HAL
open science

Les techniques de combinaison de puissance 3D pour la génération de signaux en ondes millimétriques

Alain Peden

To cite this version:

Alain Peden. Les techniques de combinaison de puissance 3D pour la génération de signaux en ondes millimétriques. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. IMT Atlantique, 2009. tel-02478709

HAL Id: tel-02478709

https://hal.science/tel-02478709v1

Submitted on 14 Feb 2020

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

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

Mémoire

présenté à

l'Université de Bretagne occidentale

par

Alain Péden

pour l'obtention de

l'Habilitation à Diriger des Recherches

Les techniques de combinaison de puissance 3D pour la génération de signaux en ondes millimétriques

soutenue le 25 novembre 2009

Jury

Mme Marion Berbineau, Directrice de recherche, INRETS/LEOST, Villeneuve d'Ascq, *Rapporteur*

Mr Raymond Quéré, Professeur, XLIM, Université de Limoges, *Rapporteur*

Mr Didier Lippens, Professeur, IEMN, Université de Lille 1, *Rapporteur*

Mr André Pérennec, Maître de Conférence, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest

Mr Patrick Queffelec, Professeur, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest

Mr Michel Ney, Professeur, Lab-STICC, Telecom Bretagne, Brest

Table des matières

Préambule

Chapitre 1 - Synthèse et bilan des activités de recherche.....9

I. Introduction 9

II. Caractérisation fort-signal en bande Ka 12

II.1. Contexte et objectifs 12

II.2. Etat de l'art succinct des techniques de caractérisation load-pull..... 12

II.2.1. Technique de la charge passive ou Load-Pull passif..... 12

II.2.2. Technique de la charge active ou Load-Pull actif 13

II.2.3. Load-pull pulsé..... 13

II.2.4. Caractérisation multi-harmonique en fort signal..... 14

II.2.5. Conclusion..... 17

II.3. Mise en oeuvre d'un banc de caractérisation fort signal en bande Ka – Résultats 18

II.3.1. Etude théorique 18

II.3.2. Validation par la simulation (ADS) et expérimentale 20

II.3.3. Exemple de résultats de caractérisation : transistor en puce 25

II.4. Conclusion et perspectives..... 26

II.5. Liste des publications, des thèses et stages encadrés 29

II.5.1. Publications (articles de revues et communications) 29

II.5.2. Encadrements de thèse 30

II.5.3. Encadrements de stage DEA/Master 2 Recherche 30

II.5.4. Encadrements de stage 'longue durée' 30

II.6. Références associées à l'état de l'art..... 32

III. Combinaison de puissance 3D 35

III.1. Contexte et objectifs 35

III.2. Les Technologies 3D étudiées 37

III.2.1. Topologie *Tile* ou quasi-optique 37

III.2.2. Topologie *Tray*..... 44

III.3. Conclusion et perspectives..... 50

III.4. Liste des publications, des thèses et stages encadrés 51

III.4.1. Publications (articles de revues et communications) 51

III.4.2. Encadrements de thèse 53
III.4.3. Encadrements de stage DEA/Master 2 Recherche 53
III.5. Références associées à l'état de l'art 54

IV. Simulation système et ITS 57
IV.1. Contexte et objectifs 57
IV.2. Principes généraux des radars 58
IV.3. Mise en œuvre d'une plate-forme de simulation - Résultats des travaux 60
IV.3.1. Exemples d'architectures radar simulées 61
IV.3.2. Fonctions radar et communications (V2I ou V2V) 63
IV.4. Conclusion et perspectives 64
IV.5. Liste des publications, des thèses et stages encadrés 65
IV.5.1. Publications (articles de revues et communications) 65
IV.5.2. Encadrement de thèse 65
IV.5.3. Encadrements de stage DEA/Master 2 Recherche 65
IV.6. Références (contexte et principes généraux des radars) 66

V. Projet RNRT Antipode (2001-2003) 67
V.1. Front-ends à 5.2 GHz 67
V.2. Intégration du Front-end 69
V.3. Conclusion et perspectives 71
V.4. Liste des publications, des thèses et stages encadrés 71
V.4.1. Publications (articles de revues et communications) 71
V.4.2. Encadrement stagiaires et CDD 71
V.5. Références 72

VI. Autres activités annexes ou liées à la recherche 73
VI.1. Publications 73
VI.2. Reviewing de papiers soumis à publications dans des revues ou conférences : 74
VI.3. Evaluation de dossiers de demandes de financement 74
VI.4. Participation (examinateur) à des jurys de thèse (hors encadrées) 74
VI.5. Liste des contrats d'étude, contrats et collaborations industriels 75

VII. Conclusion générale 75

Chapitre 2 - Synthèse des activités d'enseignement.....77
I. Introduction 77
II. Enseignement 77
III. Responsabilités en enseignement.....78
IV. Encadrements de projets 'élèves' 78
V. Autres encadrements.....79
VI. Multimédia : création de supports pour l'enseignement 79
VII. Publications et stages encadrés.....80

Annexe A : Curriculum Vitae 83
Annexe B : Activités d'enseignement 87
Annexe C : Projets élèves encadrés.....91
Annexe D : Recueil de publications.....95

Préambule

Ce mémoire présente une synthèse de mes activités de recherche et d'enseignement menées à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENST Bretagne, devenue Telecom Bretagne en 2008) au sein du département Microondes ainsi qu'au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST), laboratoire commun avec l'Université de Bretagne Occidentale. Le thème principal de mes activités de recherche, dans le contexte de la génération et le 'traitement' des signaux en ondes millimétriques, était initialement centré sur la caractérisation de dispositifs actifs et composants à semi-conducteurs en vue d'applications en technologie quasi-optique. Ce thème a évolué au cours des années avec de nouveaux centres d'intérêt ou de nouvelles opportunités venus enrichir ce fil conducteur initial comme par exemple la combinaison de puissance utilisant des techniques '3D' ou plus récemment le monde des transports intelligents.

Le premier chapitre décrit les travaux menés dans les différents thèmes de recherche. Chaque thème présente un état de l'art succinct, la problématique soulevée et la démarche utilisée et est illustré par les résultats obtenus. Des perspectives sont également proposées en conclusion de chaque thématique. Les thèses et stages encadrés ainsi que les publications et communications associées sont listés thème par thème. Un ensemble de publications et communications représentatives est donné à la fin du document en annexe D. Ce premier chapitre se termine par les activités annexes à la recherche.

Le second chapitre présente mes activités liées à l'enseignement (face à face avec les élèves, encadrements de projets et responsabilités) dans les différentes formations proposées à Telecom Bretagne (formation d'ingénieur généraliste, d'ingénieur en partenariat, formation continue) et à l'Université de Bretagne Occidentale (DEA/Master 2). Dans cette partie, je présente également ma contribution à la création d'un CD-ROM pédagogique « la téléphonie mobile en questions » utilisé dans la formation des élèves. L'annexe B donne la liste détaillée des enseignements dont j'ai la charge ou auxquels je participe et l'annexe C, la liste des projets d'élèves encadrés.

Un CV est également joint en annexe A.

***

Chapitre 1 - Synthèse et bilan des activités de recherche

I. Introduction

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été menés au sein du LEST (Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications, UMR CNRS 6165, laboratoire commun à TELECOM Bretagne et à l'Université de Bretagne Occidentale) dans le thème MDS (Modélisation Electromagnétique des Dispositifs et Propagation) et plus précisément, depuis 2004, dans l'équipe Modélisation Electromagnétique, Simulation et Propagation (MESP).

En janvier 2008, le LEST est rattaché au Lab-STICC (Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance, UMR CNRS 3192) où la recherche est organisée autour de trois pôles : MOM (Micro-Ondes et Matériaux), CACS (Communications, Architectures, Circuits et Systèmes) et CID (Connaissance, Information, Décision), interagissant autour du thème principal « des capteurs à la connaissance - communiquer et décider ». C'est au sein du pôle MOM que se déroulent aujourd'hui mes activités de recherche.

Le contexte général de mes activités est celui de la génération et le traitement (au sens analogique) de signaux en ondes millimétriques (30 à 300 GHz), voire submillimétriques. L'usage des ondes millimétriques est très diversifié et couvre des applications de communications terrestres point à point (faisceaux hertziens, relais des stations de base de la radio mobile, communications militaires), de réseaux d'accès point à multipoint grand public pour l'Internet haut débit, la vidéo à la demande, la télévision haute définition (LMDS, MVDS) ou encore de réseaux locaux courtes portées (WLAN). Les fréquences allouées se situent dans les bandes des 28 GHz, 38 GHz, 40/43 GHz ou 60 GHz. Par ailleurs, les transmissions par satellites utilisent également des fréquences en bande Ka pour les applications multimedia (lien montant à 30 GHz, lien descendant à 20 GHz), l'observation de la terre via satellite à 36 GHz (altimétrie) et la radio-astronomie ou l'imagerie radar (télédétection) au delà de 100 GHz. Enfin, l'industrie automobile via les ITS (Intelligent Transport System) se lance également dans l'utilisation massive de systèmes radiofréquences, en particulier en ondes millimétriques, pour la sécurité routière via le radar automobile (radar d'aide à la conduite ACC *Adaptive Cruise Control* à 77 GHz en longue portée et 78-81 GHz en courte portée pour les systèmes CAS *Collision Avoidance Systems*) ou pour la communication entre véhicules (63-64 GHz) ou entre véhicule et infrastructure (64-66 GHz).

L'utilisation de ces fréquences très élevées est justifiée par la saturation des bandes en ondes centimétriques, les besoins croissants en bande passante pour les systèmes sans fils à très haut débit (vidéo, TVHD,…), par les possibilités d'intégration et de miniaturisation faible coût qu'offrent les technologies MMIC sur GaAs et de plus en plus sur Si (circuits front-end RF mais également antennes). De plus, la forte atténuation des ondes autour de 60 GHz, moindre autour de 76 GHz, permet la réutilisation de fréquence pour des systèmes locaux à courte portée (voir Fig. I.1). L'atténuation par la pluie, la brume et la neige est également beaucoup plus faible que pour la lumière d'où de meilleures performances pour les applications Radar ACC par exemple. La diffraction étant cependant moindre qu'aux micro-ondes, il en résulte un effet d'ombre important ainsi que de masquage.

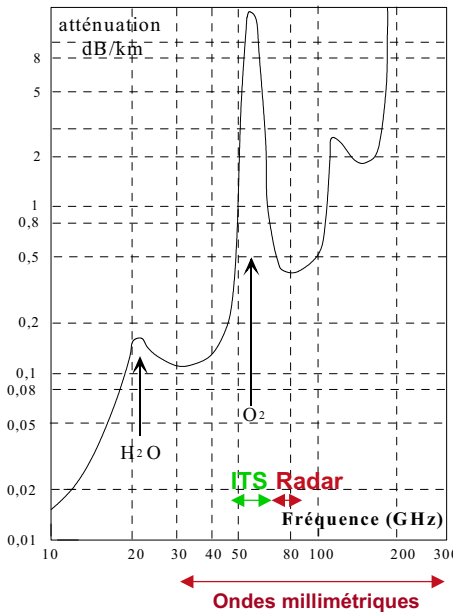


Fig. I.1 : atténuation dans l'atmosphère en fonction de la fréquence

Dans ce contexte, l'objectif principal de mes travaux de recherche est de générer des signaux à des fréquences très élevées avec des niveaux de puissance suffisants (de 10 mW environ à quelques dizaines de Watts selon l'application visée) à partir de composants à l'état solide (transistors pour les amplificateurs, diodes GUNN pour les oscillateurs) et en utilisant des techniques d'addition (ou de combinaison) de puissance. La difficulté première en ondes millimétriques est de concevoir des structures de combinaison à très faibles pertes, c'est-à-dire offrant un rendement de combinaison élevé. Les structures non planaires sont en général préférées car elles permettent de combiner un nombre très important de composants ou d'amplificateurs individuels. Ce sont par exemple les structures, dites « 3D », spatiales ou *quasi-optiques* ou encore radiales en guide ou en cavité,… La conception et l'optimisation de ces dispositifs nécessitent des outils de simulation électromagnétique pour l'étude de la partie passive ainsi que de simulation orientée 'circuits' pour l'étude de la structure complète (parties active et passive).

Les actions développées ont permis de mettre en œuvre des moyens de caractérisation de composants semi-conducteurs ou d'amplificateurs de puissance à l'état solide ainsi que deux bancs pour la caractérisation de dispositifs en technologie *quasi-optique*. Il s'agit de :

- en bande Ka (26.5-40 GHz) : un banc de caractérisation fort-signal de type charge active selon les techniques des 2 générateurs synchrones et de la boucle active avec ou sans préadaptation
- en bande Ka et en bande W (75-110 GHz) : un banc de caractérisation (paramètres S) en espace libre à partir de cornets à faisceaux gaussiens

Parallèlement à ces activités de recherche sur la génération de puissance en ondes millimétriques et la caractérisation en puissance des dispositifs, je me suis également intéressé à partir de 2004 aux transports intelligents (ITS) et en particulier aux systèmes de sécurité routière tels que les radars d'aide à la conduite fonctionnant à 77 GHz. Les premiers travaux menés concernent essentiellement la mise en œuvre d'une plate-forme de simulation de systèmes radar automobile ACC à partir d'outils de simulation commerciaux. L'objectif est de développer une plate-forme qui représente le plus fidèlement possible le système réel global (le module radar, le canal de propagation, la cible) afin d'étudier et de valider les sous-ensembles du radar en fonction des performances de détection attendues : l'antenne, les fonctions hyperfréquences, le traitement du signal, le choix de la forme d'onde...

Les parties qui suivent présentent plus en détail ces thématiques et les principaux résultats obtenus pour :

- La caractérisation de dispositifs actifs en bande Ka,
- La combinaison de puissance 3D
- La plate-forme de simulation de systèmes radar automobiles

Comme il a été précisé en préambule, chaque partie est constituée d'un état de l'art succinct et de la bibliographie associée, de la présentation des travaux menés et une synthèse des résultats obtenus. La liste des publications correspondantes (articles de revue, communications, workshops,...), des thèses et des stages encadrés est également donnée à la fin de chaque partie. Les publications les plus significatives associées aux travaux présentés sont indiquées en gras dans le texte, en référence à cette liste. L'indexation des références est la suivante :

- *'**R**' pour un article de revue avec comité de lecture*
- *'**CI**' pour un article de conférence internationale avec comité de lecture*
- *'**CN**' pour un article de conférence nationale avec comité de lecture*
- *'**Th**' pour une thèse*
- *'**B**' pour un brevet*

***

II. Caractérisation fort-signal en bande Ka

II.1. Contexte et objectifs

Les performances en puissance et en gain des dispositifs à l'état solide permettent de les utiliser aujourd'hui en ondes millimétriques, dans les applications de moyennes puissances aussi bien dans le domaine civil que militaire. Des amplificateurs à transistors de faible puissance ou faible bruit sont opérationnels en millimétrique (100 GHz voire au delà) et les développements les plus récents basés sur les technologies dites *Wide Band Gap*, telles que SiC (Carbure de Silicium) et GaN (Nitrure de Gallium), sont très prometteurs pour les applications nécessitant de fortes puissances, et plus particulièrement le GaN pour les systèmes en ondes millimétriques. Des puissances de plus de 10 W sont obtenues à partir de composants HEMT GaN commerciaux jusqu'en bande Ku, soit 18 GHz [1].

La conception maîtrisée d'amplificateurs de puissance à transistors en ondes millimétriques nécessite en premier lieu de connaître précisément le fonctionnement et le comportement des composants actifs. L'élaboration de modèles non-linéaires robustes et fiables est une tâche complexe qui nécessite in fine la validation par des mesures expérimentales **[R1]**.

Il s'avère donc indispensable de disposer de moyens de caractérisation performants permettant, d'une part, d'obtenir par l'expérimentation les conditions optimales de fonctionnement en puissance ou fort signal (et rendement) des composants ou de mesurer les performances en puissance de dispositifs adaptés (amplificateurs) et, d'autre part, de valider les modèles non-linéaires des composants. C'est dans ce cadre que se sont inscrits les travaux développés : disposer d'un outil de caractérisation automatisé et fiable et concevoir des amplificateurs de puissance destinés aux systèmes de télécommunication dans la bande Ka, en particulier aux fréquences 28/30 ou 41 GHz. Cet outil de caractérisation permet la mesure de la puissance de sortie du composant en fonction de la puissance d'entrée pour différentes charges présentées au composant sous test. De nombreux travaux ont été publiés sur ce type de systèmes de caractérisation (dénommés bancs *load-pull*) essentiellement dans les bandes centimétriques (L à K) et il apparaît deux grandes catégories : les systèmes passifs utilisant des tuners et les systèmes actifs avec une synthèse électronique de la charge. Dans les bandes centimétriques basses (de 1 à 6 GHz), on trouve également des systèmes de caractérisation mutli-harmonique fréquentiels et temporels. En millimétriques, il est très difficile d'envisager une caractérisation multi-harmonique. Notre banc est basé sur la technique dite de la « charge active » à la fréquence fondamentale. L'état de l'art ci-après présente brièvement les techniques les plus avancées en matière de caractérisation fort-signal.

II.2. Etat de l'art succinct des techniques de caractérisation load-pull

II.2.1. Technique de la charge passive ou Load-Pull passif

La variation de charge passive a été la première méthode mise en œuvre pour la caractérisation de quadripôles non-linéaires. De nombreux travaux ont été publiés sur cette technique et ont démontré la simplicité des systèmes de caractérisation basés sur cette approche [2].

