RENARD<sup>2</sup>

Emails: [ludovic.schreider@fr.thalesgroup.com](mailto:ludovic.schreider@fr.thalesgroup.com), [Xavier.Begaud@enst.fr](mailto:Xavier.Begaud@enst.fr)

1 GET/ Télécom Paris  
CNRS LTCI - Dept. COMELEC  
46, rue Barrault  
75634 Paris Cedex 13, France

2 Thales Aerospace Division  
Centre Charles Nungesser  
1 avenue Gay Lussac  
78851 Elancourt Cedex, France

## **ABSTRACT**

The development of a low profile, lightweight, broadband spiral antenna for airborne applications is described. In this paper, we propose to use an electromagnetic band gap substrate with loads as reflector for an Archimedean spiral antenna. A method based on a transmission line model is presented to design this LEBG (Loaded Electromagnetic Band Gap) substrate. Simulation and measurements results demonstrates the applicability of the concept. A good impedance matching as well as a good circular polarization are achieved over a 10:1 frequency bandwidth. Finally, thickness and weight of this new antenna is greatly reduced and their performances are better compared to a conventional spiral antenna with unidirectional beam.

## **1. INTRODUCTION**

Modern aircrafts are equipped with many airborne antennas for communications, radio navigations, radar and electronic counter measurements. The performances of these antennas may be degraded due to the aircraft structure interferences. In these situations, a significant front to back radiation ratio is desired in order to minimize the influence of the aircraft on the antenna input impedance and radiation characteristics. In airborne applications, broadband and low profile antennas are required. Spiral antennas are widely used to fill the above-mentioned specifications. In classical spiral antennas, a unidirectional beam is performed with an

appropriate backing cavity, a conducting reflector plane, an electromagnetic wave absorber. The presence of a ground plane requires the radiating element to be located at a quarter of wavelength above it, hence increasing the dimensions of the antenna and limiting its bandwidth. When the radiator is placed above an electromagnetic absorber, a low efficiency results due to power dissipation, and according to the frequency band the antenna may become heavy due to the quantity of absorbing material. When the distance between the radiating element and the reflector plane becomes less than a quarter of wavelength, the antenna is called microstrip spiral antenna and, as expected, behaves like an open-ended microstrip transmission line. The current on such an antenna can be divided into two travelling waves, a forward wave travelling from the feeding area toward the spiral rim, and a reflected wave travelling from the end of the spiral arms toward the feeding terminal. The reflected waves radiate in mode  $m=-1$  which is in opposite sense relevant to mode  $m=1$ . In the area where the diameter is  $d=\lambda/\pi$ , called “active region” for wavelength  $\lambda$ , the current is in-phase on the two arms of the antenna and thus the radiation is maximum. If the currents in the two arms are out of phase no radiation occurs. On a finite conducting ground plane, surface waves propagate until reaching an edge or a corner, where they can radiate into free space. This results in multipath interference or “speckle”, which can be observed as ripples in the radiation pattern. The surface currents on the ground plane propagate and induce a current on the radiating element. If the induced current lies outside the active region and if current exists when  $d=3\lambda/\pi, 5\lambda/\pi\dots$  the respective radiation mode can be excited. The resulting radiation profile is a multilobe beam. One way to overcome the damages to the broadband behaviour is to insert absorbing material into the space between the spiral and the conducting plane over a region near the outermost spiral arms [1]. In some cases, absorbing material is not appropriate due to frequency dispersion and power dissipation. Another solution consists in placing resistive loadings along the radiating element [2], this solution achieves good impedance matching and circular polarization but leads to a very poor gain at low frequencies.

In this paper, the performances of a broadband Archimedean spiral antenna implemented above a novel LEBG substrate are investigated.

## 2. DESIGN OF A SPIRAL ANTENNA ABOVE A LEBG SUBSTRATE

The electromagnetic band gap (EBG) surface, photonic band gap (PBG) surface or high impedance surface (HIS) [3], has demonstrated a good potential to build low profile and high efficiency antenna structures. Usually, band gap behaviour is achieved using a periodic dielectric or metallic structure with periodicity value comparable to the wavelength. For most of RF applications, compact size is a requirement and therefore, it is very important to obtain a compact EBG structure. The idea of using Photonic band gap material, an artificial material periodic in space, as substrate for planar antennas was first proposed by Brown, Parker and Yablonovitch in 1993 [4]. An EBG surface forbids the propagation of EM waves in its band gap region. The benefits from using such a substrate are related to the suppression of surface waves excited in the substrate by the radiating element. Suppression or reduction of surface waves is expected to improve the antenna's efficiency and to bring a reduction of side lobe level due to surface waves diffraction at the edges of the antenna substrate. As a result of the surface waves suppression, an antenna above a high impedance ground plane produces a smoother radiation profile than a similar antenna above a conventional metal ground plane. Various antennas that exhibit circular polarization have been placed above EBG structures, however a good circular polarization is achieved over a limited bandwidth [5], [6], [7]. EBG materials are used as ground plane for antenna, the antenna's bandwidth being defined by the band gap of the EBG structure. To achieve wide band gap, EBG structure are usually bulky and difficult to manufacture. In this paper, a novel and compact EBG structure is used as reflector for a spiral antenna. The configuration of the antenna is displayed in figures 1 and 2. The proposed antenna, called LEBG spiral antenna consists of two parts: An Archimedean spiral as radiating element and an LEBG reflector plane. The top surface of the LEBG substrate is composed of a planar array of square patches. Each patch is connected to adjacent patches by a resistor (figure 2). As shown in figure 1, there is no pin between the patches and the ground plane, that implies an easier realization. The frequency band gap is defined by the patch size, the gap between patches, the height of the LEBG structure, its permittivity and the resistor value. Our definition of frequency band gap is a reflection phase in normal incidence varying between  $+90^\circ$  and  $-90^\circ$ . Simultaneously, the attenuation factor is to be less than  $-15\text{dB}$ . The LEBG substrate is designed using a transmission line model. Considering the direction of

propagation  $x$  (figure 2), the LEBG structure is modelled using the equivalent circuit shown in figure 3. Each unit cell of the infinite loaded line consists of a transmission line of length  $a$  with a shunt load across the midpoint of the line. The load corresponds to a microstrip gap that is modelled by an equivalent  $\Pi$  circuit of capacitances and loaded with a resistor  $R$  (figure 4). This load is defined by a matrix  $\mathbf{T}$ , which can be expressed as:

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{j.R.C_p.\omega}{1 + j.R.C_s.\omega} & \frac{R}{1 + j.R.C_s.\omega} \\ 2.j.C_p.\omega - \frac{R.C_p^2.\omega^2}{1 + j.R.C_s.\omega} & 1 + \frac{j.R.C_p.\omega}{1 + j.R.C_s.\omega} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Where  $C_p$ ,  $C_s$  are the microstrip gap capacitances defined from [8] and given in appendix,  $\omega = 2\pi f$ . If we consider the infinite line as being composed of a cascade of identical two-port networks, the voltages  $V_n$  and currents  $I_n$  are related on either side of  $n^{\text{th}}$  unit cell using the ABCD matrix:

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Where A, B, C, and D are the matrix parameters for a cascade of a transmission line section of length  $a/2$ , a shunt load defined by matrix  $\mathbf{T}$ , and another transmission line section of length  $a/2$ . From [9], the ABCD matrix can be expressed as:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & jZ_0 \sin \frac{\theta}{2} \\ jY_0 \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} [T] \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & jZ_0 \sin \frac{\theta}{2} \\ jY_0 \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Where  $\theta = k.a$ ,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  is the propagation constant of the unloaded line,  $Z_0$  is the characteristic impedance of the line and is given in appendix. For any wave propagating in  $x$  direction and for a phase reference at  $x=0$ , we can write:

$$\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} e^{-\gamma x} \quad (4)$$

Since the structure is infinite, the voltage and the current at the  $n$ th terminal only differ from their value at terminal  $n+1$  by the propagation factor  $e^{-\gamma a}$ , where  $\gamma = \alpha + j\beta$  is the propagation constant in the LEBG substrate.