Le principe général de la méthode consiste à faire varier les conditions de charge du dispositif sous test (DST) au moyen de tuners pour plusieurs niveaux de puissance, dans le but d'optimiser une ou plusieurs performances du composant (puissance à 1 dB de compression maximum, rendement maximum,…). Parmi les principaux avantages de ce type de caractérisation, on peut citer la relative facilité de mise en œuvre (existe en version commercialisée munie de logiciel de contrôle et de traitements de données), la possibilité de mesurer la caractéristique de puissance entrée-sortie à charge constante et à la fréquence de travail (impédance de charge indépendante du niveau d'entrée), la possibilité de réaliser des mesures d'intermodulation ainsi que de s'adapter à une caractérisation en facteur de bruit.

Les inconvénients principaux sont liés à la difficulté de synthétiser des impédances de charge à fort coefficient de réflexion en raison des pertes intrinsèques des adaptateurs mécaniques (tuners en guide d'onde ou en coaxiale) en particulier aux fréquences millimétriques et plus spécifiquement lors de la caractérisation sous-pointes où, en plus des pertes propres des tuners, s'ajoutent les pertes des connecteurs reliant le tuner au circuit planaire. Cependant, l'apparition de nouveaux tuners réalisés en technologie intégrée permet aujourd'hui de résoudre ce problème. Enfin, l'utilisation d'un tuner peut entraîner des oscillations du composant actif à des fréquences autres que la fréquence de travail.

II.2.2. Technique de la charge active ou Load-Pull actif

Cette technique de caractérisation en fort signal a été initialement proposée par Takayama [3]. Le principe consiste à exciter simultanément chaque accès du DST à l'aide de deux ondes de puissance a_1 et a_2 cohérentes issues de la même source et à mesurer les réponses b_1 et b_2 à ces excitations. En modifiant l'amplitude et la phase de l'onde a_2 (au moyen d'un atténuateur et d'un déphaseur), on fait varier le rapport complexe a_2/b_2 qui est en fait le coefficient de réflexion de l'impédance fictive de charge vue par le DST, d'où le nom de cette technique dite « charge active ».

Deux variantes de cette technique ont été développées : la technique des deux générateurs indépendants cohérents [4], [5], [6], [7] et la technique de la boucle active. La mesure des ondes de puissances aux accès du composant est réalisée via un analyseur de réseau de type hétérodyne (analyseur de réseau vectoriel) ou de type homodyne (à base de réflectomètres six-portes).

La technique des deux générateurs synchrones est particulièrement intéressante car elle permet de synthétiser des impédances dans tout l'abaque de Smith sans limitation due à la fréquence (à condition de disposer de source de puissance suffisante selon le DST à caractériser). Elle est donc intéressante dans le cas d'une caractérisation en ondes millimétriques. En revanche, elle rend très difficile l'extraction de la caractéristique de puissance de sortie, ou du rendement en fonction de la puissance d'entrée à charge constante puisqu'une variation en amplitude et/ou en phase des ondes incidentes entraînera une variation de la charge. La technique de la boucle active a été proposée pour pallier cet inconvénient.

La technique de la boucle active a été proposée par l'institut de recherche de Turin [8]. Le composant actif excité en entrée par une onde a_1 génère en sortie, à la fréquence fondamentale, une onde de puissance b_2. Une fraction de cette onde est prélevée au moyen d'un coupleur unidirectionnel puis déphasée, amplifiée/atténuée et réinjectée en sortie du composant. Le DST 'voit' donc une charge dont le coefficient de réflexion est donné par le rapport a_2/b_2, indépendant de la puissance en entrée du composant.

En résumé, cette méthode offre les avantages des méthodes passive et active. De plus, elle résout le problème de la synthèse d'une charge indépendante du DST et de ses conditions d'excitation. La recherche de la zone de fonctionnement optimal du composant peut être automatisée afin d'extraire, à la fréquence de travail, les caractéristiques de puissance ou de rendement en fonction de la puissance d'entrée à charge constante. C'est pourquoi cette solution est généralement retenue pour la mise en œuvre d'un banc de caractérisation fonctionnelle. Par ailleurs, elle se prête bien à une caractérisation de type multi-harmonique (voir paragraphe II.2.4).

Néanmoins, cette technique possède quelques inconvénients tels que les risques d'instabilité de la boucle lors de la synthèse d'impédances à très fort coefficient de réflexion. De plus, la caractérisation de composants actifs fortement désadaptés et de forte puissance nécessite un amplificateur de boucle ayant un fort gain et présentant une dynamique linéaire très élevée.

II.2.3. Load-pull pulsé

Dans son principe, cette technique est basée sur l'utilisation des méthodes décrites précédemment mais le DST est caractérisé grâce à des générateurs d'impulsions. Il s'agit d'appliquer au transistor des signaux pulsés (polarisations DC pulsées et excitation RF en mode dit CW pulsé) afin de mettre en évidence l'influence des phénomènes thermiques dans les semi-conducteurs sur les performances RF tout en limitant les risques de dégradation ou de destruction liés à l'auto-échauffement (dans le cas

d'un HBT). Un autre point fort de cette technique est de contribuer à la validation des modèles isothermiques et électrothermiques de transistors. Naturellement, cette technique présente les inconvénients et avantages propres à la technique (méthode passive ou active de la synthèse de charge) qu'elle utilise.

Au cœur de ce système de mesure figure, d'une part, un générateur d'impulsions dont la fonction est de synchroniser les signaux de polarisation, d'excitation RF et de mesure, et d'autre part, l'analyseur de réseau vectoriel fonctionnant en mode pulsé permettant de faire l'acquisition des ondes et le traitement dans une fenêtre temporelle très étroite et dont la position peut être variable dans l'impulsion RF [9].

II.2.4. Caractérisation multi-harmonique en fort signal

Les impédances de fermeture présentées aux fréquences harmoniques ont une influence directe sur les performances en puissance et en rendement du composant sous test [10]. Les systèmes précédents permettent une caractérisation relativement simple du DST sans tenir compte des fréquences harmoniques. Dans les systèmes à charge active à la fréquence fondamentale, les harmoniques sont chargés sur des charges fixes 50 Ω via des circulateurs dans l'hypothèse où ceux-ci sont large-bande. Pour les systèmes passifs, comme nous l'avons évoqué, il est très difficile voire impossible de maîtriser les impédances présentées par le tuner aux fréquences harmoniques. Ces différentes limitations ont orienté les axes de recherche vers l'amélioration de ces systèmes en les adaptant à une caractérisation de type *multi-harmonique*. Ce paragraphe présente une synthèse de différents systèmes multi-harmoniques.

a) Systèmes multi-harmoniques basés sur la méthode de la charge passive

Ces systèmes expérimentaux permettent de mettre en évidence l'influence des harmoniques sur les performances du dispositif sous test. Cependant, les pertes intrinsèques des dispositifs d'aiguillage des signaux harmoniques (circulateur large bande, filtres, triplexeur) en plus des pertes intrinsèques des adaptateurs mécaniques limitent fortement l'efficacité de tels systèmes, en particulier aux fréquences élevées. Il est donc impossible de synthétiser des charges à fort coefficient de réflexion nécessaire à la caractérisation expérimentale des classes de fonctionnement à haut rendement pour lesquelles il est impératif de refermer les composantes harmoniques sur des charges fortement réactives. Des systèmes commerciaux multi-harmoniques passifs sont aujourd'hui disponibles [11] avec prise en compte de l'effet de l'harmonique $3f_0$.

Pour limiter les pertes, le dispositif passif (circulateur + tuners ou triplexeur + tuners) peut être remplacé par un seul tuner harmonique large bande [12]. Cependant, le problème rencontré cette fois-ci est la difficulté majeure à synthétiser simultanément et d'une manière indépendante les charges présentées à la fréquence fondamentale et aux harmoniques. La société Focus Microwaves a proposé un tuner polyvalent MPT (Multi-Purpose Tuner) utilisant trois sondes indépendantes RF et permettant de synthétiser indépendamment et simultanément une multitude d'impédances de charge à f_0 et aux fréquences harmoniques allant jusqu'à 18 GHz [13].

b) Systèmes multi-harmoniques basés sur la méthode de la charge active

Les systèmes multi-harmoniques passifs restent limités pour la caractérisation de transistors de forte puissance (fortement désadaptés) du fait des pertes intrinsèques des adaptateurs passifs qui augmentent avec la fréquence. Pour pallier ce problème, la méthode de la charge active a été utilisée pour la conception des systèmes multi-harmoniques actifs.

Système multi-harmonique actif utilisant la technique des générateurs synchrones indépendants

Il s'agit d'utiliser le même principe que celui à une seule fréquence, pour injecter à la sortie du composant sous test les signaux harmoniques. A partir d'une seule source micro-onde (f_0) et au moyen de multiplicateurs de fréquences (x2 et x3), il est possible de synthétiser des charges électroniques à chaque fréquence harmonique. En pratique, seuls les deux premiers harmoniques $2f_0$ et $3f_0$ sont utilisés.

L'acquisition des ondes mesurées se fait soit à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel en mode *récepteur* [14] indispensable à ce type de caractérisation multi-harmonique soit par des réflectomètres ″six portes″. Le mode *récepteur* de l'ARV spécifique à la caractérisation multi-harmonique permet de mesurer les rapports d'onde aux différentes fréquences à partir des coupleurs de mesure. La synchronisation entre les circuits de conversion de fréquence et la source microonde à f_0 est assurée par un signal interne de référence à 10 MHz. Ce mode permet également la mesure des niveaux de puissance incidente aux accès du DST à la fréquence fondamentale et à ses harmoniques, ce qui évite d'avoir recours à une sonde de puissance extérieure.

La technique des générateurs synchrones appliquée à la synthèse d'impédances aux fréquences harmoniques présente toutefois les inconvénients suivants :

- l'impédance de fermeture vue par le composant à une fréquence donnée varie lorsque les conditions d'excitation aux autres fréquences sont modifiées. Ceci rend très difficile la recherche automatique des conditions de fonctionnement optimales.
- pour la même raison, il est très difficile d'extraire les caractéristiques de puissance entrée-sortie à charge constante.

Système multi-harmonique actif utilisant la technique de la boucle active

Comme on l'a dit, le point fort de la boucle active réside dans la possibilité de synthétiser une charge donnée indépendamment du DST et des conditions d'excitation. Afin de modifier les conditions de charge présentées au composant sous test aux fréquences harmoniques, les deux premiers harmoniques générés par le comportement non linéaire du composant sont prélevés au moyen des coupleurs unidirectionnels, puis réinjectés à la sortie du DST chacun par l'intermédiaire d'une boucle active [15]. L'acquisition des ondes aux accès du DST se fait via un analyseur de réseaux vectoriel en mode récepteur soit par un réflectomètre six portes.

Ce système multi-harmonique permet de synthétiser des impédances de charge indépendantes des conditions d'excitation en entrée du composant, de rendre les variations des conditions de fermeture aux différentes fréquences indépendantes les unes des autres. Il est alors plus aisé d'extraire les contours de puissance, de rendement ou d'intermodulation pour une puissance d'entrée fixe.

Toutefois, l'utilisation d'un combineur de puissance, de coupleurs et de plusieurs filtres sélectifs engendre d'importantes pertes de puissance qu'il faut compenser par les amplificateurs, d'où la nécessité d'utiliser des amplificateurs à fort gain et à grande linéarité.

Une technique originale a été proposée par le laboratoire IRCOM de Limoges [16] afin de répartir les impédances à la fréquence fondamentale dans la zone active du composant. Cette technique est basée sur l'utilisation d'un générateur désadapté pour l'excitation de l'accès de sortie du composant. Elle sera présentée au paragraphe II.3.

Remarque : Il existe des systèmes de caractérisation expérimentale qui intègrent à la fois les techniques de load-pull et de source-pull actifs multi-harmoniques [17].

c) Système de caractérisation pour la mesure des formes d'ondes temporelles

La maîtrise des formes d'ondes des tensions et des courants aux bornes du composant sous test est capitale et son importance a été largement soulignée depuis le début des années 90 pour optimiser les performances en puissance ou en rendement de celui-ci.

Par ailleurs, les formes d'ondes temporelles contiennent les informations les plus riches en ce qui concerne la description d'un fonctionnement non-linéaire d'un dispositif micro-onde. Elles permettent ainsi de contribuer à la validation des modèles utilisés en C.A.O. Plusieurs systèmes de caractérisation fonctionnelle non-linéaire ont été conçus pour la mesure de la forme temporelle des signaux (courants/tensions) aux accès du composant sous test. Il est possible de les classer selon le domaine de mesure des ondes de puissances ou des tensions :

- acquisition faite dans le domaine temporel
  - les ondes de puissance sont mesurées à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage ou d'un analyseur de transition (MTA – Microwave Transition Analyser) pour la mesure des tensions aux accès et les composantes harmoniques du spectre sont obtenues par transformée de Fourier discrète.
- acquisition faite dans le domaine fréquentiel ou tempo-fréquentiel
  - les ondes de puissance sont mesurées dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel classique ou non-linéaire (NNMS – Nonlinear Network Measurement System ou encore LSNA – Large Signal Network Analyser). Chaque composante harmonique des ondes de puissance est mesurée en amplitude et phase absolues et on peut alors calculer les courants et tensions temporels aux accès du dispositif.

Les conditions de charge du composant à tester dans ces systèmes de mesure sont classiquement 50 Ω. Des systèmes très élaborés ont permis récemment d'étendre l'acquisition des formes d'onde pour des charges présentées variables et sont donc associés à un banc de type load-pull passif ou actif à la fréquence fondamentale ou multi-harmonique. Il est alors possible d'extraire avec précision les formes d'onde aux accès du dispositif en vue de son optimisation pour une application donnée (rendement, puissance,…).

Mesure dans le domaine temporel de formes d'ondes à l'aide d'un analyseur de transition micro-onde

Les premiers systèmes de caractérisation dans le domaine temporel des formes d'ondes des tensions et courants utilisaient un oscilloscope à échantillonnage. Cet appareil fut par la suite couplé à un analyseur de réseaux vectoriel donnant naissance à l'analyseur de transition micro-onde (MTA : Microwave Transition Analyser) [18] qui réunit en un appareil unique les fonctionnalités d'un ARV et celles d'un oscilloscope à échantillonnage permettant des mesures très large bande (DC-40 GHz). Le MTA se compose de canaux de mesure constitués d'un échantillonneur micro-onde attaqué par un train d'impulsions issu d'une diode SRD pour convertir le signal RF en fréquence intermédiaire FI qui est ensuite numérisée.

Les évolutions suivantes furent le LSNA [19], utilisant deux MTA synchronisés permettant la mesure simultanée aux accès du composant des quatre ondes aux différentes composantes fréquentielles, puis l'analyseur NNMS (Non Linear Measurement Setup), développé par l'IRCOM, [20] offrant quatre canaux équipés chacun d'un échantillonneur réalisant le mélange harmonique pour transposé le signal micro-onde en FI, après filtrage, dans une bande DC-4 MHz. Le signal FI résultant est alors numérisé, par échantillonnage à 10 MHz, dans le domaine temporel.

La détermination des ondes de puissances en module et phase, transposées dans le domaine basse-fréquence, nécessite un étalonnage relatif (SOLT, TRL,...) et un étalonnage absolu en deux étapes : un étalonnage en amplitude à l'aide d'un wattmètre et un étalonnage absolu en phase à l'aide d'un générateur harmonique étalon produisant un signal dont les relations de phase entre les harmoniques sont parfaitement connues. Les formes d'onde temporelles des courants et tensions aux accès sont obtenues à partir des ondes de puissances mesurées par l'analyseur selon une procédure en plusieurs étapes (transformée de Fourier directe et inverse des ondes de puissances après correction et utilisation des relations de passage des ondes $(a,b)\rightarrow(v,i)$)

Ce système peut être couplé à un banc multi-harmonique pour une caractérisation exhaustive permettant d'optimiser les conditions de charge pour un objectif donné (puissance, rendement,…). Il peut également permettre une caractérisation en bi-porteuse pour l'analyse de l'intermodulation. D'autres travaux récents ont mis l'accent sur la mesure de l'enveloppe temporelle des signaux dans le cas de la caractérisation avec des signaux modulés en bande L et S [21]. Ces techniques peuvent être appliquées à la mesure de NPR (Noise Power ratio) ou à la modélisation comportementale d'amplificateurs [22].

Mesure dans le domaine fréquentiel de formes d'ondes à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel

L'extraction de formes d'ondes temporelles tension/courant au moyen de mesures dans le domaine fréquentiel passe dans un premier temps par la détermination des ondes de puissances $a_i(t)$ et $b_i(t)$ (i=1,2) aux accès du DST, pour chaque harmonique, en module et en phase (absolue) puis par le calcul des formes d'ondes des tensions/courants ($v_i(t)/i_i(t)$).

Le principe consiste donc à mesurer à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques, les modules et phases absolues des ondes de puissance au moyen d'un analyseur de réseaux vectoriel conventionnel modifié pour la caractérisation des formes d'onde temporelles des courants et tensions aux accès du composant.

Ce système permet une mesure séquentielle en amplitude et en phase de toutes les composantes fréquentielles des ondes de puissance. L'unité d'acquisition est également utilisée en mode récepteur pour pouvoir effectuer séquentiellement les mesures à des fréquences différentes de celle du signal d'excitation. De fait, une des quatre voies de l'analyseur est connectée à un générateur multi-harmonique (diode SRD) de référence et un commutateur est rajouté pour mesurer les 4 ondes de puissance à l'aide des 3 voies restantes. Enfin, un tiroir de commutation est rajouté afin de configurer correctement le banc lors des phases d'étalonnage et de mesure.

Un étalonnage absolu en phase doit être préalablement effectué à l'aide d'un générateur multi-harmonique étalon dont les relations de phase entre les composantes du spectre sont parfaitement connues ainsi que les amplitudes de ces composantes. Enfin, les composantes spectrales des tensions et courants sont calculées à partir des composantes spectrales des ondes de puissances corrigées (dans le domaine fréquentiel) ce qui permet de reconstituer leurs formes temporelles par sommation de Fourier.

Le banc de caractérisation mis en œuvre est relié à un système multi-harmonique (3 premiers) à boucles actives pour une fréquence fondamentale comprise entre 0.5 et 2 GHz. Il permet également une caractérisation en bi-porteuse (pour l'étude de l'intermodulation).

Etude de la linéarité par la mesure de l'intermodulation ou de l'ACPR

L'étude de la linéarité à partir des figures de mérite telles que l'ACPR, l'EVM ou l'intermodulation ne se résume pas à prendre en compte uniquement l'effet des impédances de charges aux fréquences de travail lors d'une caractérisation en bi-porteuse ou avec un signal modulé (signal à enveloppe variable). Les impédances de source et de charge aux très basses fréquences, traduisant l'effet des circuits de polarisation, ont une influence non négligeable sur les performances du composant actif en termes de linéarité, de gain et de rendement en puissance. Ces impédances, qui n'ont aucun effet en présence d'un signal mono-porteuse CW, contribuent aux performances de l'élément actif en présence de signaux modulés du fait de la conversion de raies spectrales proches du continu par les non-linéarités de l'élément actif [23].

II.2.5. Conclusion

A l'issue de ce rapide panorama des techniques actuelles de caractérisation expérimentale fort signal de composants actifs, il se dégage les quelques points essentiels qui suivent.

Les systèmes à adaptateurs mécaniques sont simples à mettre en œuvre mais présentent deux inconvénients majeurs liés à leurs pertes intrinsèques qui empêchent la synthèse d'impédances de charge à forts coefficients de réflexion et à la difficulté de contrôler indépendamment les impédances de fermeture à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques. Cependant, ces dernières années, la conception de tuners harmoniques ne cesse de s'améliorer.

Les systèmes basés sur le principe de la variation de la charge active apportent des solutions pour pallier ces inconvénients. La configuration la plus efficace du load-pull actif est la technique de la boucle active du fait du contrôle aisé de la synthèse des impédances de charge et de l'obtention immédiate des caractéristiques en puissance à charge constante. De plus, les systèmes load-pull multi-

harmoniques ont été développés essentiellement à partir de cette technique car elle offre la possibilité de maîtriser la synthèse des impédances de fermeture aux harmoniques. Les systèmes d'extraction des formes d'ondes temporelles utilisent des techniques relativement sophistiquées mais riches en information permettant de visualiser le comportement non-linéaire d'un composant actif et très utiles pour étudier les classes de fonctionnement à haut rendement.

Enfin, la caractérisation à l'aide d'un système load-pull actif à la fréquence fondamentale pour lequel les signaux RF et DC sont pulsés est également très intéressante. Cette caractérisation, plutôt destinée aux applications radars, permet aussi de mettre en évidence les phénomènes thermiques et d'élaborer des modèles non-linéaires isothermiques et électrothermiques utilisables dans les logiciels de simulation.

Les dispositifs les plus élaborés (multi-harmonique, formes d'onde temporelles) présentés fonctionnent à une fréquence fondamentale en général de l'ordre de 2 ou 3 GHz maximum donc avec des harmoniques en bande C ou X. Les quelques exemples fonctionnant en bande K (18-26 GHz) et Ka (26.5-40 GHz) ou encore en bande W (75-110 GHz) ne concernent que des systèmes opérant à la fréquence fondamentale (avec éventuellement la mesure du niveau de l'harmonique 2), soit avec une boucle active, soit avec la technique des deux générateurs synchrones [24].

Mettre en œuvre un banc de load-pull multi-harmonique en bande Ka est difficile voire impossible (harmonique 2 en bande E et 3 en bande W). Par contre, il est judicieux d'utiliser une charge active à la fréquence fondamentale afin de pouvoir synthétiser des coefficients de réflexion de module proche de 1.

II.3. Mise en oeuvre d'un banc de caractérisation fort signal en bande Ka – Résultats

Ce paragraphe présente la mise en œuvre d'un banc de load-pull charge active en bande Ka, utilisant la technique soit des générateurs synchrones soit de la boucle active, associé à un circuit de pré-adaptation dont l'intérêt est rappelé ici. Par ailleurs, l'analyseur utilisé pour la détection des ondes est spécifique à notre banc puisqu'il s'agit d'un analyseur de réseaux vectoriel millimétrique *ABmm*.

Les travaux ont débuté en 1995 en collaboration avec l'IRCOM de Limoges (devenu XLIM) afin de bénéficier de leur expérience dans le domaine de la caractérisation fort-signal de transistors de la bande L (1-2 GHz) à la bande Ku (12-18 GHz). Cependant, les premiers résultats n'ont été tangibles qu'à partir de l'année 2000.

II.3.1. Etude théorique

Le banc est basé sur l'emploi d'un analyseur de réseaux vectoriel AB Millimètre *ABmm* MVNA 8-350 GHz et utilise une nouvelle configuration de la technique de la charge active pour la caractérisation en puissance des transistors – à la fréquence fondamentale et en un point de polarisation fixé. La nouvelle configuration reprend la technique de la boucle active conventionnelle avec pré-adaptation comme proposée en [16], [25].

La technique de préadaptation permet de synthétiser les charges à la fréquence fondamentale dans la zone active du composant. On s'attache alors à obtenir une répartition uniforme des impédances sur tout l'abaque à $2f_0$ et à $3f_0$ tout en concentrant la synthèse des impédances à f_0 dans une zone restreinte**.** Le schéma de la boucle est celui de la figure II.1. Cette solution utilise un coupleur directionnel C_b qui prélève une fraction de l'onde issue du composant et un second coupleur C_{pre} (coupleur de pré-adaptation) qui, associé à un court-circuit variable de coefficient de réflexion Γ_{cc}, permet de désadapter le générateur équivalent d'excitation de sortie.

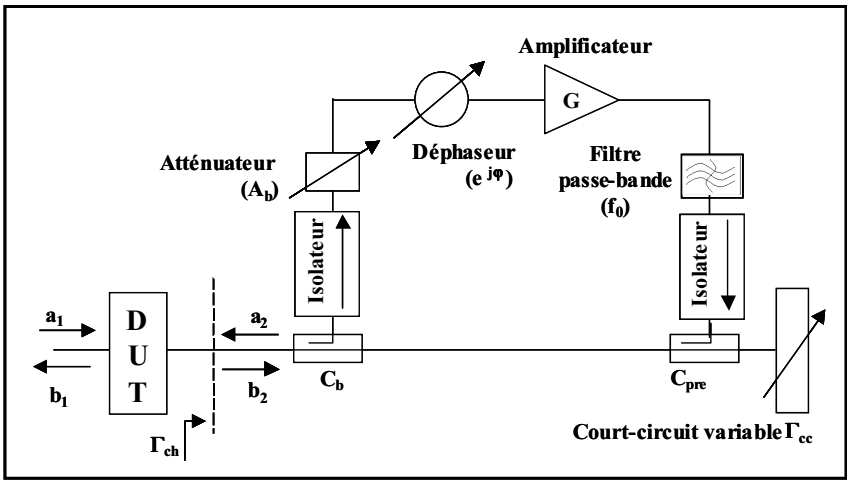


Fig. II.1 : configuration de la boucle active classique avec préadaptation [16]

On montre alors que le lieu des coefficients Γ_{ch} synthétisés est une famille de cercles concentriques de centre Γ_0 et de rayon $|R|$ modifiable en fonction de l'atténuation A_b dans la boucle. On a :

$$\Gamma_{ch} = \Gamma_0 + |R|\, e^{j\varphi} \tag{1}$$

avec : $$\Gamma_0 = \Gamma_g \tag{2}$$

$$\Gamma_g = (1 - C_b^2)(1 - C_{pre}^2)\Gamma_{cc} \tag{3}$$

$$|R| = C_b C_{pre} A_b \sqrt{G(1 - C_b^2)} \tag{4}$$

Ce résultat est illustré sur la figure II.2.

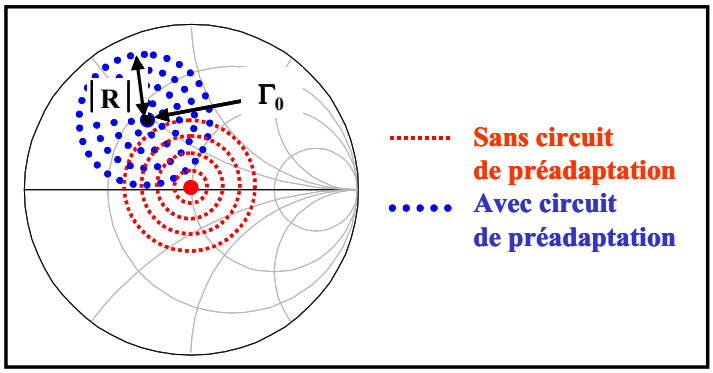


Fig. II.2 : Amélioration apportée par le circuit de pré-adaptation sur la distribution des charges synthétisées dans le cas de la boucle active

La nouvelle configuration que nous avons proposée **[Th1]** consiste à modifier les emplacements du coupleur de la boucle et celui du circuit de pré-adaptation (voir Figure II.3). L'avantage apporté est qu'elle permet de synthétiser un coefficient de réflexion élevé tout en améliorant la linéarité de la boucle car la synthèse de coefficients de réflexion proche du bord de l'abaque de Smith (module proche de 1) est très difficile sinon impossible du fait de la compression voire la saturation de l'amplificateur de la boucle. Du point de vue de l'amplificateur de la boucle, cette technique permet donc de travailler avec une puissance plus faible pour cet amplificateur tout en synthétisant un coefficient de réflexion élevé. Le synoptique de la boucle active modifiée est donné ci-

dessous ainsi qu'une photographie du banc opérationnel. Notons que les différents éléments du banc (coupleurs, atténuateurs, déphaseurs,…) sont en guide rectangulaire WR28.

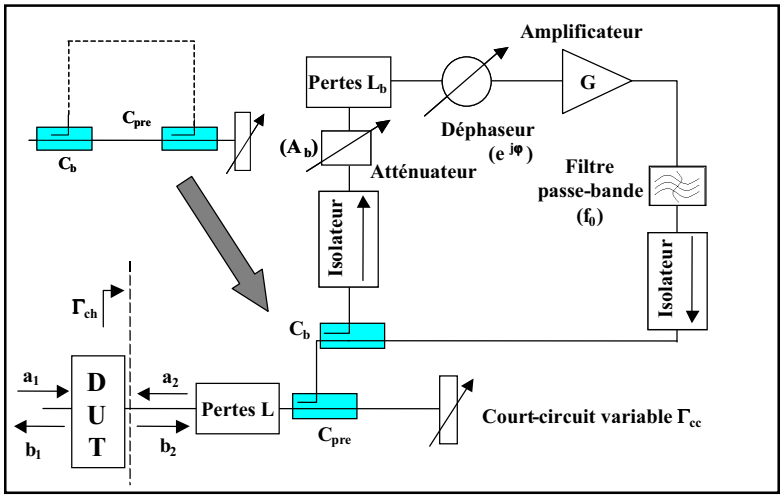


Figure II.3 : Synoptique de la boucle active modifiée

L'étude montre alors que, pour la configuration modifiée, le centre Γ_0 est augmenté du facteur $(1-C_b^2)^{-1}$ tandis que le rayon est réduit du facteur C_{pre}. Ceci conduit à diminuer la puissance nécessaire en sortie de l'amplificateur de la boucle, notée P_{sAB}, pour synthétiser le même coefficient de réflexion Γ_{ch}. Cette puissance est proportionnelle à $|R|^2$ et la constante de proportionnalité est la même pour les deux configurations conventionnelle et modifiée. Dans le cas de la synthèse d'un coefficient $|\Gamma_{ch}|$ élevé (supérieur au centre $|\Gamma_0|$ défini par (2)), les relations montrent que, grâce au rayon réduit $|R|$ dans la configuration modifiée, l'amplificateur de la boucle délivre une puissance de sortie plus faible quelles que soient les valeurs des coupleurs C_b et C_{pre}, et ainsi son comportement linéaire peut être assuré.

Le rapport de la puissance de sortie de l'amplificateur de la boucle P_{sABM} de la configuration modifiée sur le cas 'boucle conventionnelle' P_{sABC} se réduit au rapport des rayons correspondants :

$$\frac{P_{sABM}}{P_{sABC}} = \frac{|R_{BM}|^2}{|R_{BC}|^2} \tag{5}$$

où R_{BM} est le rayon du coefficient de réflexion synthétisé par la boucle active modifiée et R_{BC} celui de la boucle active conventionnelle.

La puissance de sortie de l'amplificateur de la boucle dans la configuration modifiée est alors réduite, par rapport à la configuration conventionnelle, d'un facteur :

$$\left(C_{pre} \frac{A_{b\,mod}}{A_{b\,conv}} \right)^2 \tag{6}$$

où $A_{b\,mod}$ et $A_{b\,conv}$ sont les atténuations nécessaires dans la boucle pour synthétiser le même coefficient de réflexion Γ_{ch}, par les configurations, respectivement, modifiée et conventionnelle.

II.3.2. Validation par la simulation (ADS) et expérimentale

Les résultats de l'analyse théorique ont été validés par la simulation de la boucle active à l'aide du logiciel ADS d'Agilent Technologies, ce qui a permis de plus de prendre en compte le comportement non-linéaire de l'amplificateur de la boucle. Nous avons mis ainsi en évidence l'intérêt de cette

nouvelle configuration pour réduire la puissance nécessaire à la sortie de cet amplificateur. En d'autres termes, comme sa puissance disponible est limitée par la compression et la saturation et selon le niveau de la puissance disponible du DST, les simulations montrent que la nouvelle configuration permet de synthétiser des coefficients de réflexion plus élevés que ceux synthétisés par la boucle conventionnelle.

Les deux configurations ont également été comparées en terme de maximum de puissance de sortie disponible $P_{disp\ DST}$ du DST lors de la synthèse d'un fort coefficient $|\Gamma_{ch}|$ et pour la valeur fixée $P_{sAB\text{-}1dB}$ = 20 dBm. $P_{disp\ DST}$ est la puissance délivrée par le DST à une charge telle que $\Gamma_{ch} = \Gamma_s^*$. Les résultats sont résumés dans le tableau I. Comme prévu, la configuration modifiée permet la caractérisation de composants dont la puissance disponible est supérieure de 4 à 20 dB environ (différence $\Delta P_{disp\ DST}$ dans le tableau I) selon la valeur de $|\Gamma_{ch}|$, par rapport à la configuration conventionnelle. Les simulations sont en bon d'accord avec l'équation 6 qui ne prend pas en compte le comportement non-linéaire de l'amplificateur de boucle et montrent que la différence $\Delta P_{disp\ DST}$ va être la même pour n'importe quelle valeur de $P_{sAB\text{-}1dB}$. La configuration modifiée de la boucle active est par conséquent plus efficace pour la caractérisation de dispositifs fortement désadaptés ($|\Gamma_{ch}|$ proche de 1) à forte puissance de sortie.

$\lvert\Gamma_{ch}\rvert$	Configuration modifiée		Configuration conventionnelle		Différence	Eq. 6 (dB)
	$P_{disp\ DST}$ (dBm)	A_b (dB)	$P_{disp\ DST}$ (dBm)	A_b (dB)	$\Delta P_{disp\ DST}$ (dB)	
0.9	8	7	4	12.3	4	4.7
0.8	15	11	8	14.8	7	6.2
0.7	24	18	12	17.8	12	10.2
0.65	35	27	16	19.8	19	17.2

Tableau I : Comparaison du maximum de puissance disponible du DST entre les deux configurations de la boucle active (pour $P_{sAB\text{-}1dB}$ = 20 dBm). Le module de Γ_{ch} varie de 0.65 à 0.9 et l'atténuation de la boucle A_b est donnée pour chaque configuration

Enfin, nous avons effectué la validation expérimentale par la comparaison des deux configurations en terme du comportement linéaire ou non linéaire de l'amplificateur de boucle. Les mesures sont effectuées avec un composant sous test simulé par une source adaptée dont la puissance disponible est réglée à 20 dBm (le coefficient de réflexion associé à ce DST fictif est nul), le point à 1dB de compression de l'amplificateur de boucle est environ égal à 20 dBm ($P_{sAB\text{-}1dB} \approx$ 20 dBm). Le tableau II récapitule les données mesurées : $|\Gamma_{ch}|$ synthétisé, la puissance P_{ch} délivrée à la charge et la puissance de sortie P_{sAB} de l'amplificateur. Cette dernière est calculée à partir des données mesurées suivantes : puissance incidente, les pertes du système et le gain de l'amplificateur de boucle. Les résultats montrent que la configuration conventionnelle est incapable de synthétiser une valeur de $|\Gamma_{ch}|$ supérieure à 0.6 avec un fonctionnement linéaire de la boucle. La valeur $|\Gamma_{ch}|$= 0.63 est synthétisée avec P_{sAB} égale à 20.55 dBm, c'est-à-dire en compression. La valeur maximale $|\Gamma_{ch}|$= 0.7 ne peut pas être dépassée à cause de la saturation de l'amplificateur. Avec la nouvelle configuration, la valeur maximale $|\Gamma_{ch}|$= 0.75 est synthétisée avec un comportement quasi-linéaire de l'amplificateur et pour les valeurs au-dessous de 0.7, la puissance de sortie P_{sAB} de l'amplificateur est très inférieure à celle de la configuration conventionnelle.