Thus, we get:

$$\begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} e^{-\gamma a} \quad (5)$$

From equations (2) and (5) we can write:

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} e^{\gamma a}$$

or

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma a} & B \\ C & D - e^{\gamma a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0 \quad (6)$$

For a nontrivial solution, the determinant of the above matrix must vanish:

$$AD + e^{2\gamma a} - (A + D)e^{\gamma a} - BC = 0 \quad (7)$$

From equation (7), the constant of propagation  $\gamma$  can be obtained:

$$\cosh \gamma a = \frac{A + D}{2} \quad (8)$$

Here, parameters A and D are obtained using equation (3).  $\gamma$  can be expressed as:

$$\gamma = \frac{1}{a} \text{Cosh}^{-1}(P + jQ) \quad (9)$$

Where:  $P = P_1 + P_2$

$$P_1 = \left( 1 + \frac{R^2 C_p C_s \omega^2}{1 + (RC_s \omega)^2} \right) \cos \theta$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \left( -2C_p \omega Z_0 + \frac{R^2 C_s \omega}{1 + (RC_s \omega)^2} (Y_0 - C_p^2 Z_0 \omega^2) \right) \sin \theta$$

$$Q = \frac{R}{1 + (RC_s \omega)^2} \left[ C_p \omega \cos \theta - \frac{1}{2} (C_p^2 \omega^2 Z_0 + Y_0) \sin \theta \right]$$



With (9),  $\alpha$  and  $\beta$  may be analysed as a function of frequency.  $\alpha$  and  $\beta$  are the real and imaginary parts of  $\gamma$  respectively. The presence of dielectric is taken into account into the characteristic impedance  $Z_o$  and into the capacitances  $C_s$  and  $C_p$ . The frequency behaviour of the LEBG substrate is then known. The next step is to design the radiating element for any arbitrary frequency band gap region.

The radiating element is an Archimedean spiral. The inner diameter is  $D_{in} \approx 0.31 \frac{\lambda_{high}}{\pi}$  and the outer diameter is  $D_{out} \approx 1.07 \frac{\lambda_{low}}{\pi}$ . Where  $\lambda_{high}$  and  $\lambda_{low}$  are the free space wavelengths at the highest and the lowest frequency respectively. The width of the spiral arms is  $w_{arm} \approx 0.005\lambda_{low}$ , the spiral arms are spaced at a distance equal to the arm width  $w_{arm}$  in order to produce a self-complementary structure.

### 3. REALISATION AND RESULTS

The antenna is modelled using CST Microwave Studio and a prototype is manufactured. Figure 5 shows a photograph of the manufactured antenna. The antenna is designed to work from  $f=1\text{GHz}$  to  $f=10\text{GHz}$ , this frequency range corresponding to a part of the first band gap region of the LEBG substrate, this frequency range is depicted on figure 6. For this frequency band, The LEBG patch size is  $w=4\text{mm}$ , the gap between two patches is  $s=2\text{mm}$ , the LEBG substrate thickness is  $h=1.8\text{mm}$ , its permittivity is  $\epsilon_r=2.2$  and the resistor is  $R=100\Omega$ . This resistor value is enough to remove the wave's propagation. If this value is increased, the attenuation factor is improved but the gain of the antenna is decreased. The frequency behaviour of the designed LEBG substrate in  $x$  direction is shown in figure 6. A finite ground plane of  $0.43\lambda \times 0.43\lambda$  is used for practical applications. Where  $\lambda$  is the free space wavelength at  $1\text{GHz}$ . The parameters used to design this LEBG are summarized in table 1. The spiral antenna is printed on a  $1.8\text{mm}$  thick RT/Duroid 5880. Its inner diameter is  $D_{in} = 3\text{mm}$  and its outer diameter is  $D_{out} = 102\text{mm}$ . The width of the spiral arms is  $w_{arm} = 1.5\text{mm}$ . The manufactured antenna has an attractive thickness of only  $0.012\lambda$ . Some measurements have been performed to validate simulations. The antenna is fed by a broadband tapered balun. Figure 7

compares the simulated and the measured return loss. The antenna exhibits a good impedance matching over a 10:1 bandwidth, and a good agreement is obtained between simulation and measurement. The difference between the two curves in the higher frequencies is due to the balun. The broadside gain of the antenna is depicted in figure 8, a good agreement is obtained between simulation and measurement. The broadside gain of the designed antenna is comparable to the gain of a cavity backed slot spiral antenna presented in [10]. To compare the same antennas, a homothetic transformation is achieved. The Figure 9 and 10 show the measured and normalized Left Handed Circularly Polarized pattern on plane  $\phi=0^\circ$  and on plane  $\phi=90^\circ$  (plane  $\phi=0^\circ$  and  $\phi=90^\circ$  are depicted on figure 5) at  $f=2.5\text{GHz}$ ,  $f=4.5\text{GHz}$ ,  $f=6.5\text{GHz}$ , and  $f=8.5\text{GHz}$ . As expected, the radiation patterns are smoother than the radiation patterns of the same antenna when a perfect electric conductor (PEC) is used as ground plane (figure 11). It is demonstrated in figure 12 that the proposed antenna exhibits a much better axial ratio than the PEC spiral antenna.

#### 4. CONCLUSION

An Archimedean spiral antenna above a novel LEBG substrate was proposed in this paper. The antenna has attractive features such as a very thin thickness  $t=0.0012\lambda$  at the lowest frequency, a good impedance matching as well as circularly polarized patterns over a 10:1 bandwidth. The novel LEBG substrate can be used as reflector for any kind of planar antennas using ground plane in order to enhance their radiation characteristics and input impedance matching. The field of applications of such LEBG substrate is very large and could be attractive for other UWB applications for example. Our future work is to implement this LEBG substrate with different kind of antennas.

#### REFERENCES

- [1] J.J.H. Wang, V.K. Tripp, Design of Multioctave spiral-mode microstrip antennas, IEEE Trans. AP, Vol. 39 n°3, March 1991.
- [2] L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B. Perpere, Archimedean microstrip spiral antenna loaded by chip resistors, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE, Volume 1, June 2004.

- [3] D. Sievenpiper, L. Zhang, R.F.J. Broas, N.G. Alexopolus and E. Yablonovitch, High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band, IEEE Trans Microwave Theory Tech. 47, 1999, pp 2059-2074.
- [4] E.R Brown, C.D. Parker, E. Yablonovitch, Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate, J. Opt. Soc. Am., vol. 10 n°2, February 1993.
- [5] J-M. Baracco, M. Paquay, P. De Maagt, An electromagnetic bandgap curl antenna for phased array applications, IEEE Trans. AP Vol. 53 n°1, January 2005.
- [6] J.M. Bell, M.F. Iskander, A low profile Archimedean spiral antenna using an EBG ground plane, IEEE Antennas and Wireless propagation letters, Vol.3, 2004.
- [7] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, A low-profile circularly polarized curl antenna over an electromagnetic bandgap (EBG) surface, Microwave and Optical Technology letters, Vol.31 issue 4, October 2001.
- [8] M. Kirschning, R.H. Jansen, and N.H.L. Koster, Measurement and Computer-Aided Modeling of Microstrip Discontinuities by an Improved Resonator Method, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, May 1983, pp 495-497.
- [9] D.M. Pozar, Microwave Engineering, 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley & sons, 1998, pp 424-425.
- [10] J.L.Volakis, M.W.Nurnberger, D.S.Filipovic, A broadband cavity backed slot spiral antenna, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol.43, n°6, December 2001.

## LIST OF FIGURES

- Figure 1      Antenna side view
- Figure 2      Front view of the novel LEBG substrate
- Figure 3      Equivalent circuit of a periodically loaded transmission line
- Figure 4      Equivalent circuit of the microstrip gap loaded by  $R$
- Figure 5      Manufactured antenna photograph
- Figure 6      Attenuation factor  $\alpha$  vs. frequency
- Figure 7      Simulated and measured Return loss vs. frequency
- Figure 8      Simulated and measured broadside gain vs. frequency
- Figure 9      Measured and normalized LHCP  $\phi=0$  of LEBG spiral antenna
- Figure 10     Measured and normalized LHCP  $\phi=90$  of LEBG spiral antenna

Figure 11 Measured and normalized LHCP  $\phi=90$  of PEC spiral antenna

Figure 12 Measured axial ratio comparison between the LEBG and PEC spiral antenna