		Configuration modifiée	Configuration conventionnelle
$\lvert\Gamma_{ch}\rvert$	P_{ch} (dBm)	P_{sAB} (dBm)	P_{sAB} (dBm)
0.78	15.92	20.64	impossible
0.75	16.40	18.33	
0.72	16.82	13.80	
0.69	17.19	9.69	22.73
0.66	17.51	4.78	21.45
0.63	17.80	-50.0	20.55

Tableau II : Comparaison en mesure des deux configurations de la boucle active en utilisant une source de puissance adaptée pour simulée le composant sous test

a) Stabilité du système load-pull à boucle active

Pour la configuration modifiée, la boucle active elle-même peut osciller si le gain de l'amplificateur est supérieur à l'isolation du coupleur C_b plus les pertes de la boucle L_b et l'atténuation A_b. Par conséquent, il est indispensable d'utiliser des coupleurs offrant une isolation très élevée dans la bande de fréquence utilisée (avec le coupleur utilisé en pratique, on atteint 45 dB). Notons enfin que la boucle se comporte comme un filtre passe-haut (f_c = 21 GHz pour le mode fondamental) du fait de la technologie en guide rectangulaire utilisée.

b) Etalonnage du banc

L'étalonnage du banc est une étape essentielle et délicate pour parvenir à une caractérisation précise du composant. Il permet de déterminer les relations entre les rapports des ondes mesurées par l'analyseur de réseaux vectoriel via les coupleurs de mesure et les rapports des ondes aux accès du composant sous test (a_1, b_1, a_2, b_2). On modélise la chaîne de mesure par un graphe et les termes d'erreur liés aux imperfections de cette chaîne. Ce sont ces termes qui sont déterminés par le calibrage rigoureux du système. Le graphe de fluence est alors un graphe à 12 termes d'erreur que l'on peut déterminer via une procédure de type SOLT (Short-Open-Load-Thru) [26]. Un graphe à 10 ou 8 termes peut être utilisé si on ne différencie pas les sens FORWARD et REVERSE (commutation supposée idéale) et si on néglige les deux termes d'isolation (couplages parasites d'une voie sur l'autre). Le modèle retenu ici est donc un modèle à 8 termes dont 7 sont indépendants. Ils sont déterminés par une procédure TRL (Thru, Reflect, Line) bien adaptée à une configuration en guide rectangulaire ou à des mesures sous-pointes (technologie microruban ou coplanaire).

Par ailleurs, la spécificité d'une caractérisation en puissance est qu'elle nécessite, en plus de l'étalonnage classique (SOLT, TRL,…), un étalonnage en puissance ou absolu à l'aide d'une sonde de puissance. Une particularité ici est que le composant est caractérisé à l'aide d'une station sous-pointes. Nous avons développé une procédure spécifique utilisant un double étalonnage classique en guide rectangulaire (TRL) et sous pointes (TRL également) ainsi qu'un étalonnage en puissance à l'aide d'une sonde de puissance en guide.

Pour connaître la puissance incidente P_{inc} incidente sur le composant (ou le module de l'onde a_1), nous devons tenir compte des imperfections de la chaîne de mesure comme dans le cas de l'étalonnage en paramètres S. La mesure en puissance est réalisée à travers le coupleur 10 dB permettant de prélever une fraction de la puissance incidente et qui est connecté via un commutateur à la sonde de puissance (Wattmètre). Le coupleur et la sonde sont connectés en amont du plan d'accès au composant (voir figure II.4).

Pour la caractérisation d'un composant en puce, la station sous-pointes est connectée au système de mesure en guide (dans le plan A' en entrée et de même en sortie) à l'aide d'une transition guide

rectangulaire-coaxial et d'un câble coaxial relié à la pointe posée sur la ligne coplanaire d'accès au composant (plan A de la figure II.4). On peut modéliser les différents éléments connectés entre les plans A' (en guide) et A (coplanaire) par un quadripôle représenté par son graphe de fluence comme indiqué à la figure II.4. Comme on ne peut pas calibrer en puissance directement dans le plan A d'accès sous-pointes (pas de sonde coplanaire disponible), on doit effectuer un second étalonnage, dans les plans du composant (plan A). Ce second calibrage nous permet de déterminer les termes (t_{00}, t_{11} et $t_{10}.t_{01}$) associés au quadripôle entre les plans A' et A.

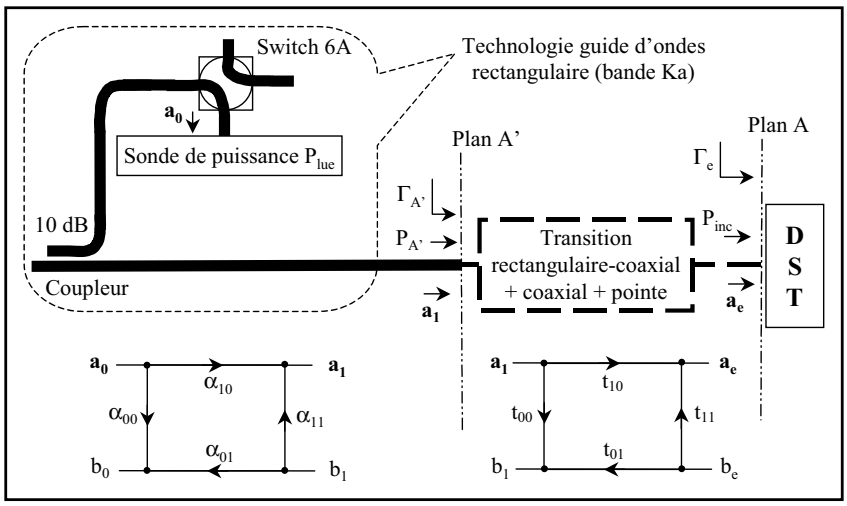


Fig. II.4 : Chaîne de mesure pour la caractérisation d'un composant sous pointes

Nous utilisons une procédure d'étalonnage spécifique qui s'effectue selon les trois étapes suivantes :

- calibrage TRL en guide rectangulaire dans le plan A': détermination des termes d'erreur e_{00}, e_{11} et $e_{10}.e_{01}$.
- mesure des 3 standards du kit TRL sous-pointes et correction de leurs paramètres S connaissant les termes d'erreur (e_{00}, e_{11} et $e_{10}.e_{01}$) extraits à l'étape précédente par le calibrage en guide.
- extraction des termes d'erreur à partir de cette TRL « corrigée » qui donne les termes t_{00}, t_{11} et $t_{10}.t_{01}$

Cette procédure est possible du fait que nous avons accès facilement aux termes d'erreur, qui sont calculés par ordinateur et non par le calculateur interne de l'analyseur, ainsi qu'aux fichiers des paramètres S associés aux 3 standards Thru, Reflect, Line. Il est donc possible d'appliquer une correction quelconque à n'importe quel fichier de paramètres S comme nous le faisons pour la seconde étape de la procédure précédente.

Par ailleurs, compte-tenu de la configuration du banc (voir figure II.4 ci-dessus), on peut supposer $\alpha_{11} = e_{11}$ puisque le plan A' est le même dans les deux cas (désadaptation du système de mesure dans le plan d'accès au DST). Par contre, l'étalonnage en paramètres S ne donne pas accès à $|\alpha_{10}|$. Un étalonnage absolu en puissance permet alors de déterminer ce terme en connectant une sonde de mesure à l'accès A' en guide dont on aura caractérisé le coefficient de réflexion. La puissance incidente sur le composant mesuré sous-pointes s'écrit alors :

$$P_{inc} = \frac{|t_{10}|^2}{|1 - t_{11}\,\Gamma_e|^2} \quad \frac{|\alpha_{10}|^2}{|1 - e_{11}\,\Gamma_{A'}|^2}\, P_{lue}$$

où P_{lue} est la puissance mesurée par la sonde de puissance.

NB : La relation ci-dessus fait apparaître le terme $|t_{10}|$, qui n'est pas connu a priori. Cependant, comme le quadripôle entre les plans A' et A est passif, donc réciproque, on peut écrire : $t_{10}= t_{01}$ [27]. La procédure précédente en 3 étapes donnant le produit $t_{10}.t_{01}$ on en déduit alors $|t_{10}|^2$.

c) Automatisation du banc

L'automatisation du banc est une étape très importante car une caractérisation fine et précise d'un transistor peut nécessiter un grand nombre de points de mesure, en particulier lors de la recherche du maximum de puissance que peut délivrer le composant. Le logiciel assure le contrôle des différents appareils (atténuateurs, déphaseur, commutateurs, analyseur MVNA, sonde de puissance) ainsi que les différents calculs et affichages des résultats. Il est écrit en langage Borland Pascal orienté objet et est organisé selon une structure hiérarchique. Un algorithme spécifique a été développé pour la recherche de la charge optimale en puissance.

Le banc *load-pull* en bande Ka (26.5-40 GHz) dans sa version opérationnelle est représenté à la figure II.5 à la fréquence fondamentale. Ce banc permet d'effectuer les différents types de caractérisation suivants :

- la caractérisation petit signal (mesure des paramètres S) de dispositifs en guide ou sous pointes.
- la caractérisation en forte puissance d'amplificateurs en guide ou en circuits intégrés (MMIC).
- la caractérisation de transistors en fort signal sous-pointes

L'utilisation du circuit de préadaptation nécessite un montage/démontage lors du passage de la configuration « calibrage » à la configuration « caractérisation fort signal », via la boucle conventionnelle ou modifiée, ainsi que le déplacement de certains éléments du banc ce qui n'est pas aisé du fait de l'utilisation de guides rectangulaires. De plus, le déplacement ou le mouvement du câble coaxial reliant la pointe en sortie du DST et les coupleurs de mesure des ondes (a_2, b_2) après avoir étalonné le banc, dégrade la qualité des mesures. Pour pallier ce problème et éviter ce montage/démontage, nous avons placé un commutateur (7B) entre le circuit de pré-adaptation et la boucle comme indiqué sur la figure II.5. Cet ajout a apporté au système plus d'automatisation et plus de précision dans les mesures : calibrage, mesure des paramètres S et mesure en boucle active avec ou sans pré-adaptation peuvent être effectués sans aucun déplacement des composants du banc.

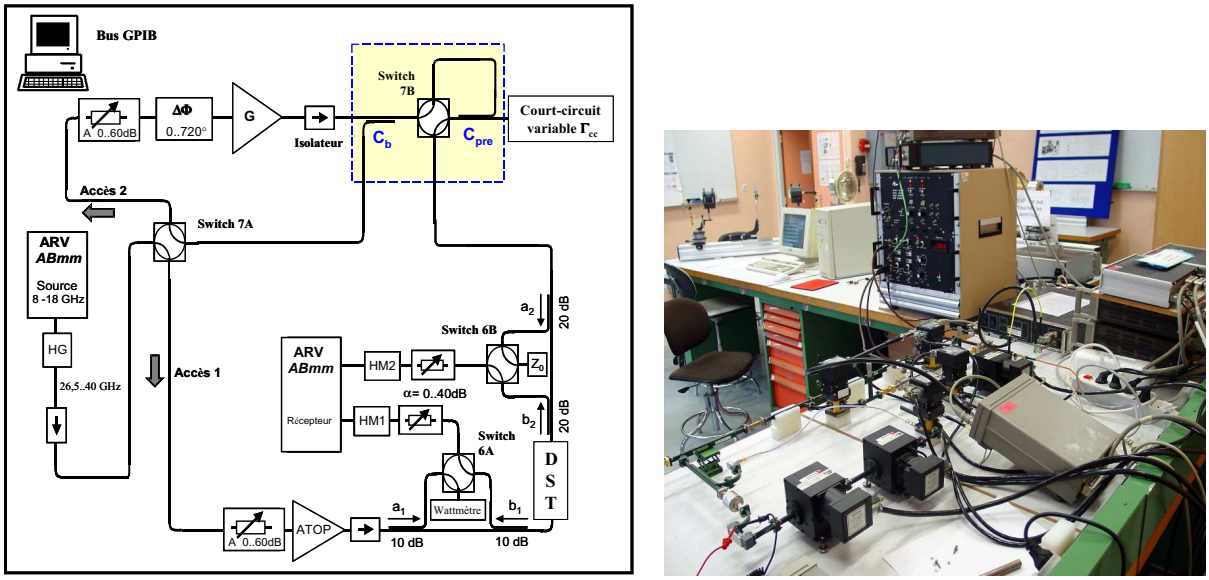


Fig. II.5 : Synoptique du banc de mesure et photographie en configuration boucle active modifiée avec un commutateur entre le circuit de pré-adaptation et la boucle.

II.3.3. Exemple de résultats de caractérisation : transistor en puce

Le banc ainsi que les différentes routines ont été testés et validés par la mesure de dispositifs passifs (paramètres S) et d'amplificateurs adaptés en guide et MMIC (caractéristiques $P_s(P_e)$). Un transistor en puce LP7612, monté sur un substrat d'alumine, de faible développement de grille a été caractérisé sous-pointes à 30 GHz pour deux points de polarisation de drain différents (en classe A) en recherchant la charge optimale pour laquelle la puissance de sortie à 1 dB de compression est maximale.

Nous avons effectué une comparaison entre la simulation (logiciel ADS) et les résultats de mesure en *load-pull* à 30 GHz afin de valider simultanément les mesures en paramètres S et *load-pull*. Pour cela, le transistor est modélisé par un quadripôle dont la matrice S (petit signal) a été mesurée à 30 GHz au point de polarisation 3V/35 mA. Ce quadripôle est alors chargé par chaque coefficient de réflexion de la charge synthétisée en mesure afin de vérifier les résultats de la mesure en comparant le gain linéaire mesuré $G_{lin\text{-}mes}$ et le gain linéaire simulé $G_{lin\text{-}sim}$ ainsi que le coefficient de réflexion simulé $\Gamma_{in\text{-}sim}$ et le coefficient mesuré $\Gamma_{in\text{-}mes}$ à l'entrée de transistor. Quelques résultats sont résumés dans le tableau III ci-dessous. Notons que la comparaison des gains et des coefficients de réflexion ne peut se faire qu'en faible signal, donc pour une puissance d'entrée bien plus faible que celle pour laquelle le point à 1 dB de compression est obtenu.

Γ_{ch}	$\Gamma_{in\text{-}mes}$	$\Gamma_{in\text{-}sim}$	$G_{lin\text{-}mes}$ (dB)	$G_{lin\text{-}sim}$ (dB)	$P_{S\text{-}1dB}$ (dBm)
0.55/85°	0.78/177°	0.77/179°	7.65	8.45	12.35
0.55/135°	0.76/-174°	0.75/-172°	8.00	7.68	14.94
0.62/085°	0.79/176°	0.79/178°	7.58	8.65	11.50
0.62/135°	**0.76/-173°**	**0.76/-171°**	**7.90**	**7.67**	**16.01**
0.70/125°	0.82/-178°	0.80/-172°	8.63	8.58	13.82
0.70/135°	0.79/-173°	0.77/-170°	8.08	7.41	15.11

Tableau III : Comparaison mesure-simulation à 30 GHz du coefficient de réflexion à l'entrée et du gain linéaire en puissance pour chaque coefficient de réflexion de la charge (3V/35 mA)

Le tableau montre que globalement les différences entre le gain linéaire en puissance mesuré et le gain en puissance simulé ainsi que le coefficient de réflexion mesuré $\Gamma_{in\text{-}mes}$ et le coefficient de réflexion simulé $\Gamma_{in\text{-}sim}$ sont relativement faibles. Le fonctionnement du banc et des différentes routines (étalonnage, mesure de puissance, paramètres S, recherche de la charge optimale) a ainsi été validé.

Des vérifications (comparaison simulation/mesures) ont également été effectuées pour validées les mesures. La figure II.6 montre un abaque de Smith où sont tracés les cercles à gain constant $G_{lin\text{-}sim}$ (gain en puissance) calculés à partir des paramètres S simulés et où sont positionnées quatre charges synthétisées en mesure, afin de comparer les gains linéaires en puissance correspondants mesurés $G_{lin\text{-}mes}$ et simulés $G_{lin\text{-}sim}$. L'écart entre le gain linéaire mesuré et celui simulé est faible (écart de l'ordre de 0.5 dB).

Enfin, les caractéristiques mesurées en puissance $P_s(P_e)$ (ou AM/AM) et de conversion amplitude-phase (ou AM/PM) sont données à la figure II.7 pour le transistor chargé par l'impédance optimale Γ_{chopt} = 0.55/125° au point de polarisation 5V/37 mA. La puissance à 1 dB de compression est proche de 19 dBm pour un gain de 7.3 dB. Le rendement en puissance est de l'ordre de 42 %, ce qui est cohérent avec un fonctionnement en classe A/AB légère.