### LIST OF TABLE

Table 1 Designed LEBG parameters

### FIGURES

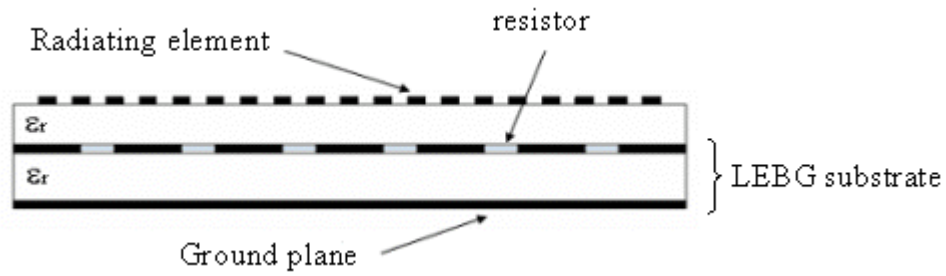


Figure 1 Antenna side view

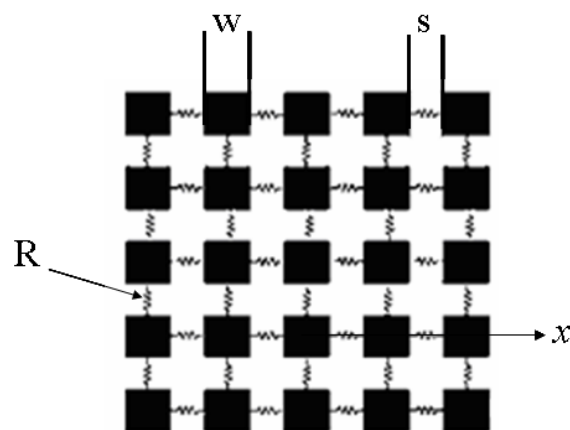
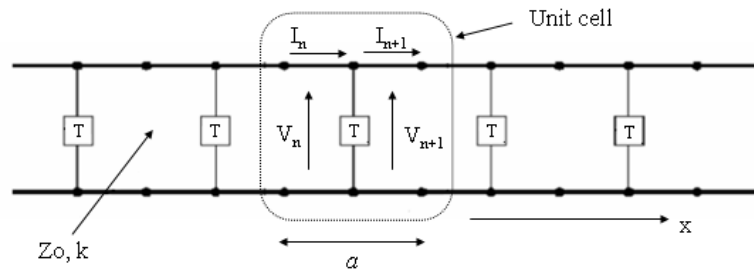
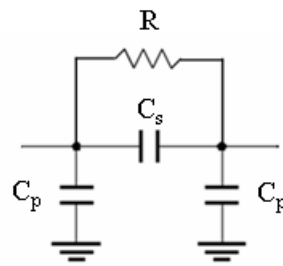


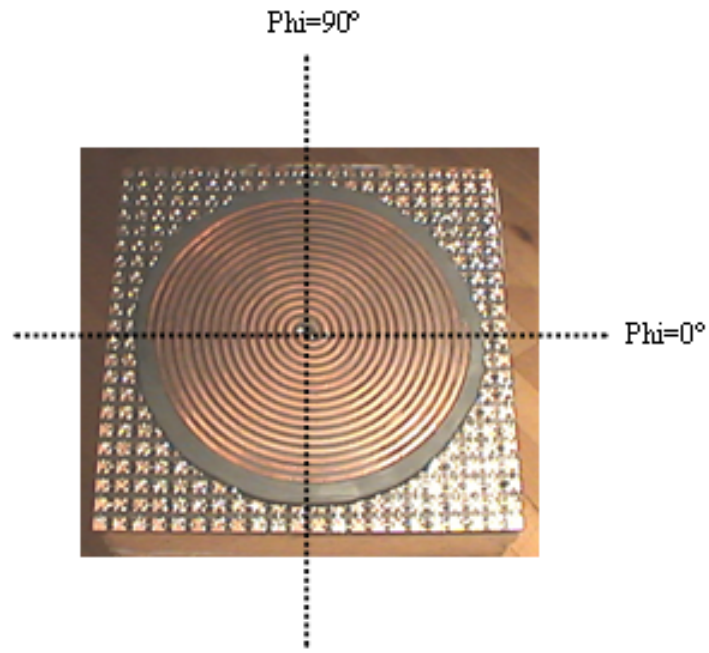
Figure 2 Front view of EBG structure



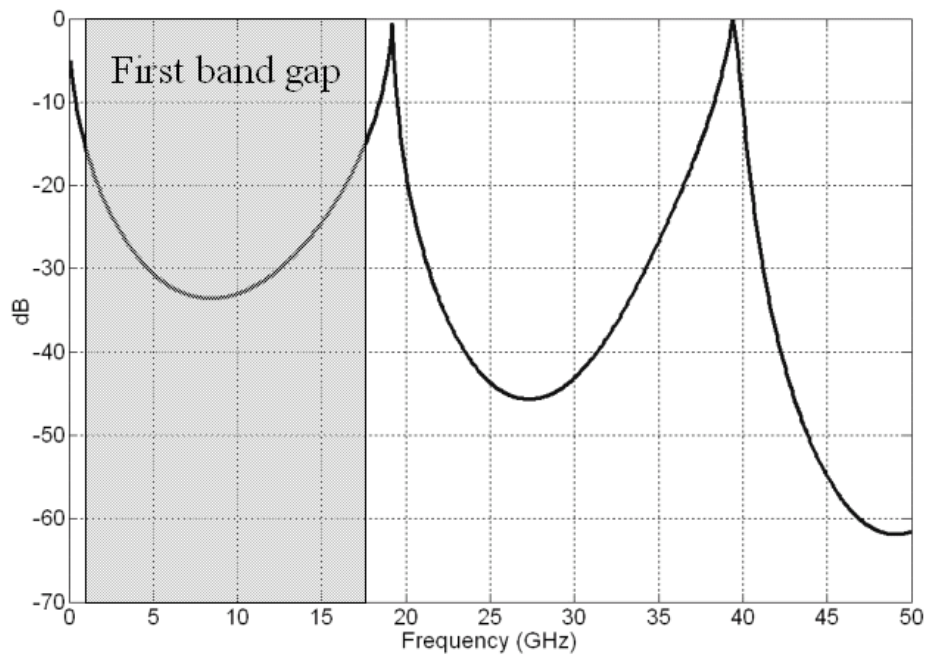
**Figure 3** Equivalent circuit of a periodically loaded transmission line



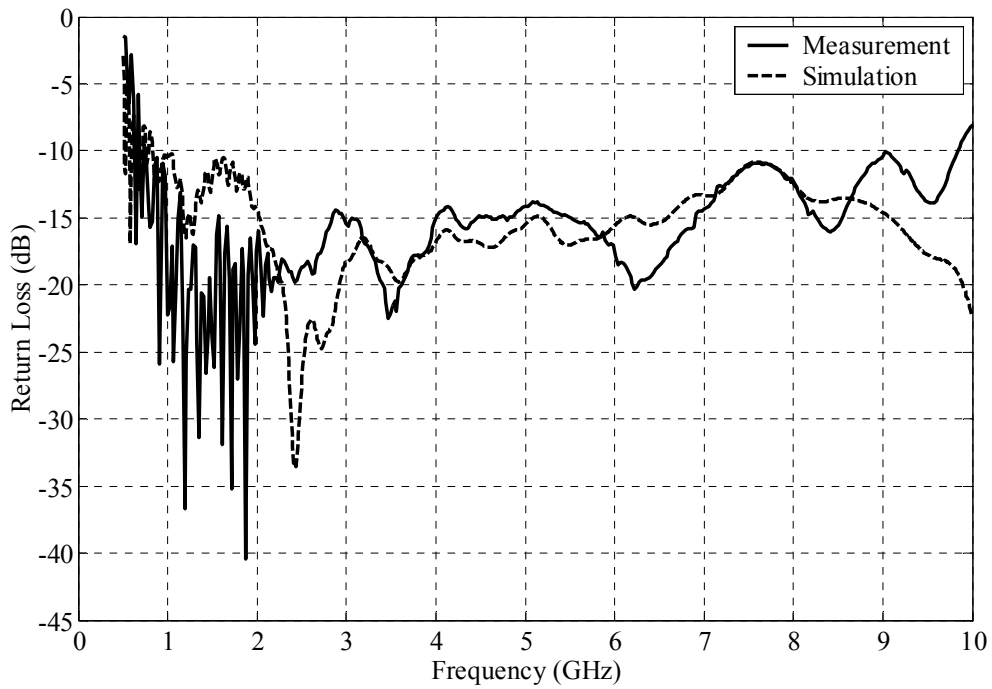
**Figure 4** Equivalent circuit of the microstrip gap loaded by  $R$



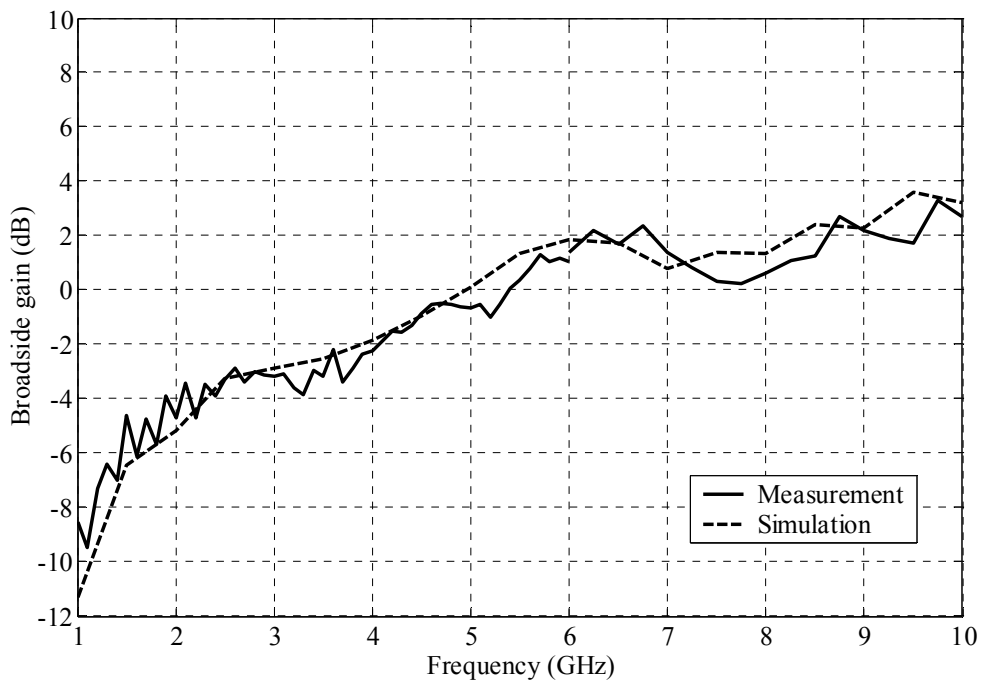
**Figure 5** Manufactured antenna photograph