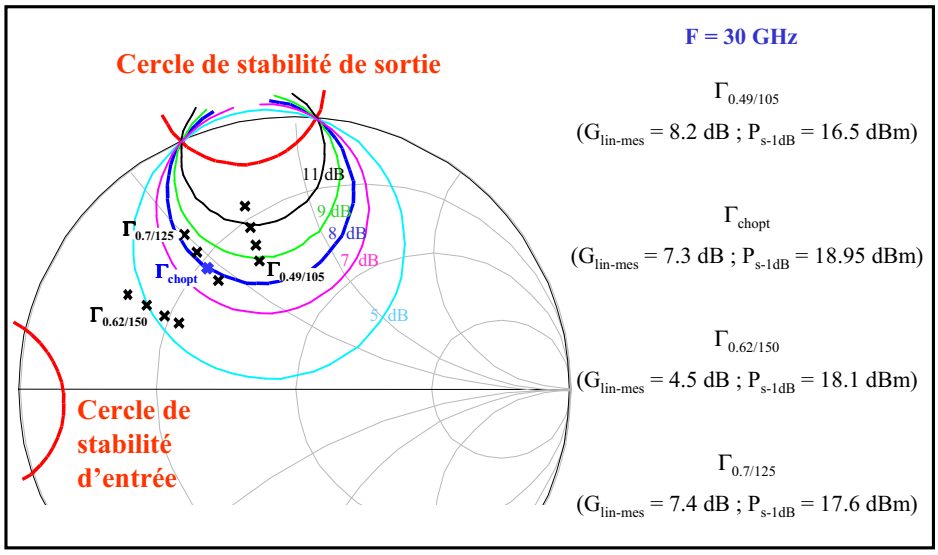


Fig. II.6 : Caractérisation *load-pull* du transistor LP7612 (f =30 GHz, V_{DS} =5 V, I_{DS} = 37 mA). Comparaison des gains en puissance (linéaires) mesurés et simulés

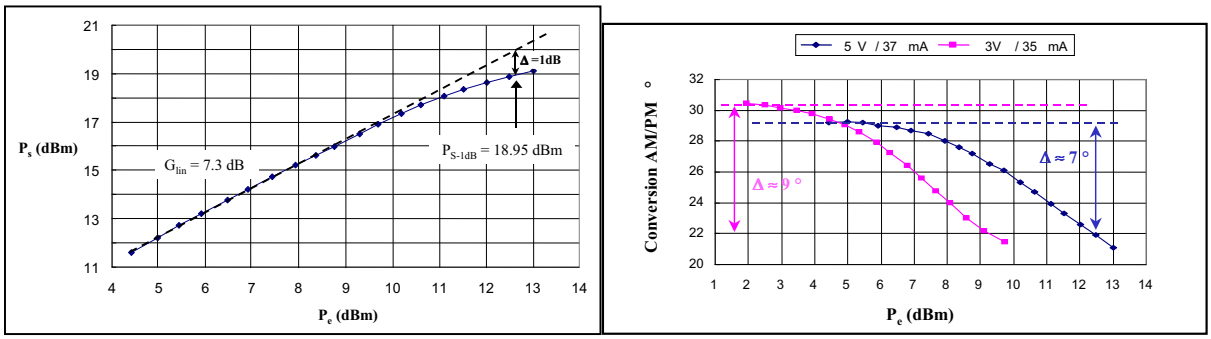


Fig. II.7 : Exemple de caractérisation d'un transistor LP7612 à 30 GHz et 5V/37 mA - conversion AM/AM (courbe de compression *Ps*(*Pe*)) et AM/PM

Les résultats de ces travaux ont été présentés dans les articles et communications **[R2]**, **[CI3]**, **[CN5]**.

II.4. Conclusion et perspectives

En résumé, le banc de caractérisation présenté ici constitue un outil de laboratoire qui permet :

- La caractérisation petit signal de dispositifs passifs et actifs en guide ou sous-pointes dans la bande [26.5 – 40] GHz
- La caractérisation fort signal de transistors (sous-pointes) et d'amplificateurs en guide ou sous-pointes
- La caractérisation automatique, par recherche de la charge optimale en puissance, et sécurisée du dispositif sous test par le test des conditions de stabilité à la fréquence de travail lors de la synthèse des impédances de charge
- L'exploitation des résultats pour la conception d'amplificateurs optimisés en terme de puissance de sortie à 1dB de compression.
- La validation de modèles non linéaires de transistors à très hautes fréquences pour la CAO.

Le banc tel qu'il est dans son état actuel possède quelques limitations liées à l'utilisation de l'analyseur de réseau vectoriel *ABmm* et à l'outil de programmation pour l'automatisation du banc : programmation lourde, difficulté à faire évoluer le logiciel, mesure simultanée de deux ondes uniquement car l'analyseur n'est équipé que de deux détecteurs, pas de possibilité de caractériser avec un signal bi-porteuse ou encore en mode pulsé, voire modulé, mode synthétisé très lent car utilisation d'un compteur externe (pour la mesure des paramètres S large bande).

Compte tenu de ces limitations matérielles et logicielles, nous avons donc envisagé une évolution basée sur un analyseur de réseaux vectoriel à 4 canaux (ANRITSU 37397C 40 MHz-65 GHz) et l'outil de programmation graphique Labview. Cet outil aujourd'hui très répandu et bien adapté à l'application simplifie le développement et l'évolution des routines nécessaires au pilotage de l'ensemble des appareils, à l'automatisation du banc ainsi qu'au traitement des données. Les routines de base ont été écrites et une première expérimentation du banc load-pull 26-40 GHz a été mise en œuvre. La version de l'analyseur ANRITSU 37397C dispose de quatre accès en face arrière aux échantillonneurs pour la mesure des ondes a_1, b_1, a_2 et b_2 (accès en connecteurs coaxiaux V).

Le synoptique du banc est donné à la figure II.8 ainsi que la photographie à la figure II.9. Les éléments extérieurs à l'analyseur sont ceux utilisés précédemment : on y retrouve les coupleurs de mesures externes et les éléments de la boucle active (amplificateur, atténuateur, déphaseur). On retrouve également les 4 commutateurs 6A, 6B, 7A, 7B dont le rôle est le suivant :

- Les commutateurs 7A et 6A permettent la mesure en paramètres S. La source interne micro-onde de l'appareil de mesure est utilisée (commutateur interne en position "1").
- Le commutateur 6B permet la mesure de l'onde a_1 ou la mesure de la puissance incidente avec le wattmètre qui y est connecté.
- Le commutateur 7B permet de placer la charge active en configuration boucle active ou deux générateurs synchrones. Il est également nécessaire pour la mesure des paramètres S.

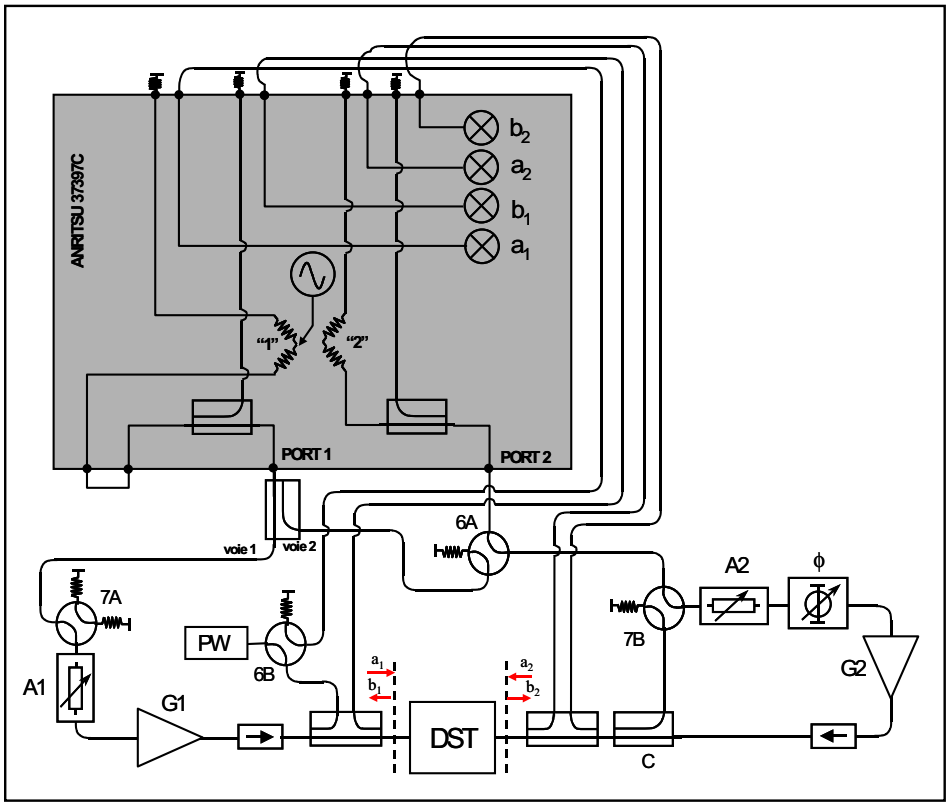


Fig. II.8 : synoptique du banc de load-pull actif basé sur l'analyseur de réseau vectoriel ANRITSU 37397C

Fig. II.9 : photographie du banc avec l'ARV ANRITSU 37397C

La configuration proposée permet l'étalonnage du banc (TRL en guide ou SOLT en coaxial aux accès du dispositif sous test) et les termes d'erreur sont calculés par l'analyseur de réseaux. Pendant la phase d'étalonnage, il est alors nécessaire d'utiliser le commutateur interne et de récupérer le signal qui sort de l'accès PORT 2 du test-set, d'où la présence du commutateur 6A. Cependant, les paramètres S bruts mesurés, puis récupérés sur l'ordinateur ainsi que les termes d'erreur, sont corrigés via les formules de correction classiques qui ont été reprogrammées dans le logiciel de pilotage écrit en Labview.

Pour valider cette première configuration, des dispositifs passifs ont été mesurés en paramètres S. Nous avons également validé la synthèse de charge (mesure du coefficient de réflexion $\Gamma_L = a_2/b_2$) par la technique de la boucle active après étalonnage SOLT en coaxial. Un exemple de résultats à 26.5 GHz est présenté à la figure II.10. Enfin pour valider la mesure des coefficients de réflexion $\Gamma_{IN} = b_1/a_1$ et de transmission $T_{21} = b_2/a_1$, une ligne coaxiale fermée par différents coefficients de réflexion Γ_L synthétisés a été mesurée. Les résultats de mesure sont comparés aux simulations dans le tableau IV pour la fréquence 30 GHz. On peut observer une bonne concordance entre les résultats.

Ces premiers tests ont permis de démontrer la synthèse de charge par la boucle active. La validation en puissance sur un composant reste encore à effectuer.

L'objectif à plus long terme est d'étendre la caractérisation de type load-pull (avec classiquement un accès en guide rectangulaire ou microruban au dispositif à tester) dans les gammes de fréquences plus élevées et à des dispositifs actifs réalisés en technologie Quasi-Optique (combinaison de puissance en espace libre).

Les fonctionnalités de l'analyseur pourront également être exploitées telles que la mesure de puissance des ondes directement par l'analyseur ou encore le mode récepteur si l'on souhaite utiliser des sources micro-ondes externes afin de mesurer les produits d'intermodulation.

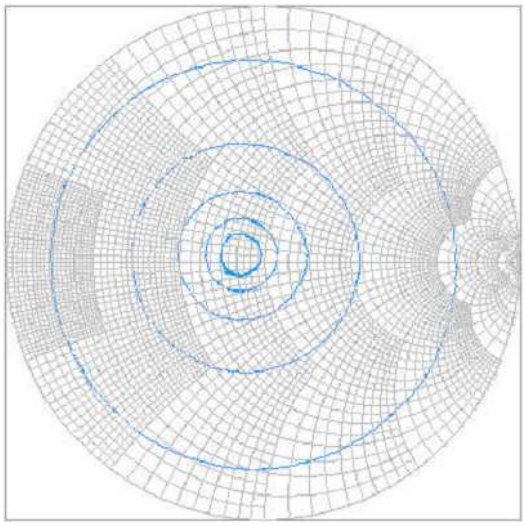


Fig. II.10: synthèse d'un coefficient de réflexion de charge par la boucle active

Γ_L mesuré	Γ_{IN} mesuré	Γ_{IN} simulé	T_{21} mesuré	T_{21} simulé
0.199656 ∠ 45,0802	0.217635 ∠ 343.021	0.210 ∠ 337.76	0.988222 ∠ 145.826	0.999 ∠ 146.33
0.259977 ∠ 134.816	0.276303 ∠ 65.8702	0.255 ∠ 67.500	0.994184 ∠ 146.483	0.999 ∠ 146.33
0.177855 ∠ 228.589	0.160712 ∠ 157.907	0.178 ∠ 161.27	0.985816 ∠ 146.597	0.999 ∠ 146.33
0.164892 ∠ 327.338	0.153814 ∠ 268.687	0.164 ∠ 260.12	0.983461 ∠ 146.185	0.999 ∠ 146.33
0.504301 ∠ 45.2416	0.524914 ∠ 340.783	0.508 ∠ 337.52	0.996077 ∠ 145.518	0.999 ∠ 146.33
0.509497 ∠ 134.849	0.531932 ∠ 68.1088	0.512 ∠ 68.531	1.004893 ∠ 146.817	0.999 ∠ 146.33
0.504153 ∠ 224.678	0.483593 ∠ 158.207	0.503 ∠ 157.35	0.982623 ∠ 147.152	0.999 ∠ 146.33
0.503171 ∠ 324.838	0.484504 ∠ 260.989	0.502 ∠ 257.52	0.976935 ∠ 145.737	0.999 ∠ 146.33
0.692808 ∠ 45.4554	0.715269 ∠ 340.103	0.692 ∠ 338.13	0.999502 ∠ 145.081	0.999 ∠ 146.33
0.696742 ∠ 135.016	0.726261 ∠ 68.6413	0.696 ∠ 67.681	1.008132 ∠ 146.893	0.999 ∠ 146.33
0.694948 ∠ 232.675	0.669592 ∠ 167.281	0.694 ∠ 165.34	0.976447 ∠ 147.321	0.999 ∠ 146.33
0.749204 ∠ 322.366	0.720265 ∠ 257.197	0.748 ∠ 248.12	0.969097 ∠ 145.361	0.999 ∠ 146.33
0.909985 ∠ 45.1782	0.938108 ∠ 338.974	0.907 ∠ 337.53	1.003032 ∠ 144.721	0.999 ∠ 146.33
0.989341 ∠ 134.568	0.931524 ∠ 68.9063	0.891 ∠ 67.539	1.014925 ∠ 147.046	0.999 ∠ 146.33
0.900783 ∠ 236.737	0.867075 ∠ 171.591	0.898 ∠ 169.42	0.971412 ∠ 147.501	0.999 ∠ 146.33
0.988409 ∠ 315.161	0.848675 ∠ 249.928	0.882 ∠ 248.32	0.964821 ∠ 145.488	0.999 ∠ 146.33

Tableau IV : comparaison mesure/simulation d'une ligne coaxiale fermée par différents coefficients de réflexion Γ_L synthétisés

II.5. Liste des publications, des thèses et stages encadrés

II.5.1. Publications (articles de revues et communications)

• Articles de revues avec comité de lecture (en gras article joint en Annexe D)

[R1] A. Péden, R.A. Périchon "Modélisation non-linéaire de transistors MESFET", Annales des Télécommunications, 47, n° 5-6, pp. 180-192, 1992

[R2] I. Yattoun, A. Péden : "Improvement of the active loop technique for transistor large signal characterization in the Ka band", Microwave and Optical Technology Letters, Wiley, vol. 49, n°3, Mars 2007

• Communications : congrès et workshops internationaux avec comité de lecture

[CI1] M. Le Goff, D. Bourreau, A. Péden, "Ka Band Test Fixture with DC Bias Circuit for Active Device Characterization ", Proc. 28th European Microwave Conf., Amsterdam, pp. 247-252, Oct. 1998

[CI2] C. Dupont, N. Goia, D. Bourreau, A. Peden, "Ka Band S-Parameter and Active Load-Pull Test bench using an ABmm MVNA", Proc. 32th European Microwave Conf., Milan, vol. 1, pp. 131-134, Sept. 2002

[CI3] I. Yattoun, A. Peden, "An Improved Active Load-Pull Setup For Transistors Large Signal Characterization In The Ka Band", 36th European Microwave Conference, 11-15 Sept., Manchester, UK, 2006

• Communications : congrès nationaux avec comité de lecture

[CN1] A. Péden, R.A. Périchon "Modèle quasi-statique d'un TEC AsGa en canal inversé", 6èmes Journées Nationales Microondes, Montpellier, pp. 348-349, Juin 1989

[CN2] A. Péden, R.A. Périchon "Potentialités des bancs de mesures continu et basse-fréquence pour l'acquisition des valeurs des éléments du schéma équivalent d'un transistor MESFET", Journées d'Etude sur la CAO Hyperfréquence, Chapitre Français IEEE MTT, Poigny-La-Forêt, Nov. 1989

[CN3] A. Péden, R.A. Périchon "Table de données pour la description de modèles non-linéaires de MESFET", 7èmes Journées Nationales Microondes, Grenoble, pp. 279-280, Mars 1991

[CN4] C. Dupont, D. Bourreau, A. Péden, «Banc de caractérisation petit signal et en fort signal en bande ka étendue (24-42 GHz)», 12èmes Journées Nationales Microondes, Poitiers, Mai 2001

[CN5] I. Yattoun, A. Péden, " Caractérisation fort-signal de transistors en bande Ka à l'aide de la technique de la charge active modifiée", 14èmes Journées Nationales Microondes, Nantes, Mai 2005

II.5.2. Encadrements de thèse

Th1	Ismaïl Yattoun	Etude et mise en œuvre d'un banc de caractérisation fort-signal de transistors en ondes millimétriques – Application à la conception d'amplificateurs de puissance hybrides en bande Ka directeur : Ph. Gelin, soutenue le 27/11/2006	Taux : 100%

II.5.3. Encadrements de stage DEA/Master 2 Recherche

• Banc de caractérisation fort-signal de dispositifs actifs en bande Ka

[S1] K. Mahieddine, « Etude et réalisation d'une cellule de test pour transistor en bande millimétrique 26-40 GHz », 1993

• Modélisation non-linéaire de transistors- conception de dispositifs actifs

[S2] L. Carré, « Tables de données pour la modélisation non-linéaire de transistors MESFET », 1994

[S3] A. Rohan, « Conception des oscillateurs : méthodologie », 1997

[S4] R. Péron, « Etude et réalisation d'un doubleur de fréquence à transistor 5-10 GHz », 1994

[S5] O. Houbloss, « Calibrage 4 ports pour structures différentielles », 2002

II.5.4. Encadrements de stage 'longue durée'

• Dispositifs actifs

[S6] A. Kreczkowki, « Etude théorique d'un amplificateur distribué équilibré », (6 mois, 1994)

[S7] P. Warmbier, « Modélisation et réalisation d'un doubleur de fréquence 12-24 GHz », (6 mois, 1995)

- Load-pull en bande Ka ABmm

[S8] C. Dupond, « Mise en œuvre d'un banc de caractérisation fort signal en bande Ka (26.5-40 GHz) de composants semi-conducteurs », 2000-2001 (1 an)

[S9] N. Goia, « Mise en œuvre d'un banc de caractérisation fort signal en bande Ka (26.5-40 GHz) de composants semi-conducteurs avec la technique de la boucle active », 2001-2002 (6 mois)

[S10] G. Cadena, « Caractérisation fort signal de composants semi-conducteurs en ondes millimétriques : Mise en œuvre de la technique de préadaptation », 2003 (4 mois)

- Evolution du banc de Load-pull en bande Ka

[S11] L. K. Forero, « Mise en œuvre d'un banc de caractérisation fort signal de composants semi-conducteurs en bande Ka 26-40 GHz avec un Anritsu 37397C », 2004-2005 (9 mois)

- Automatisation avec Labview / calibrage analyseur de réseaux vectoriels

[S12] A. Alonso, « Pilotage d'un analyseur de réseaux vectoriel Anritsu 37397C et automatisation des mesures avec Labview », 2004 (4 mois)

II.6. Références associées à l'état de l'art

[1] Homayoun Ghani, "Development Report of Power FETs for Solid State Power Amplifiers from GaAs to GaN", Microwave Journal, mai 2009, pp. 193-208

[2] E. Alekseev, D. Pavalidis, C. Tsironis, ″W-band on-wafer load-pull measurement system and its application to HEMT characterization″. IEEE MTT-S Digest, vol. 3, pp 1479-1482, June 1998.

[3] Y. Takayama, ″A new load-pull characterization method for microwave power transistors″. Digest Technical Papers IEEE International Symposium, pp 218-220, 1976.

[4] J.-M. Nébus, "Système automatique de caractérisation des quadripôles non-linéaires microondes : application à la conception optimale d'amplificateurs et d'oscillateurs de puissance". Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 20-88, Juin 1988.

[5] B. Bonte, C. Gaquière, E. Bourcier, G. Lemeur, and Y. Crosnier, "An Automated System for Measuring Power Devices in *K*a-Band", IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, vol. 46, no. 1, January 1998

[6] J. Sirois, S. Boumaiza, M. Helaoui, G. Brassard, F.M. Ghannouchi, ″A robust modelling and design approach for dynamically loaded and digitally linearized Doherty amplifiers″. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 9, pp. 2875-2883, September 2005.

[7] F. Deshours, E. Bergeault, L. Jallet, B. Huyart, ″Large signal load-pull measurements using six-port reflectometers″. IEEE Conference on Precision Electromagnetic measurements, pp. 294-295, July 1994.

[8] B. Hughes, A. Ferrero, A. Cognata, ″Accurate on-wafer power and harmonic measurements of mm-wave amplifiers and devices″. IEEE MTT-S Symposium Digest, vol. 2, pp. 1019-1022, June 1992.

[9] T. Gasseling, S. Heckmann, D. Barataud, J.M. Nebus, J.P. Villotte, R. Quere, D. Floriot, ″Large signal pulsed RF and DC load-pull characterization of high voltage 10 W GaAs-GaInP HBTs″. IEEE MTT-S Symposium Digest, vol. 3, pp. 8- 13, June 2003.

[10] F. Blache, ″Etude et conception d'un système de caractérisation fonctionnelle multi-harmonique des transistors de puissance RF et micro-ondes. Application à la mise en œuvre expérimentale de classes de fonctionnement à haut rendement″. Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 56-1995, Décembre 1995.

[11] http://www.maurymw.com/support/pdfs/5C-053.pdf

[12] C. Tsironis, A. Jurenas, C. Liu, ″Highly accurate harmonic tuners for load-pull testing″. Asia-Pacific Microwave Conference, vol. 3, pp 1311-1314, December 2001.

[13] http://www.focus-microwaves.com/FAQs/FAQs.htm

[14] F. Blache, J.M. Nebus, P. Bouysse, J.P. Villotte, ″A novel computerized multiharmonic active load-pull system for the optimization of high efficiency operating classes in power transistors″. IEEE MTT-S Symposium Digest, vol. 3, pp. 1037-1040, May 1995.

[15] D. Barataud, M. Campovecchio, J.M. Nebus, ″Optimum design of very high-efficiency microwave power amplifiers based on time-domain harmonic load-pull measurements″, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, no. 6, pp. 1107-1112, June 2001.

[16] J.M. Coupat, ″Synthèse expérimentale d'impédances par la technique de charge active: Application à la conception d'un système de caractérisation de composants micro-ondes de puissance fortement désadaptés″. Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 46-1994, Décembre 1994.

[17] O.Gibrat, E. Bergeault, B. Huyart, L. Jallet, M. Rivier, ″An automated multiharmonic source-pull/ load-pull system based on six-port techniques″. Precision Electromagnetic Measurements Digest, pp. 644-645, May 2000.

[18] F.V. Raay, G. Kompa, ″A new on-wafer large-signal waveform measurement system with 40 GHz harmonic bandwidth″. IEEE MTT-S Symposium Digest, vol. 3, pp. 1435-1438, June 1992.

[19] J. Verspecht, P. Debie, A. Barel, L. Martens, "Accurate on wafer measurement of phase and amplitude of the spectral components of incidents and scattered voltage waves at the signal ports of a non linear microwave device", Conference record of the IEEE Microwave theory and Techniques Symposium, pp. 1029-1032, Florida, May 1995.

[20] D. Barataud, ″Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporal des transistors de puissance radiofréquences et microondes″, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 1998.

[21] F. Macraigne, T. Reveyrand, G. Neveux, D. Barataud, J.-M. Nebus, A. Soury, E. Ngoya, "Time-domain envelope measurements for characterization and behavioral modeling of nonlinear devices with memory", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, n° 8, pp. 3219-3226, August. 2006.

[22] T. Reveyrand, "Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs" , Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Avril 2002.

[23] S. Bensmida, ″Conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en présence de signaux modulés à l'aide de réflectomètres six-portes″. Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST), Paris , 28 Janvier 2005.

[24] S.A. Chahine, B. Huyart, E. Bergeault, L.P. Jallet, "An active millimeter load-pull measurement system using two six-port reflectometers operating in the W-frequency band", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 51, n° 3, pp. 408 – 412, June 2002.

[25] P. Bouysse, J.M. Nebus, J.M. Coupat, J.P. Villotte, ″A novel, accurate load-pull setup allowing the characterization of highly mismatched power transistors″. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, no. 2, pp. 327-332, February 1994.

[26] J. Fitzpatrick, ″Error models for system measurements″, Microwave Journal, pp. 63-66, May 1978

[27] U. Pisani, A. Ferrero, ″A Unified calibration Algorithm for Scattering and Load Pull Measurement″, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Brussels, Belgium, vol. 2, pp.1250-1253, June 4-6, 1996.

III. Combinaison de puissance 3D

III.1. Contexte et objectifs

Parallèlement à la caractérisation de composants en vue de leur modélisation ou de leur utilisation dans un amplificateur hybride, nous nous sommes intéressés aux techniques de combinaison qui consistent à associer plusieurs amplificateurs pour augmenter la puissance. Ces techniques sont d'autant plus nécessaires en ondes millimétriques puisque la puissance disponible des composants diminue lorsque la fréquence augmente.

Les techniques de combinaison (voir figure III.1) peuvent être classées globalement en deux catégories, la première de type *circuit-level* pour laquelle la combinaison se fait au niveau des circuits ou amplificateurs en utilisant des dispositifs micro-ondes en guide ou en lignes de transmission planaires et, la seconde, qui est une technique de *combinaison spatiale*, permettant de combiner les puissances individuelles dans des structures en trois dimensions ou en espace libre [1].

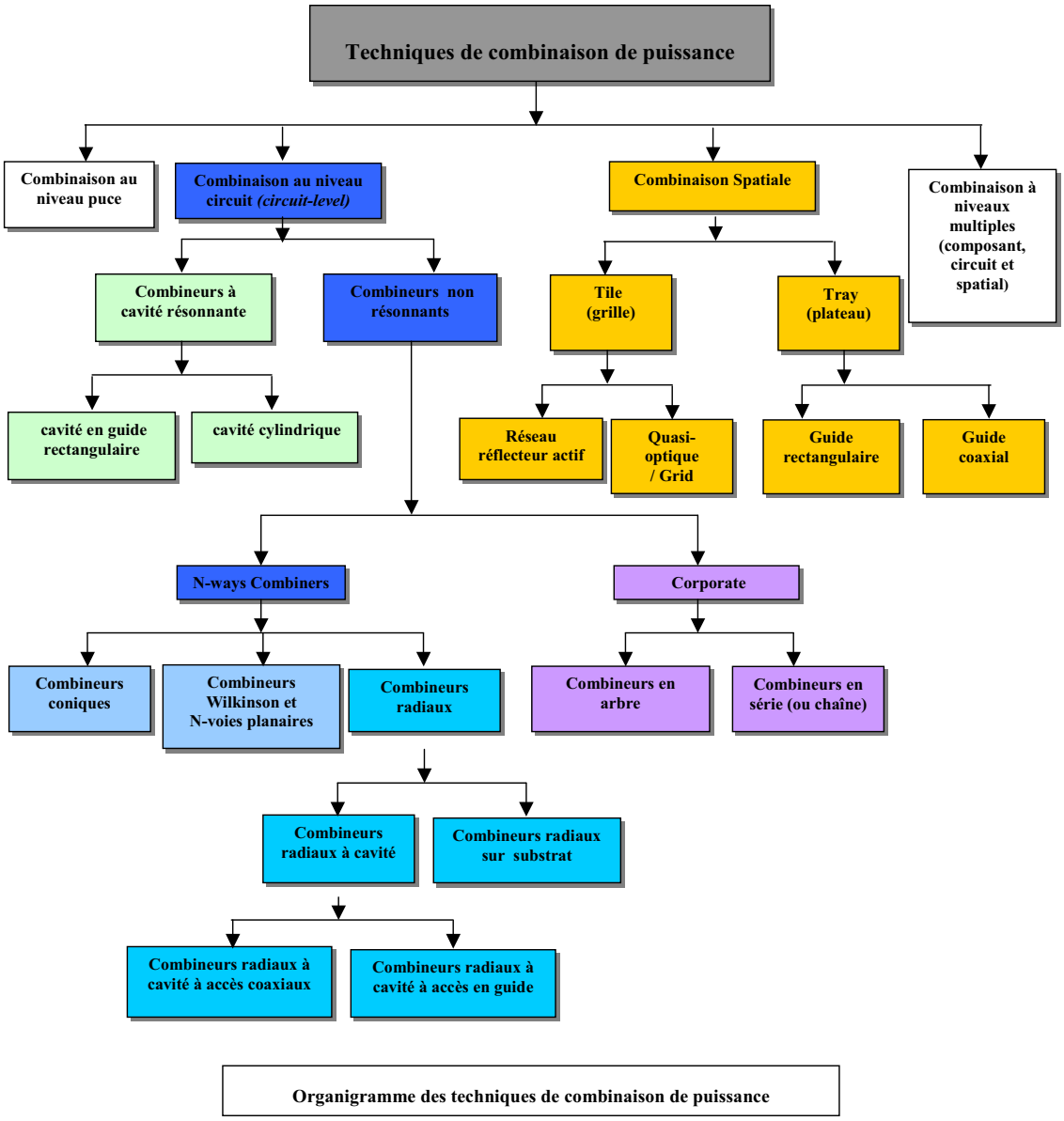


Fig III.1 : organigramme des techniques de combinaison de puissance

Les techniques de combinaison de type *circuit-level* se subdivisent selon les deux catégories suivantes :

- les combineurs à cavité résonnante
- les combineurs non résonnants à base de coupleurs (en arbre ou *corporate*) et de structure radiale (N-ways)

Les structures de combinaison spatiale se répartissent également en deux topologies de base, elles-mêmes décomposables en sous-catégories :

- les combineurs utilisant la topologie *Tray* ou *plateau*
- les combineurs utilisant la topologie *Tile* ou *grille*

Les combineurs radiaux à cavité sont présentés dans les techniques de type *circuit-level* mais ils pourraient cependant être classés dans les techniques de combinaison spatiale.

Les techniques de combinaison ou d'addition de puissance utilisées dans les amplificateurs ou les sources ont fait l'objet de nombreuses études et publications.

Positionnement du problème

Les combineurs non résonnants en arbre à base de coupleurs 3dB ou de diviseurs de Wilkinson en technologie planaire sur substrat sont des structures qui permettent de combiner de manière simple les puissances issues de plusieurs amplificateurs, en plusieurs étages (voir figure III.2). Cette structure permet de combiner les puissances issues de 2^N amplificateurs en N étages d'additions à l'aide d'additionneur par 2 [2].

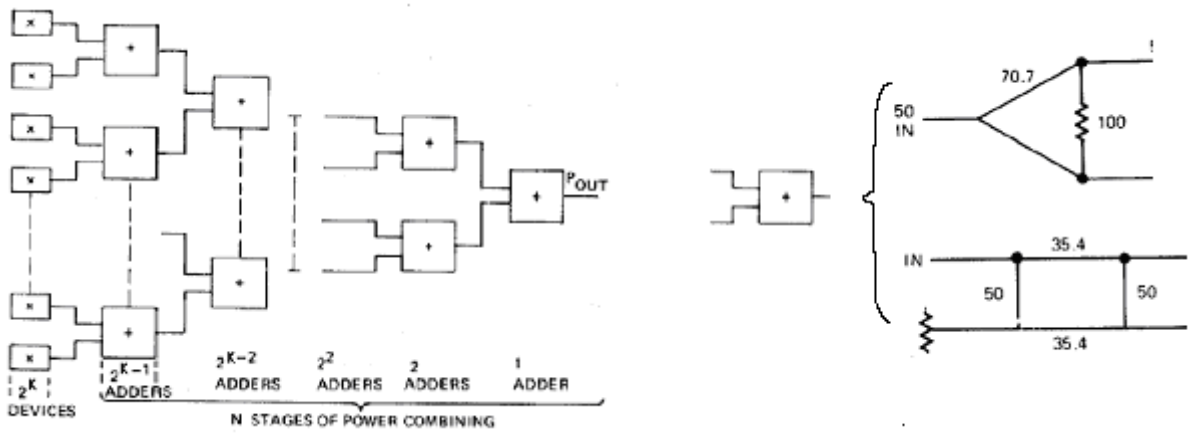


Fig. III.2 : structure de combineur en arbre

Le rendement de combinaison est alors : $\eta = L^N$ (pertes totales du combineur) où L sont les pertes par additionneur. On voit que plus il y a d'étages de combinaison, plus les lignes de jonctions entre chaque étage de combinaison sont longues : les pertes augmentent alors avec le nombre d'amplificateurs. Pour N petit, l'influence des lignes n'est pas significative (si pertes par additionneur < 0.1 dB) et le rendement reste proche de 100%. En revanche pour N grand, les pertes engendrées par les longueurs de lignes de transmission deviennent plus importantes que le gain ajouté par les amplificateurs supplémentaires et le gain global chute. Avec des pertes de 0.2 dB par additionneur, le rendement de combinaison chute à moins de 80%, soit des pertes totales de 1 dB environ, au delà d'une trentaine d'amplificateurs combinés (voir figure III.3).

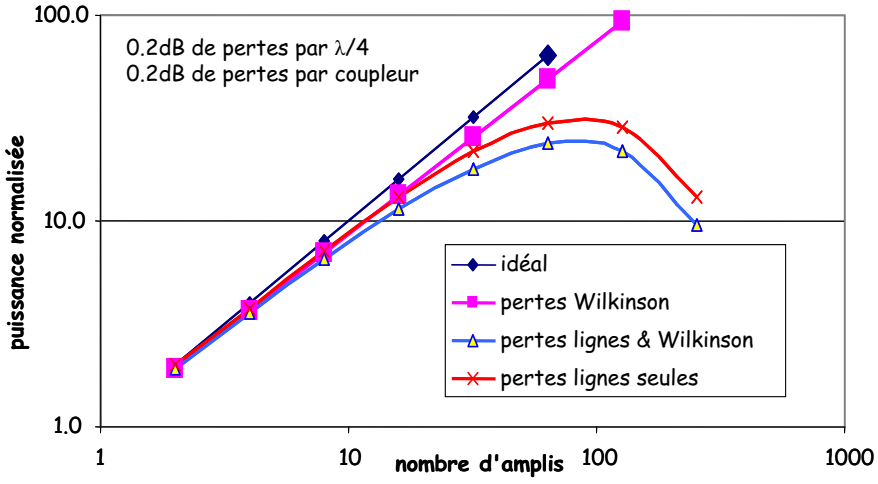


Fig. III.3 : Puissance de sortie normalisée en fonction du nombre d'amplificateurs pour un combineur planaire à base de Wilkinson (combineur en arbre)

Les limitations de la technologie planaire sur substrat, liées aux pertes intrinsèques du combineur, sont donc très pénalisantes lorsque le nombre d'amplificateurs à combiner est important ou que la fréquence est élevée. Il est donc nécessaire d'étudier et développer de nouvelles technologies non planaires, qualifiées de « 3D », plus efficaces en terme de rendement de combinaison. Il s'agit plus particulièrement ici des topologies Grille (*Tile* / quasi-optique), à plateaux (*Tray*) et radiale.