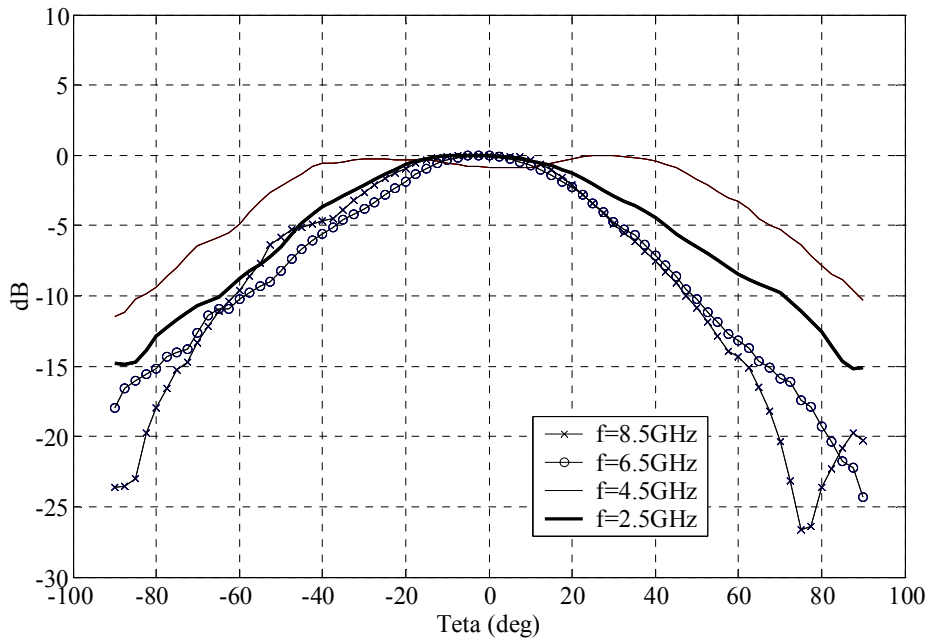
**Figure 6** Attenuation factor  $\alpha$  vs. frequency



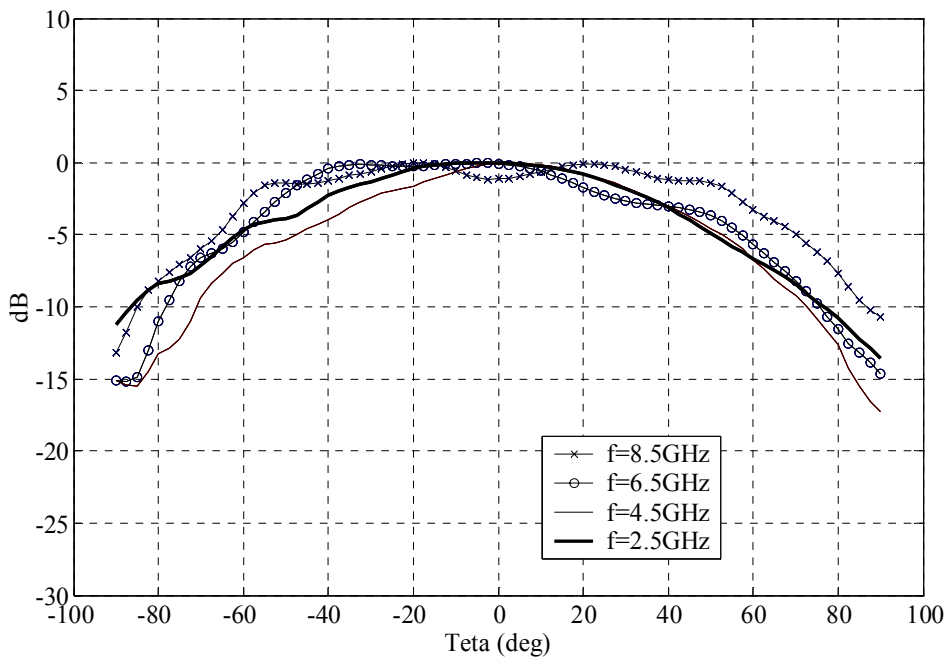
**Figure 7** Simulated and measured return loss vs. frequency



**Figure 8** Simulated and measured broadside gain vs. frequency

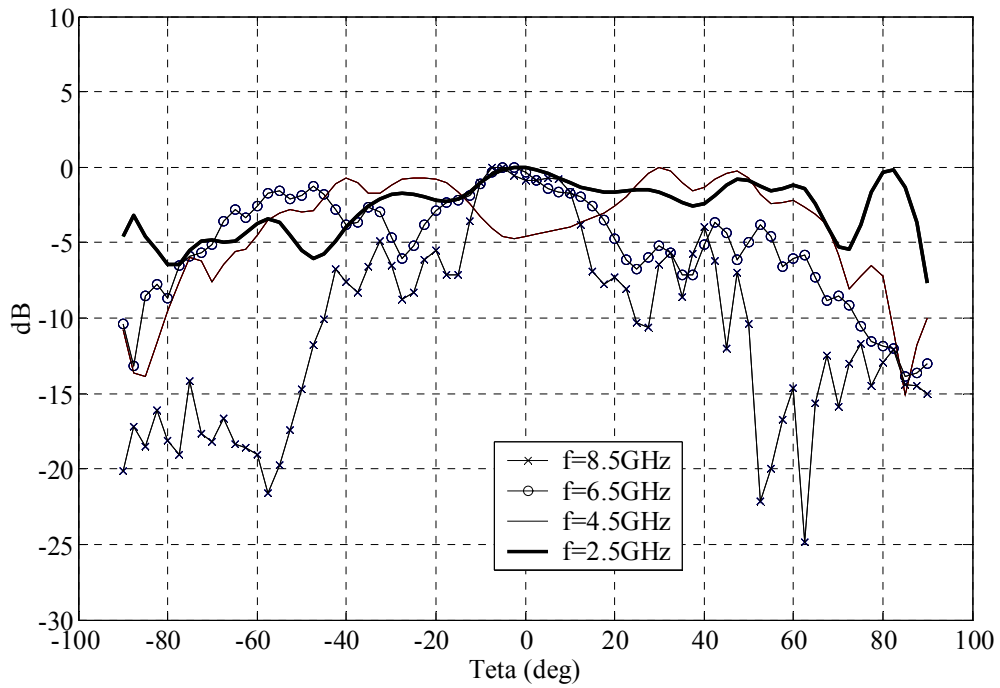


**Figure 9** Measured and normalized LHCP  $\phi=0$  of LEBG spiral antenna

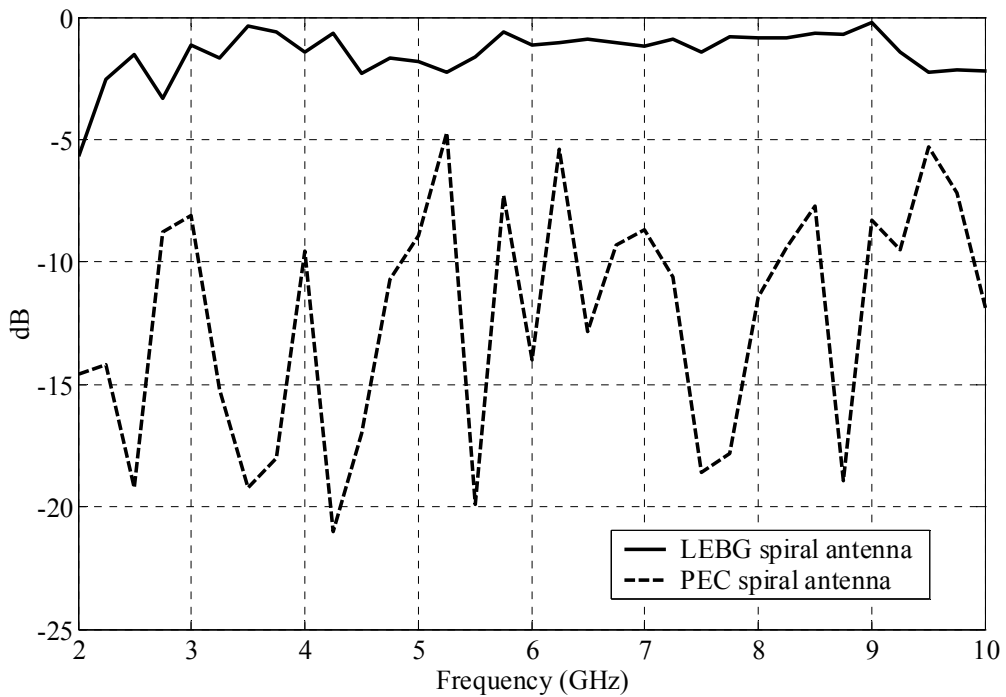


**Figure 10** Measured and normalized LHCP  $\phi=90$  of LEBG spiral antenna





**Figure 11** Measured and normalized LHCP  $\phi=90$  of PEC spiral antenna



**Figure 12** Measured axial ratio comparison between the LEBG and PEC spiral antenna

Cs(F)	Cp(F)	R( $\Omega$ )	w(mm)	s(mm)	h(mm)	Zo( $\Omega$ )
1.63*10 <sup>-14</sup>	5.11*10 <sup>-14</sup>	100	4	2	1.8	62

**Table 1** Designed LEBG parameters

## APPENDIX

The serial capacitance of the microstrip gap is evaluated as

$$C_s [pF] = 500.h.e^{-1.86.\frac{s}{h}}.Q_1 \left( 1 + 4.19. \left( 1 - e^{-0.785.\sqrt{\frac{h}{w}}} \right) \right)$$

Where  $Q_1 = 0.04598. \left( 0.03 + \left( \frac{w}{h} \right)^{1.23} \right) (0.272 + 0.07\varepsilon_r)$ ,  $\varepsilon_r$  is the relative permittivity of the medium.

The shunt capacitances of the microstrip gap can be expressed as  $C_p [pF] = C_{end}.\Delta l$

$$\text{Where } \Delta_l = 0.102.h.\frac{w/h + 0.106}{w/h + 0.264} \left( 1.166 + \frac{\varepsilon_r + 1}{\varepsilon_r} (0.9 + \ln(w/h + 2.475)) \right)$$

$$C_{end} [pF] = \frac{0.264.(\varepsilon_r + 1.41)}{\ln\left(\frac{5.98.h}{0.8.w + m}\right)} \quad \text{where } m \text{ is the metallization thickness}$$

if  $w/h \leq 1$ , the characteristic impedance  $Z_o$  is  $Z_o [\Omega] = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + 0.25\frac{w}{h}\right)$

if  $w/h \geq 1$ , the characteristic impedance  $Z_o$  is  $Z_o [\Omega] = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right\}^{-1}$

$P_1$ ,  $P_2$  and  $Q$  are obtained from the matrix equation (3).

# ULTRA WIDEBAND WIDE SLOT ANTENNA WITH BAND-REJECTION CHARACTERISTICS

Begaud Xavier

GET – Telecom Paris - CNRS UMR 5141 - 46, rue Barrault, 75634 Paris cedex 13. France, Email: [Xavier.Begaud@enst.fr](mailto:Xavier.Begaud@enst.fr)

## ABSTRACT

One of the challenges of the implementation of UWB systems is the development of a suitable antenna that would cover a large bandwidth, which would include some forbidden frequency bandwidth.

A wide slot antenna with fork-shaped microstrip line fed structure [1] has been optimized for UWB applications; this prototype can cover whole UWB frequency range (3.1-10.6GHz). The antenna is placed above a limited ground at a given distance to obtain a directive antenna.

This paper presents different solutions to realize one or more filtering functions, to avoid interfering with existing 5.2/5.8 GHz wireless local area network (WLAN) systems for example. Two types of solutions have been studied: the first one is to modify the feed line of the antenna and the second one is to modify the radiating part.

## 1. INTRODUCTION

UWB technology holds potential for a wide variety of new short-range devices for communications, measurement, location tracking, imaging, surveillance and medical systems. In this context, a multiband programmable platform has been developed at GET (Groupes des Ecoles de Télécommunications). The goal of the platform is to provide an open architecture with on the shelf components in order to rapidly prove the feasibility of algorithms for a low-cost UWB solution. Among the different UWB antenna solutions, we have chosen the wide slot antenna with fork-shaped microstrip line fed structure [1] to cover whole UWB frequency range (3.1-10.6GHz). The size of this antenna can be reduced for wireless personal area networks (WPAN) and wireless body area networks (WBAN) applications [2]. This antenna has also been transformed on a stripline wide slot antenna to extend the bandwidth and obtain better time domain behavior than the wide slot antenna one [3]. Reduction and time domain analysis have already done on this class of antenna, so our objective is only to present different solutions to realize one or more filtering functions in the operating bandwidth.

## 2. THE WIDE SLOT ANTENNA

The wide slot antenna is fed by 50 Ohms microstrip feed line with a fork-shaped tuning stub, which is

printed on the opposite side of the substrate and placed symmetrically with respect to the center line of the rectangular wide slot (Fig.1).

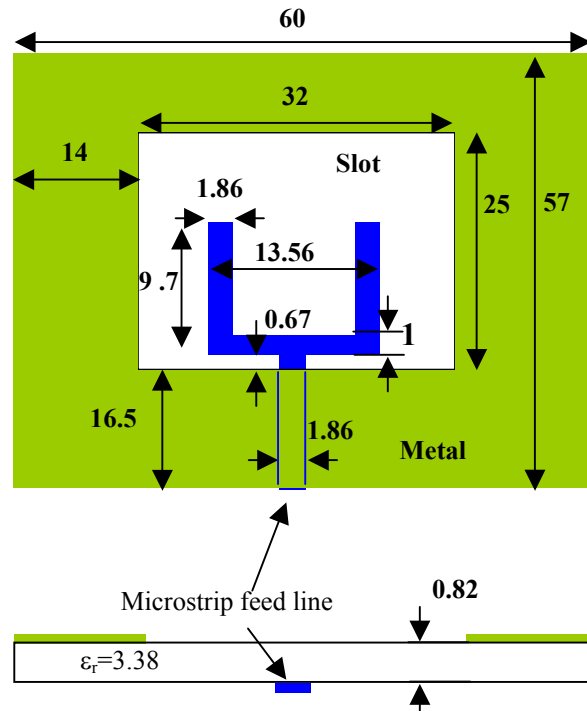


Figure 1. Wide slot antenna geometry

The bandwidth of a wide slot is intrinsically large. The idea to expand the impedance bandwidth of this antenna is to add a fork-like tuning stub [4]. This antenna has been analyzed and optimized with Agilent ADS/Momentum and realized (Fig. 2). The relative permittivity of the dielectric substrate is 3.38.

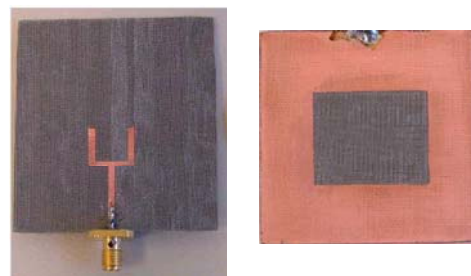


Figure 2. Wide slot antenna prototype (front & back)

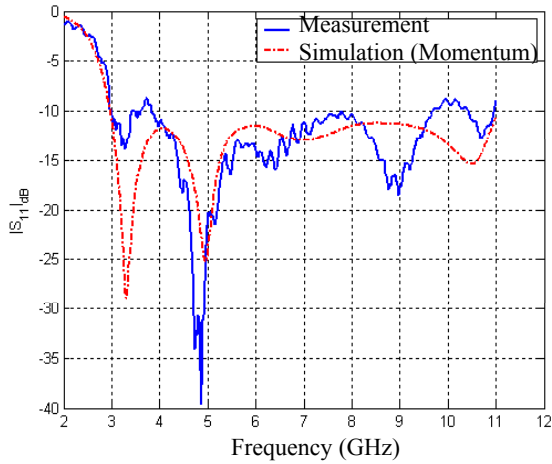


Figure 3. Measured and simulated return loss of the wide slot antenna

The simulated and measured return losses of the proposed geometry are presented on Fig. 3. The simulated return loss of the wide slot antenna is below -10dB between 3 GHz and 11 GHz. The measured return loss of the wide slot antenna is below -9dB between 3 GHz and 10 GHz. The difference between simulation and measurement is due to the difficulty to realize a perfect alignment of the two sides (slot and line feed) printed on the same substrate.