III.2. Les Technologies 3D étudiées

L'intérêt majeur des technologies 3D est que la division et la combinaison des signaux se font en une seule étape indépendamment du nombre de voies.

III.2.1. Topologie *Tile* ou quasi-optique

a) Etat de l'art

Différentes approches ont été étudiées et développées dans la littérature [3], [4]. Dans son principe, la topologie *Tile* consiste à placer des amplificateurs sur un support – ou grille - perpendiculaire au sens de propagation de l'onde à l'intérieur d'une structure de propagation fermée ou en espace libre (voir figure III.4). La grille est formée d'une multitude d'amplificateurs élémentaires ainsi que d'éléments de couplage ou antennes (voir figure III.5), le plus souvent de type dipôle, fente rayonnante ou patch.

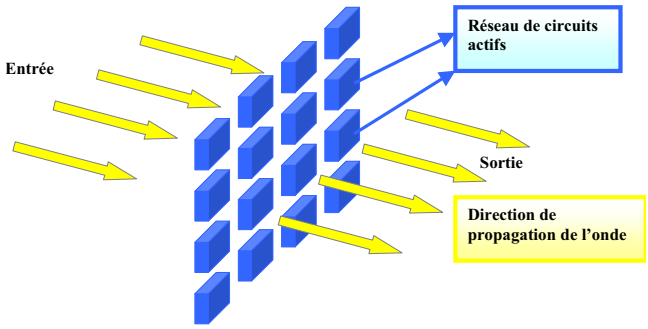


Fig. III.4 : Topologie Tile / technologie quasi-optique [3]

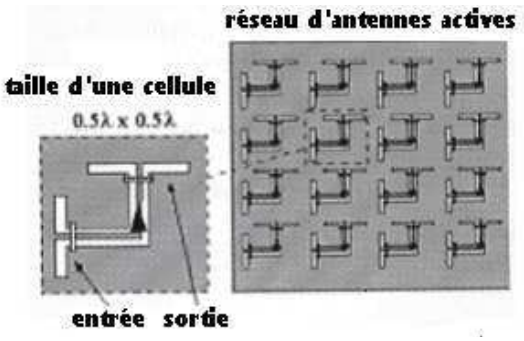


Fig. III.5 : Réseau d'antennes actives et détails d'une cellule élémentaire [3]

La grille d'amplification peut être placée à l'intérieur d'un guide surdimensionné ou non (figure III.6). Afin de rendre uniforme l'illumination de la grille active, des inserts diélectriques peuvent être placés sur les parois latérales du guide [4]. La recombinaison peut également s'effectuer en espace libre. Cette dernière solution nécessite la présence de lentilles afin de focaliser le signal et d'illuminer les éléments de couplage en phase (voir figure III.7). On parle alors de technologie "quasi-optique" [3]. Le terme quasi-optique fait référence la propagation d'un faisceau gaussien de faible dimension transverse (quelques λ) et dont la modélisation mathématique associée est la même que celle utilisée aux longueurs d'onde optiques (cf. étude des lasers).

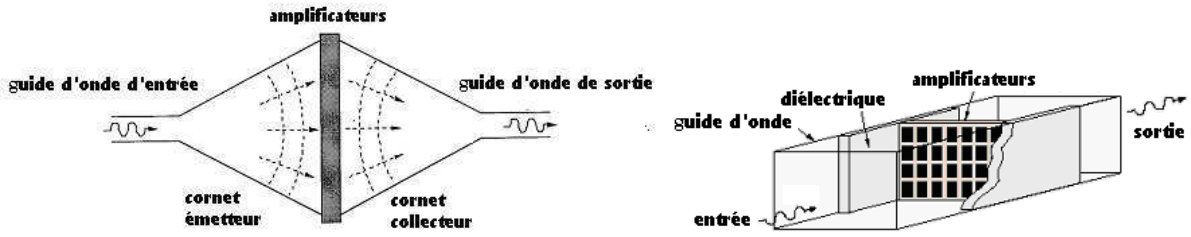


Fig. III.6 : Utilisation d'une grille active à l'intérieur d'une structure de propagation évasée ou d'un guide d'onde normalisé avec parois diélectriques [4]

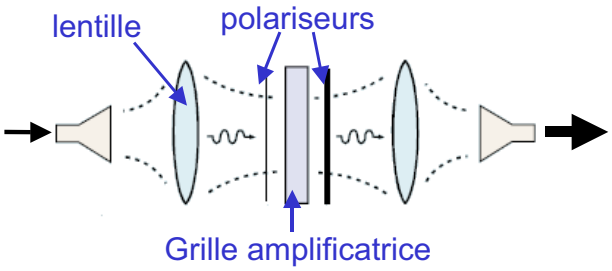


Fig. III.7 : Utilisation d'une grille active avec des lentilles micro-ondes (technologie quasi-optique) [3]

Les lentilles diélectriques utilisées ici ont pour objectif premier de focaliser le signal, et ainsi de réaliser une illumination uniforme de la grille amplificatrice, elles rajoutent cependant des pertes à la structure. L'utilisation de polariseurs dans ces structures est indispensable car ils permettent de dissocier l'onde entrante de l'onde amplifiée. L'amplificateur est conçu pour amplifier une onde polarisée verticalement et la ré-émettre en polarisation horizontale (voir détail de la figure III.5 ci-dessus).

Une autre solution consiste à utiliser une grille d'amplificateurs « en réflexion » [5] (voir figure III.8) c'est-à-dire que l'onde captée par la grille est amplifiée et directement renvoyée dans la direction d'où elle venait ; la grille étant conçue comme précédemment, l'utilisation d'un circulateur permet de dissocier l'onde entrante de l'onde sortante. On peut, dans ce cas, placer une plaque de métal sur la face non utilisée de la grille pour permettre une meilleure évacuation thermique.

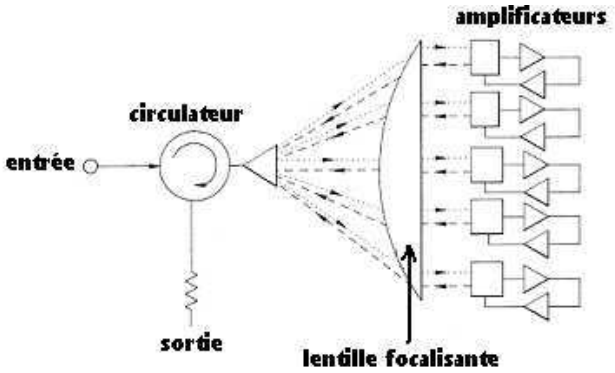


Fig. III.8 : Grille d'amplification utilisée « en réflexion » [5]

Pour la topologie « tile », les résultats publiés montrent que des niveaux de puissance de l'ordre de 30 W (voire 45 W) sont réalisables dans les bandes Ka et V. L'efficacité de combinaison reste cependant assez faible (de l'ordre de 50 à 60%). Les niveaux de puissance les plus élevés sont obtenus avec des grilles contenant un nombre d'éléments supérieurs à 50. Les grilles actives les plus complexes comportent un double niveau d'éléments actifs (amplificateurs MMIC) comme le montre la figure III.9 [6]. Un autre exemple de grille active monolithique utilisant des transistors montés en paire différentielle est donné sur la figure III.10 [7]. Cette grille comporte 512 transistors PHEMT et sa surface est de l'ordre de 1 cm². Par ailleurs, la bande passante de ces dispositifs est limitée à quelques pourcents du fait des éléments de couplage avec l'espace libre. La société Wavestream [8] commercialise par exemple un amplificateur à 30.5 GHz fournissant une puissance de 12 W.

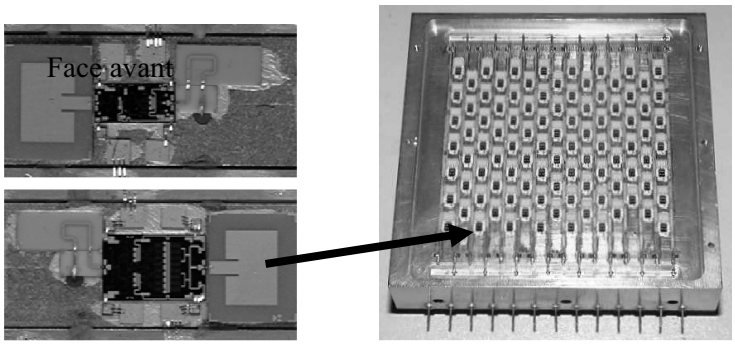


Fig. III.9 : Grille active double niveau [7]

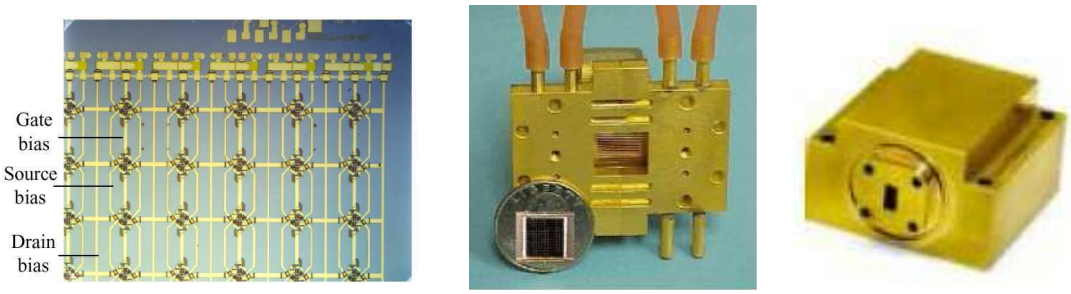


Fig. III.10 : Détail d'une grille active monolithique et de son montage final comportant au total 512 transistors [8] et produit Wavestream

Globalement, la maîtrise de la technologie 'tile' est relativement difficile qu'il s'agisse d'une grille hybride nécessitant le montage de nombreux circuits actifs ou d'une grille monolithique sur une surface d'AsGa importante. L'utilisation de lentilles, de polariseurs, de cornets rend également la conception délicate.

b) Résultats

Initialement, nous nous sommes intéressés aux technologies 3D en topologie *Tile* / quasi-optique qui semblaient très prometteuses en ondes millimétriques en particulier en terme de faibles pertes. Il était alors envisagé d'utiliser des structures multi-composants intégrés sur des substrats semi-conducteurs et couplés au milieu extérieur par l'intermédiaire d'éléments rayonnants générant un faisceau gaussien. L'appellation "composant quasi optique" s'applique dans ce cas, non plus au composant élémentaire (diode ou transistor), mais à l'ensemble de la fonction réalisée : amplificateur, multiplicateur... (voir figure III.11). La répartition des composants actifs sur une surface permet alors d'envisager une solution au problème de la création de niveaux de puissance assez élevés en ondes millimétriques, puisque la puissance traitée par composant élémentaire est faible et que la puissance totale est idéalement la somme des puissances générées par les composants élémentaires constituant la grille. Par ailleurs, la mise en parallèle de composants permet d'obtenir une plus grande fiabilité, et donc d'envisager une plus grande durée de vie. L'accès au composant se fait en espace libre et les pertes sont donc de ce fait minimisées car il n'y a pas de connecteurs. Il reste cependant la maîtrise de la génération du faisceau gaussien.

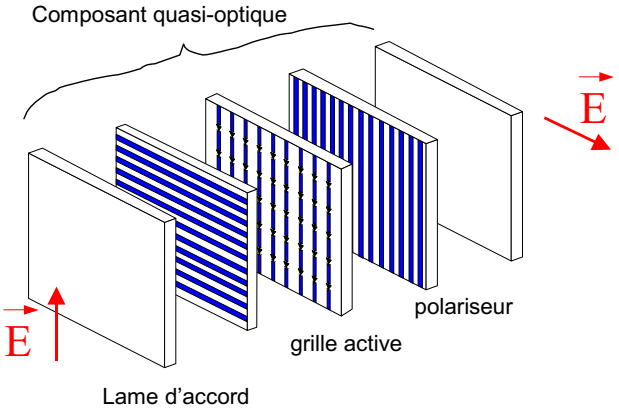


Fig. III.11 : composant quasi-optique placé

Une telle ambition nécessite une démarche de conception des fonctions quasi-optiques (source, amplificateur, multiplieur de fréquence,…) ainsi que la mise en œuvre de méthodes de caractérisation expérimentale de ces composants. L'idée était de pouvoir disposer de modèles analytiques simples ou sous formes de boîtes noires (paramètres S) – comme pour des circuits planaires – utilisables dans un logiciel de CAO classique de type 'circuits'.

Les travaux de recherche entrepris en 1995 ont concerné le développement d'un banc de caractérisation quasi-optique en bande Ka (26.5-40 GHz) **[Th1]**. Le travail a été axé plus particulièrement sur la conception d'antennes dont les caractéristiques de rayonnement ont été optimisées pour générer un faisceau gaussien – via un cornet circulaire rainuré (voir figure III.12) – et focalisé ou rendu paraxial à l'aide d'une lentille (**[CI1], [CI4], [CN3], [CN4]**). Les caractéristiques de l'onde dans le waist (dans la « tâche » de focalisation) sont celles d'une onde localement plane, ce qui permet la caractérisation sous des conditions bien précises de dispositifs quasi-optiques placés à cet endroit, perpendiculairement à la propagation de l'onde. Le banc mis en œuvre à partir de l'analyseur de réseaux vectoriel utilise deux antennes identiques placées sur le même axe (voir figures III.13 et III.14). L'étalonnage du banc de mesure est alors possible à l'aide des techniques classiques utilisées pour les technologies planaires, en particulier la TRL. Le banc développé (ainsi que l'écriture des routines pour l'étalonnage) a permis de caractériser en paramètres S (normalisés à l'impédance d'onde $Z_0 = 120\pi\ \Omega$) de dispositifs simples comme une lame diélectrique.

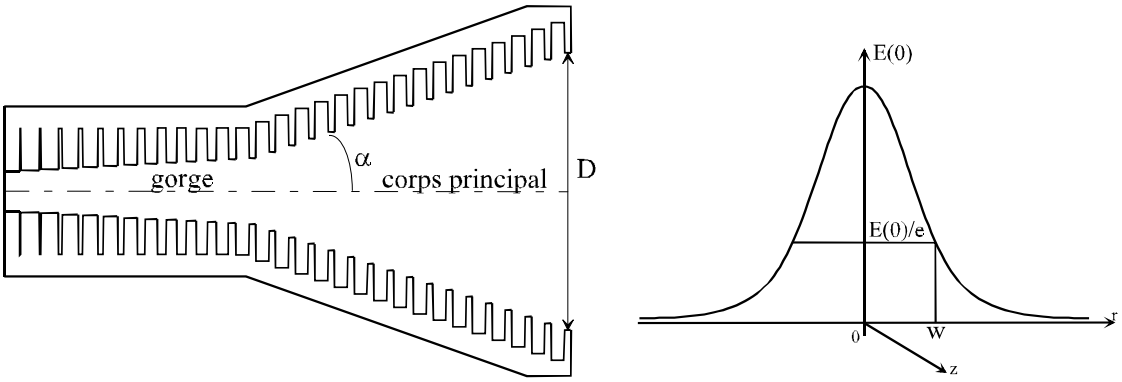


Fig. III.12 : cornet rainuré (coupe) pour la génération d'un faisceau gaussien

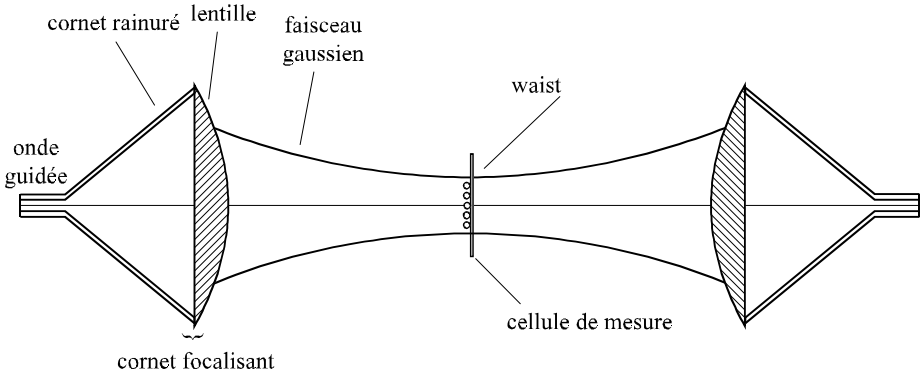


Fig. III.13 : banc de mesure quasi-optique composé de deux cornets rainurés équipés de lentilles focalisantes. Le dispositif quasi-optique est placé au niveau du waist, où l'onde est localement plane et de répartition transversale gaussienne

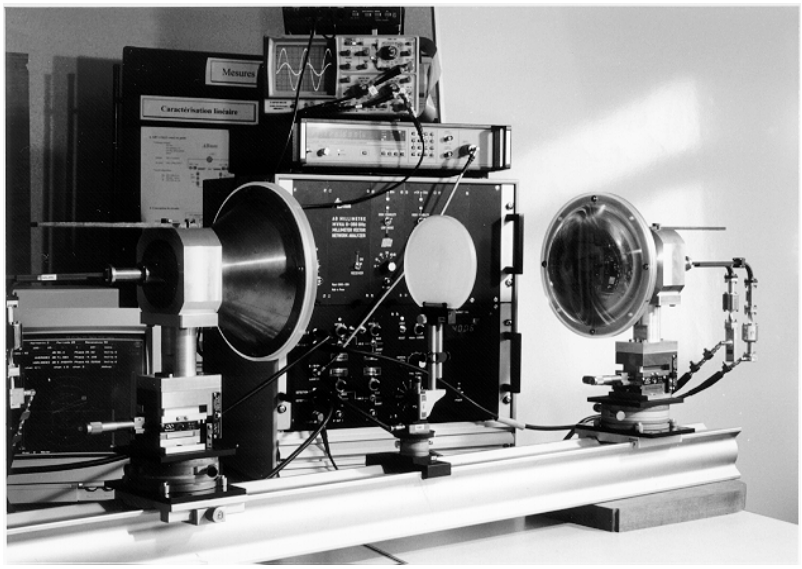


Fig. III.14 : photographie du banc de caractérisation quasi-optique en bande Ka

Parallèlement à ces travaux, une seconde thèse sur la multiplication de fréquence en ondes millimétriques en technologie quasi-optique a débuté **[Th2]**. Un doubleur 30/60 GHz a été conçu en technologie hybride planaire (diode schottky beam-lead) et testé avec succès ainsi qu'une grille active composée de 9 diodes Schottky (voir figure III.15) qui a permis de réaliser un doubleur quasi-optique 38/76 GHz (**[CI5], [CN2], [CN5]**).