### 3. THE DIRECTIONAL WIDE SLOT ANTENNA

To obtain a directive antenna, we have added a limited ground plane to this antenna. The size of the ground plane is 60 mm by 57 mm. The influence of the distance between this limited ground plane and the radiating part has been studied and the optimized distance between the limited ground plane and the radiating part has been chosen equal to 24.2 mm. In fact, if the ground plane is closed to the radiating part, the bandwidth of the antenna is limited to less than one octave by images principle. We chose a distance closed to a quarter wavelength at the lowest frequency, to use the images principles, and for the highest frequency the antenna is “far” from the ground plane, so its effect is limited on the impedance matching. The prototype is presented on the Fig.4. Simulations have been realized with CST Microwave Studio. The simulated and measured return losses of the directional wide slot antenna are presented on Fig. 5. The simulated return loss of the directional wide slot antenna is below -8dB between 3.1 GHz and 11.5 GHz. The measured return loss of the directional wide slot antenna is below -8dB between 3 GHz and 10 GHz. The difference between simulation and measurement is due to the difficulty to realize a perfect alignment of the two sides (slot and line feed) printed on the same substrate.

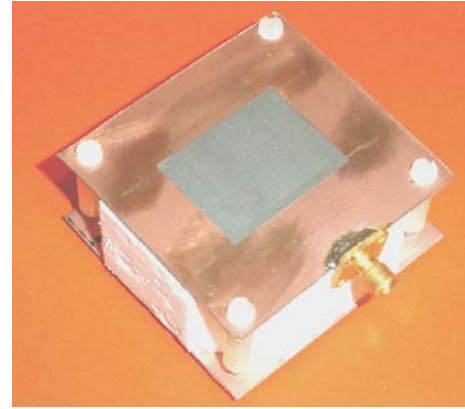


Figure 4. Directional wide slot antenna prototype

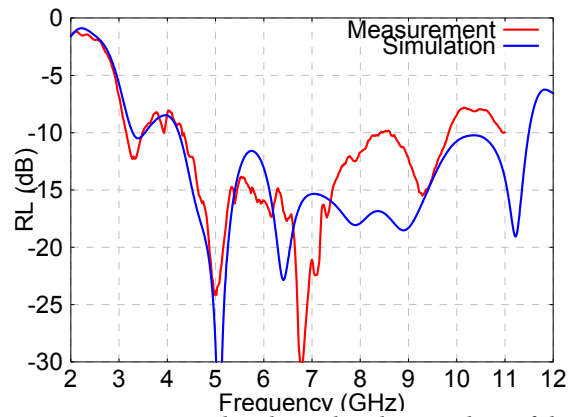


Figure 5. Measured and simulated return loss of the directional wide slot antenna

To verify if the directive behavior of the antenna is achieved, the directivity radiation patterns are presented in the Fig.6. at different frequencies.

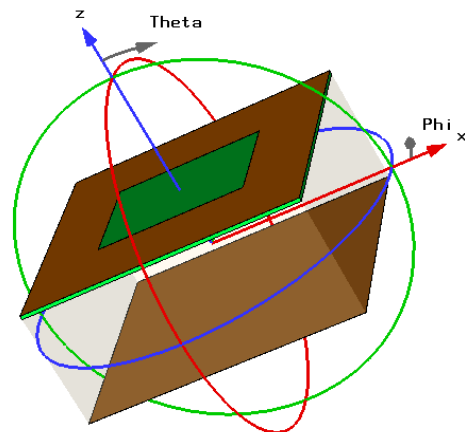


Figure 6a. Definition of E-Plane ( $\Phi=90^\circ$ ) and H-Plane ( $\Phi=0^\circ$ )

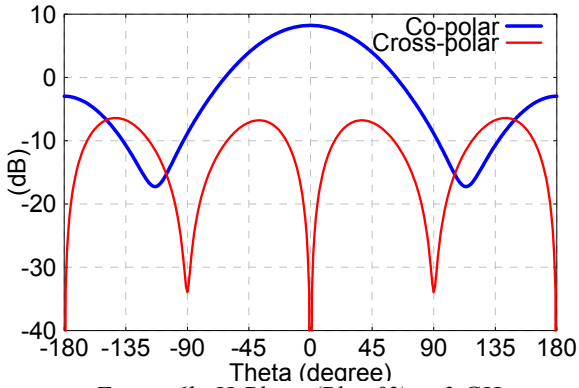


Figure 6b. H-Plane ( $\Phi=0^\circ$ ) at 3 GHz

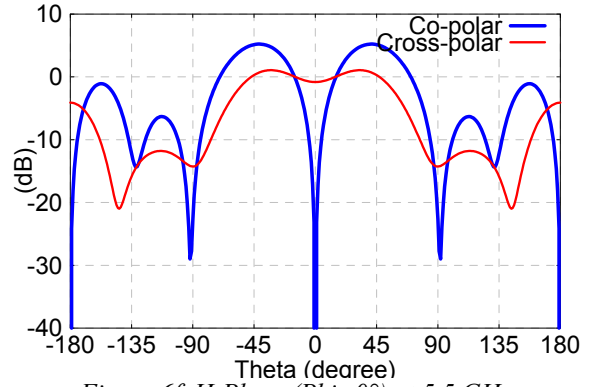


Figure 6f. H-Plane ( $\Phi=0^\circ$ ) at 5.5 GHz

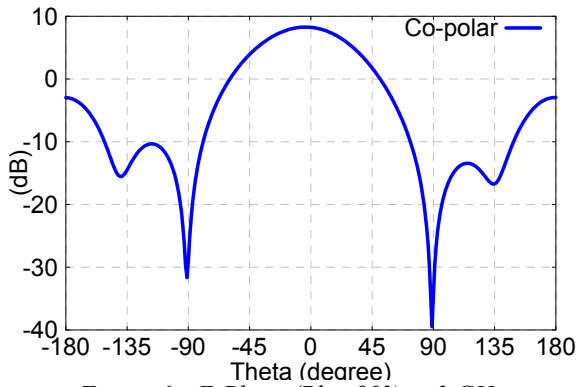


Figure 6c. E-Plane ( $\Phi=90^\circ$ ) at 3 GHz

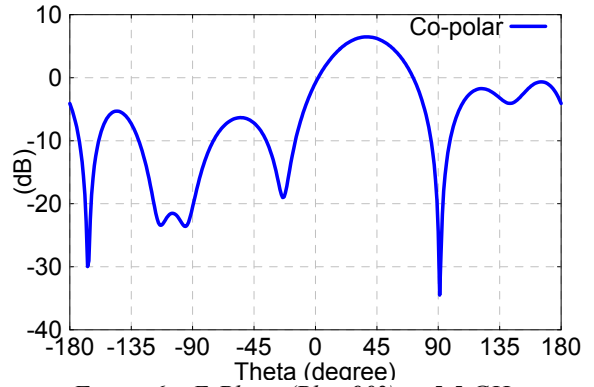


Figure 6g. E-Plane ( $\Phi=90^\circ$ ) at 5.5 GHz

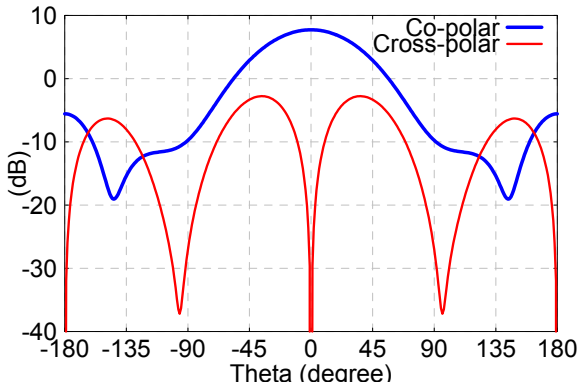


Figure 6d. H-Plane ( $\Phi=0^\circ$ ) at 4 GHz

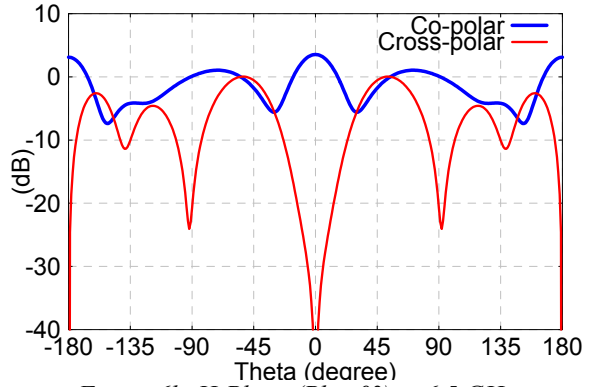


Figure 6h. H-Plane ( $\Phi=0^\circ$ ) at 6.5 GHz

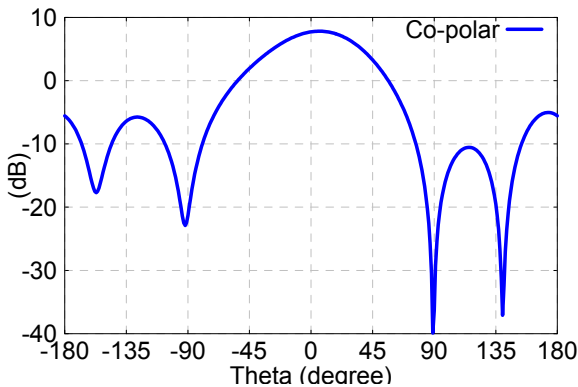


Figure 6e. E-Plane ( $\Phi=90^\circ$ ) at 4 GHz

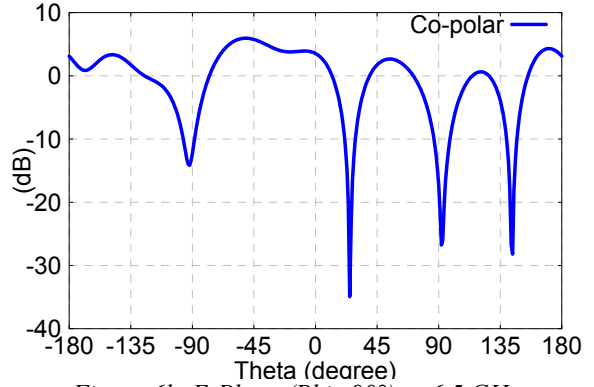


Figure 6b. E-Plane ( $\Phi=90^\circ$ ) at 6.5 GHz

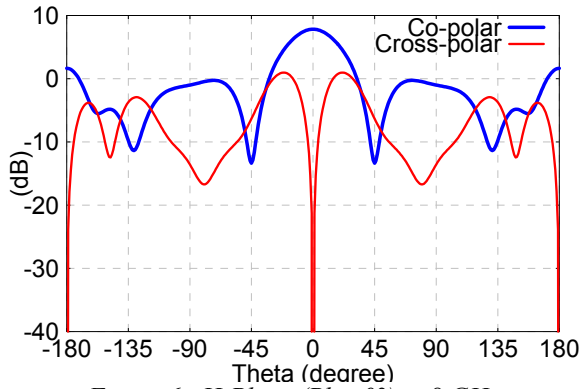


Figure 6i. H-Plane ( $\Phi=0^\circ$ ) at 8 GHz

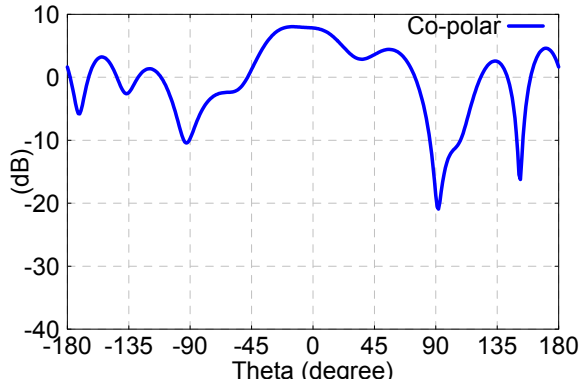


Figure 6j. E-Plane ( $\Phi=90^\circ$ ) at 8 GHz

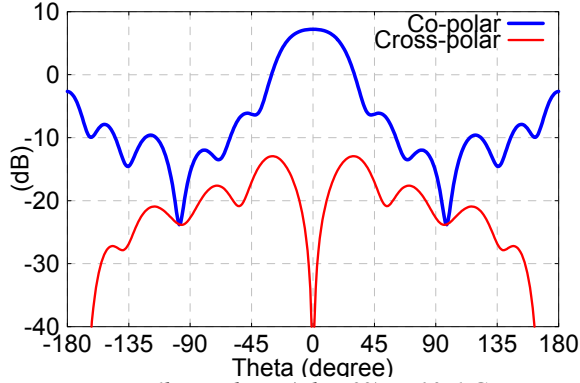


Figure 6k. H-Plane ( $\Phi=0^\circ$ ) at 10.6 GHz

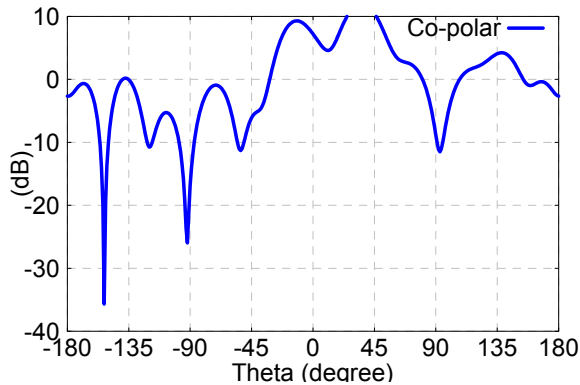


Figure 6l. E-Plane ( $\Phi=90^\circ$ ) at 10.6 GHz

The observation of the radiation patterns shows that the wide slot antenna with a limited ground plane has two different behaviors. Between 3.1 and 5.5 GHz and

between 6.5 GHz and 10.6 GHz, the antenna is directive. Whereas between 5.5 GHz and 6.5 GHz the radiation pattern changes, to be quasi omnidirectional in the H-Plane. To validate this observation, we have measured the gain of the directional wide slot antenna (Fig. 7).

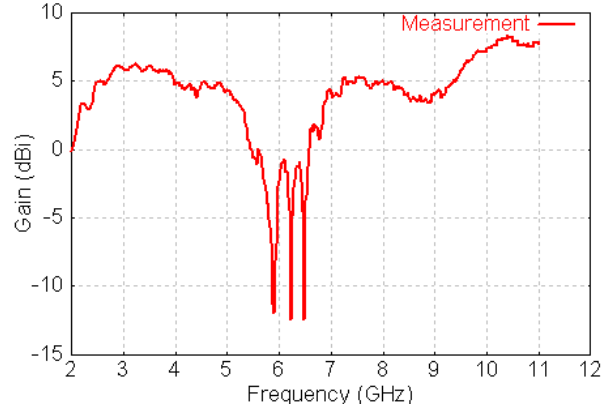


Figure 7. Measured gain of the directional wide slot antenna

This measurement confirms that this antenna, has a bandwidth where the gain is low. For most of antennas, this could be a problem. But if we are looking for a solution to reject a little bandwidth on an ultra wideband antenna, it could be a part of the solution. But what does it mean exactly? In fact the distance between the radiating part and the limited ground plane is a quarter wavelength at the lowest frequency to benefit of the images principle. Around 6.5 GHz, the distance between the limited ground plane is a half wavelength, this leads to destructive interferences. It's interesting to note that this phenomenon doesn't disturb the impedance matching at these frequencies.

#### 4. BAND-REJECTION WITH FEED LINE MODIFICATIONS

In the following part, a non-exhaustive list of solutions to realize one or more bandwidth rejections is presented. Others solutions exist like the use of a fractal tuning stub to obtain frequency notched band [4], but in this paper we focus our attention on simple solutions.

To illustrate the band rejection capabilities of these solutions we have chosen to avoid interfering with 5.2/5.8 GHz wireless local area network (WLAN) systems. So our objective is to reject the 5GHz to 6 GHz bandwidth.

Two types of solutions have been studied. The first one is to modify the input of the antenna by adding some stubs [5, 6] or inserting some spurlines [7, 8]. The second one is to modify the radiating part with stripes around the wide slot on the patch and also to insert some spurlines at the right place. Details of these last solutions will be presented in the part 5. One advantage of the wide slot antenna is that it's easy to modify the feeding part or the radiating part and as we have already

seen in the previous part, the limited ground plane can help to cut the undesired frequency bandwidth. Different classical solutions exist to modify the input impedance of a circuit by using an open-stub. For our configuration, they can be summarized on the Figure 8.

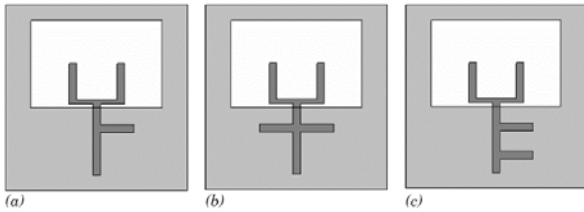


Figure 8. Classical open-stubs at the input of a wide slot antenna

All this solution can achieve a band rejection, but the bandwidth remains too large for this application. The results obtain with two quarter-wavelength stubs separate by a quarter wavelength at the central frequency (5.5 GHz) are given in the Fig. 9.

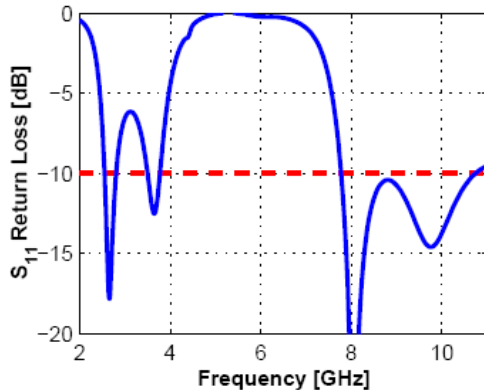


Figure 9. Simulated return loss of the directional wide slot antenna with two open- stubs.

These solutions couldn't achieve a satisfying rejection. Another recent solution is to use a spurline filter. The spurline filter is consisted of a quarter wavelength L-shape thin slot embedded in microstrip line [8].

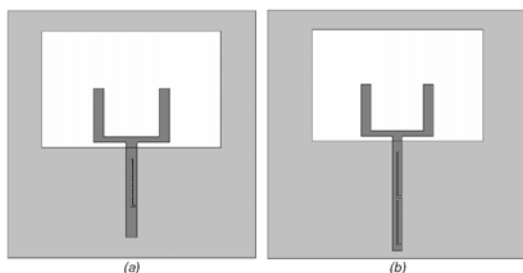


Figure 10. Directional wide slot antenna with one (a) and two spurlines (b)

We have inserted one and two spurlines filters in the feeding line of the antenna to reject the 5 to 6 GHz bandwidth (Fig.10). The results obtained with two spurlines are given in the figure 11. The width of the

slot is equal to 0.26 mm. It's possible to obtain a better rejection, but realization of the slot could be very difficult. This result is better than with open stubs, but not yet satisfying. A solution that combine two open stubs and a spurline have also been studied [7], but this solution increase the length of the feed line, and the global size of the directional wide slot antenna. Finally, these results are not interesting for our application. However, they could be used to obtain a larger bandwidth rejection than our objective.

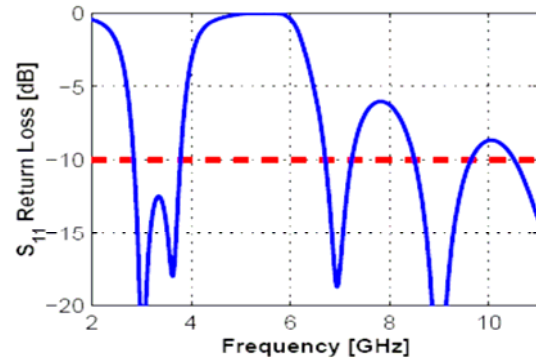


Figure 11. Simulated return loss of the directional wide slot antenna with two spurlines.

To be attractive, some optimizations have to be done to have a better return loss around 3 GHz (Fig.9) and around 8 GHz (Fig11).

## 5. BAND-REJECTION WITH RADIATING PART MODIFICATIONS

Some good results reported in the literature conclude that the rejection bandwidth is achieved with open stub [6] or notch/slot [9], when they are localizing far from the input of the antenna. In this last part we have studied two solutions: the first consist to insert the spurline on the fork-shaped tuning stub (Fig. 12).

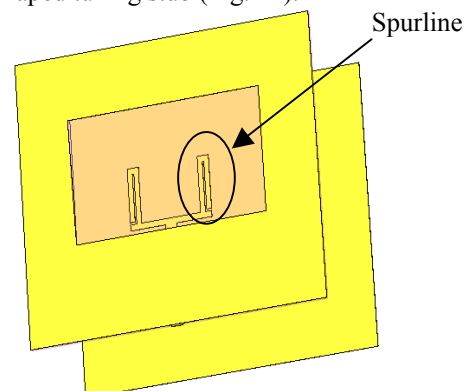


Figure 12. Directional wide slot antenna geometry with spurline in fork-shaped tuning stub.

The principle is the same than in the previous part: a quarter wavelength L-shape thin slot is embedded in the fork-shaped tuning stub. The second solution consists to



place a C-resonant strip on the radiating slot, in front of the fork-shaped tuning stub (Fig. 13). The length of C-strip is a half wavelength at center frequency of the desired rejected bandwidth. The width of the strip controls the bandwidth.

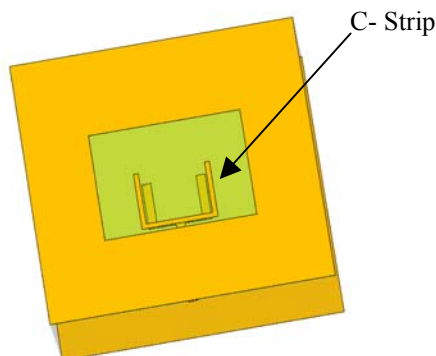


Figure 13. Directional wide slot antenna geometry with C-strip in front of the fork-shaped tuning stub.

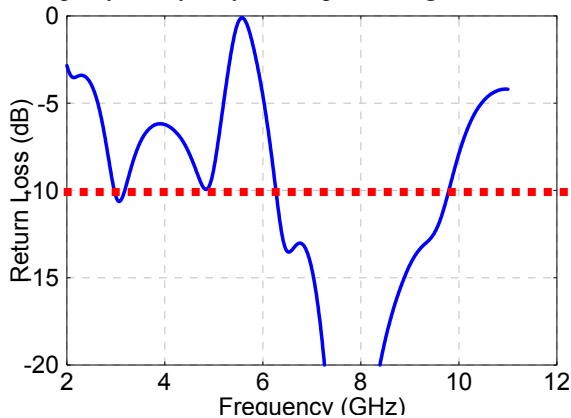


Figure 14. Simulated return loss of directional wide slot antenna geometry with spurline in fork-shaped tuning stub.

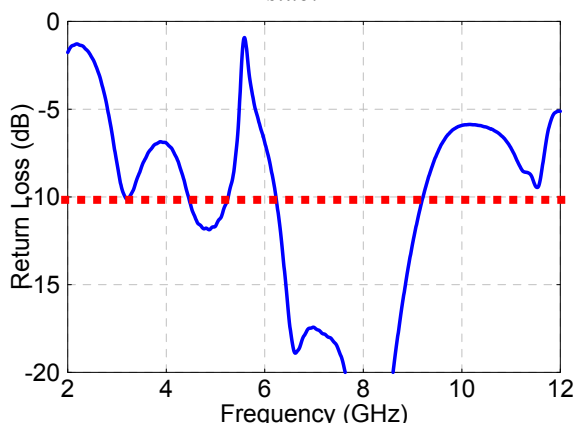


Figure 15. Simulated return loss of directional wide slot antenna geometry with C-strip in front of the fork-shaped tuning stub.

These two last solutions shows that the objective to reject the 5 to 6 GHz bandwidth can be achieved (Fig. 14 & 15). A last step before to use this antenna would to compensate the presence of the spurline and the C-strip by adjusting the fork-shape tuning stub and the size of

the wide slot to obtain an UWB antenna with rejection bandwidth desired.

## 6. CONCLUSION

In this paper a directional wide slot antenna with fork-shaped microstrip line fed structure has been optimized for UWB applications (3.1-10.6GHz). The use of the ground plane, the insertion of an open-stub or a spurline in the feeding line and C-strip in the wide slot or a spurline on the fork-shaped tuning stub have demonstrated that it's possible to obtain more or less rejected bandwidths.

Acknowledgments: The author would like to thank P. E. Lys, A. Pitilakis, D. Orifianna and B. Bouraoui for their contributions to this work.

## 7. REFERENCES

1. X. Qing, M.Y. W. Chia, X. Wu "Wide-slot Antenna for UWB Applications", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003. IEEE, Volume 1, 22-27 June 2003 Page(s):834 - 837.
2. M. Klemm, I.Z. Kovcs, G.F. Pedersen, G. Troster 'Novel small-size directional antenna for UWB WBAN/WPAN applications' *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on Volume 53*, Issue 12, Dec. 2005 pp. 3884 – 3896.
3. Marchais C. ; Le Ray G. ; Sharaiha A. ; Stripline Slot Antenna for UWB Communications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* : Accepted for future publication, 2006.
4. Lui, W.J.; Cheng, C.H.; Cheng, Y.; Zhu, H.; Frequency notched ultra-wideband microstrip slot antenna with fractal tuning stub, *Electronics Letters*, Volume 41, Issue 6, 17 March 2005 Page(s):294 - 296
5. Jia-Yi Sze; Kin-Lu Wong; Bandwidth enhancement of a microstrip-line-fed printed wide-slot antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 49, Issue 7, July 2001 Page(s):1020 – 1024.
6. Pele, I.; Chousseaud, A.; Toutain, S.; Multi-Band Ultra Wide Band Antennas, *2005 European Microwave Conference*, Volume 3, 4-6 Oct. 2005 Page(s):1739 - 1742.
7. W.H. Tu; K. Chang; Compact microstrip bandstop filter using open stub and spurline, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Volume 15, Issue 4, April 2005 pp. 268 – 270.
8. Nguyen C. and Chang K., "On the analysis and design of spurline bandstop filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, no. 12, pp. 1416–1421, Dec. 1985.
9. Choi, W.; Chung, K.; Jung, J.; Choi, J.; Compact ultra-wideband printed antenna with band-rejection characteristic, *Electronics Letters*, Volume 41, Issue 18, 1 Sept. 2005 Page(s):990 – 991.