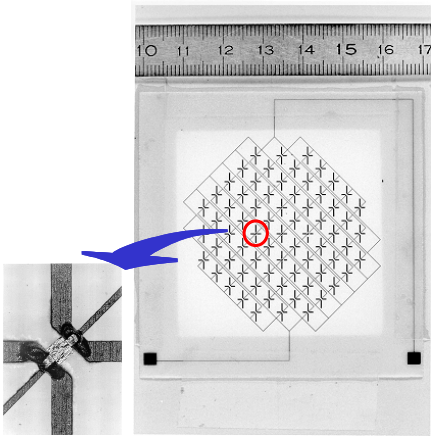


Fig. III.15 : Grille active composée de 9 diodes beam-lead et détail de la connexion d'une diode aux dipôles 30/60 GHz

Les travaux de cette thèse ont également contribué à mettre en place une bibliothèque d'éléments ou fonctions quasi-optiques passives pouvant être utilisés dans un logiciel de CAO de type 'circuit' comme ADS[1] (MDS[2] en 1999) : il s'agit d'un modèle de ligne de transmission (pour la lame diélectrique), de formules analytiques de la littérature donnant les paramètres S (cas du polariseur) ou de boîtes noires décrites également par les paramètres S obtenus au préalable par une simulation électromagnétique via HFSS[3] par exemple (cas du polariseur, de la surface sélective en fréquence,…). L'hypothèse de validité de ces modèles est que ces dispositifs sont excités par une onde plane, hypothèse vérifiée en pratique (au niveau du *waist*) sur le banc de caractérisation que nous avons développé en bande W (75-110 GHz) similaire à celui de la bande Ka. L'étalonnage de ce banc est également réalisé par la méthode TRL en « espace libre ». Un exemple de comparaison mesure/simulation (ADS) est donné à la figure III.16. Il s'agit de la mise en cascade d'une lame diélectrique et d'un polariseur séparés par 30 mm d'air (la mesure a été effectuée avec le banc décrit ci-après et représenté à la figure III.17). Ce banc a en outre permis de valider des résultats de simulation d'une surface sélective en fréquence en bande W par la méthode TLM **[R1]**. Cette méthode est développée au laboratoire par M. Ney et S. Le Maguer.

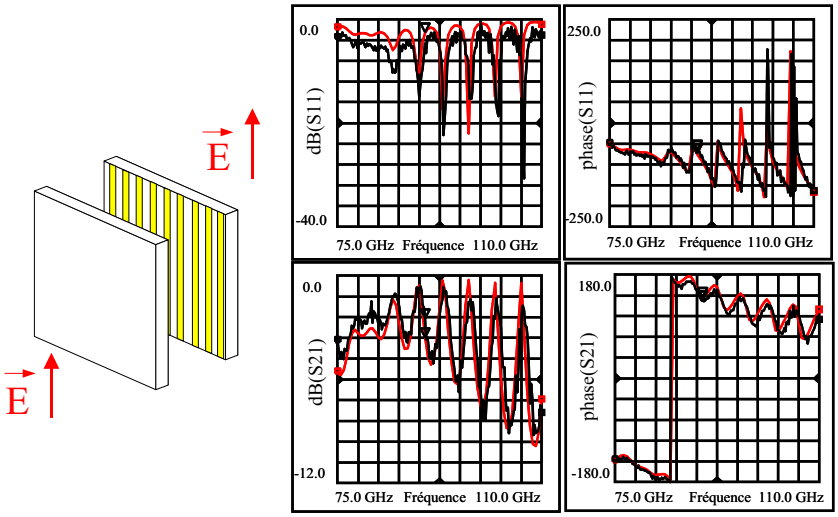


Fig. III.16 : Comparaison mesure /simulation de la mise en cascade d'une lame diélectrique (alumine 635 µm) et d'un polariseur (Duroïd 1.58 mm) (modèle analytique [27]) séparés par 30 mm d'air

[1] Advanced Design System de la société Agilent Technologies
[2] Microwave Design System de la société Hewlett-Packard devenu ADS de Agilent Technologies
[3] High Frequency Structural Simulator de la société Ansoft

Comme nous l'avons précisé précédemment, deux bancs quasi-optiques sont opérationnels : en bande Ka (26-40 GHz, diamètre du faisceau ϕ=20cm), et en bande W (75-110 GHz, diamètre ϕ=10cm) – voir figure III.17. Une application simple et immédiate de ces bancs est la caractérisation de matériaux diélectriques plans par la mesure des 4 paramètres S en « espace libre » avec extraction directe à partir des mesures de la permittivité complexe ε_r' et tg δ (voir figure III.18). Notre méthode ne nécessite pas de filtrage temporel des données mesurées contrairement à de nombreuses techniques publiées sur le sujet **[R2]**. La caractérisation de diélectriques isotropes est régulièrement utilisée au laboratoire pour des besoins propres, mais aussi sous forme contractuelle (voir paragraphe VI.5) principalement dans les bandes 28-33, 37-42 et 75-110 GHz. Il faut noter que cette méthode donne d'excellents résultats en particulier avec des matériaux présentant des pertes suffisantes (tg $\delta > 10^{-3}$) ou avec des lames de forte épaisseur si les pertes sont très faibles (**[CI2]**, **[CI7]**,**[CN7]**,**[CN10]**). Un point fort du banc est que la caractérisation peut être facilement automatisée.

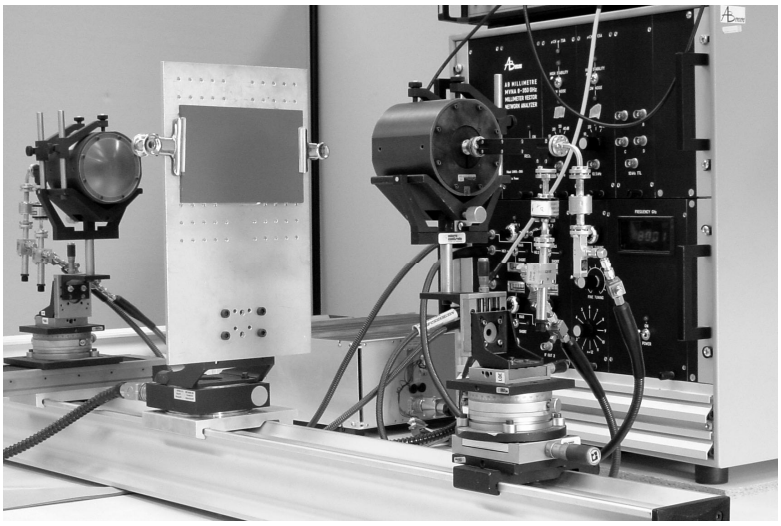


Fig. III.17 : Banc de caractérisation quasi-optique en bande W. Un échantillon (matériau PVC) est mesuré pour l'extraction de sa permittivité diélectrique.

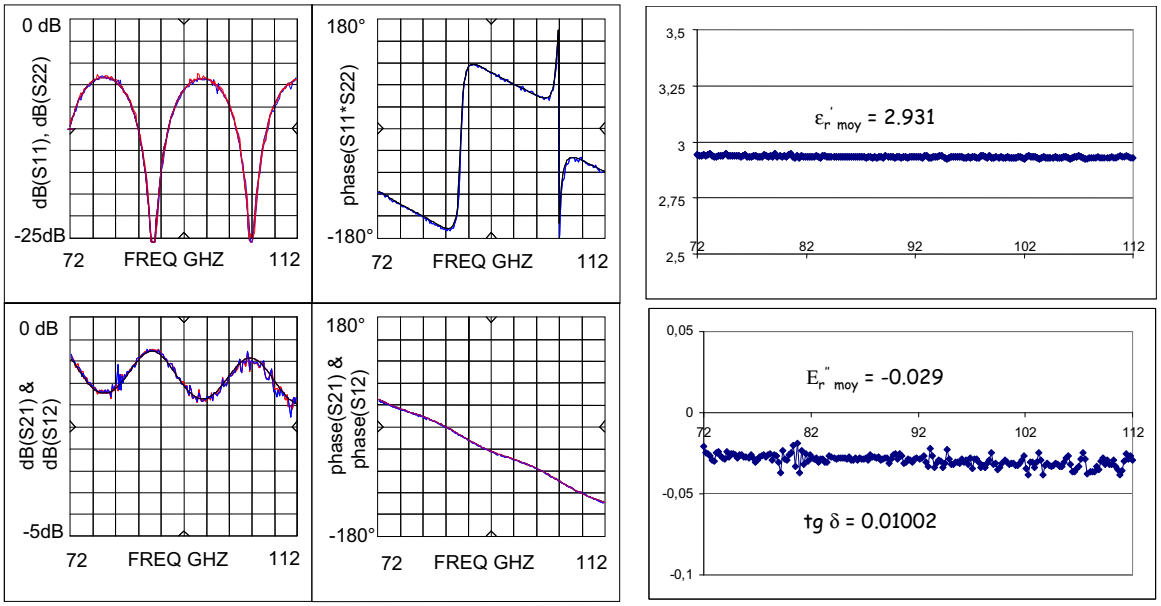


Fig. III.18 : Exemple de résultat de caractérisation d'un matériau diélectrique (PVC) avec comparaison mesure (bleu et rouge) / simulation (noir) des paramètres S – Extraction de la permittivité ε_r' et ε_r'' (tg δ)

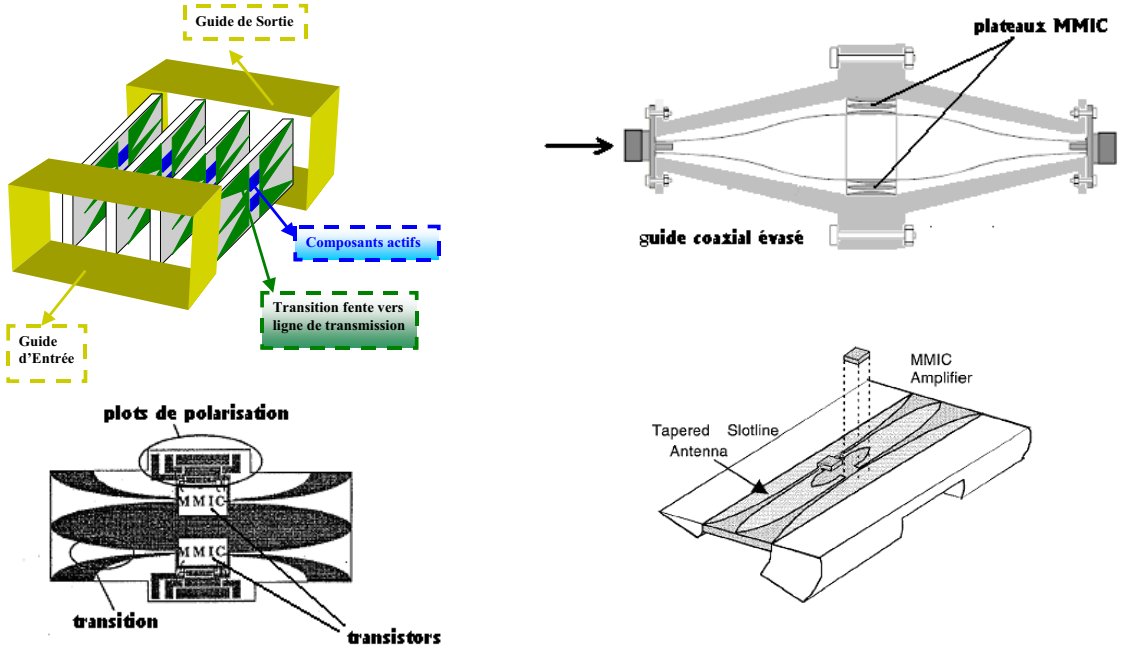
III.2.2. Topologie *Tray*

La mise en œuvre de la topologie *Tile* reste cependant délicate que ce soit au niveau du montage des composants actifs sur la grille ou au niveau de l'excitation de la grille (génération du faisceau gaussien dont les dimensions restent assez importantes en ondes millimétriques). Nous nous sommes tournés vers des technologies plus classiques pour la partie active dans le cas d'un amplificateur de puissance : les topologies *Tray* et radiale.

a) Etat de l'art

Topologie Tray

La technologie 3D en topologie *Tray* consiste à placer en parallèle des plateaux actifs (incorporant les amplificateurs MMIC et leurs circuits d'alimentation) soit dans un guide mono-mode rectangulaire, cylindrique ou encore coaxial évasé, soit dans un guide (rectangulaire) surdimensionné afin d'augmenter le nombre de plateaux en parallèle pour atteindre des puissances plus importantes (voir figure III.19) [9], [10].



a) topologie Tray en guide rectangulaire monomode et détail d'un plateau [9]

b) topologie Tray en guide coaxial évasé et détail d'un plateau [10]

Fig. III.19 : Les topologies *Tray* en guide rectangulaire pour la combinaison de puissance

L'élément important dans ces structures est le plateau qui va accueillir l'amplificateur et qui permet donc de réaliser la transition entre le mode guidé rectangulaire ou coaxial à un mode planaire. La transition est très souvent réalisée au moyen d'une fente (fin-line) élargie (de type antenne 'Vivaldi' dont le profil doit être optimisé) vers une ligne fente, coplanaire ou mircroruban [11], [12], [13]. On trouve également des transitions réalisées au moyen de 'ridge' métallique [14] vers microruban (multi-sections ou profil continu) ou encore à base d'antennes quasi-Yagi [15].

L'éventail de puissance est relativement grand, allant de 100 mW à plus de 100 W pour les structures les plus puissantes et avec des rendements de combinaison compris entre 50 et 89 %. La plupart des dispositifs ont une bande passante supérieure à 20% et fonctionnent en bande X (8 à 12 GHz), Ku (12 à 18 GHz) ou en ondes millimétriques (56 à 100 GHz). Le tableau I donne quelques exemples de démonstrateurs en guide rectangulaire.

Une puissance de 50 W à 9 GHz (avec 14 GHz de bande) a été obtenue sur un démonstrateur en guide coaxial évasé comprenant 32 voies de 2 MMIC [16]. Le rendement de combinaison est de 75 % (soit 1.24 dB de pertes).

Référence /année	Nombre de voies/ Composition	Puissance (CW)	Fréquence d'utilisation	Largeur de bande/ en %	Rendement de combinaison/ Pertes associées	démonstrateur
[17] 1999	8 voies. 8*8W MMIC tga9083eeu	40 W	9.5 GHz	3 GHz 31.5%	73 % 1.36 dB	
[18] 1999	24 voies. 24*6W MMIC tga9083eeu	120 W	9.5 GHz	3 GHz 31.5%	80 % 0.96 dB	
[19] 2000	4 voies. 4*1W (MMIC)	3.3 W	24 GHz	1.5 GHz 6.25%	82.5 % 0.83 dB	
[20] 2002	272 voies. 17*16 (MMIC)	35 W	61 GHz	4 GHz 6.5%	50 % 3 dB	

Tableau I : Exemples de structures en topologie Tray en guide rectangulaire

Topologie radiale

Le principe de la topologie radiale consiste à répartir la puissance à partir d'un accès central vers un certain nombre de voies réparties radialement (figure III.20). Les puissances issues des amplificateurs placés aux extrémités de ces voies sont combinées par un dispositif dual, appelé combineur, vers l'accès central de sortie. Un avantage important ici est celui de la symétrie entre les voies du fait de la configuration même de la structure radiale.

Les accès d'entrée et de sortie de l'amplificateur radial de puissance sont généralement assurés par un guide coaxial ou un guide rectangulaire. Les voies du diviseur/combineur sont soit en technologie planaire sur substrat, soit en guide d'onde ou encore de type cavité non résonnante. De nombreux travaux et brevets ont été publiés sur le sujet (voir exemples des figures III.21 et III.22).

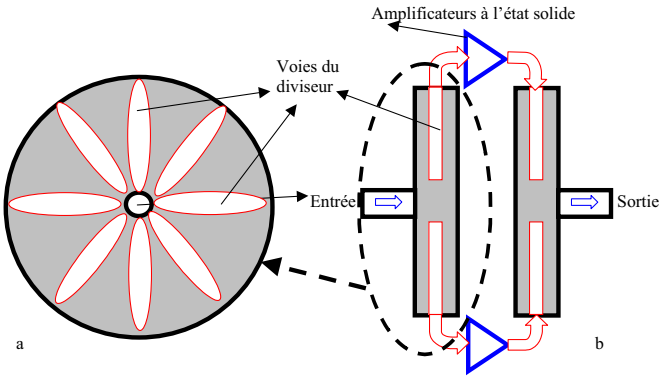
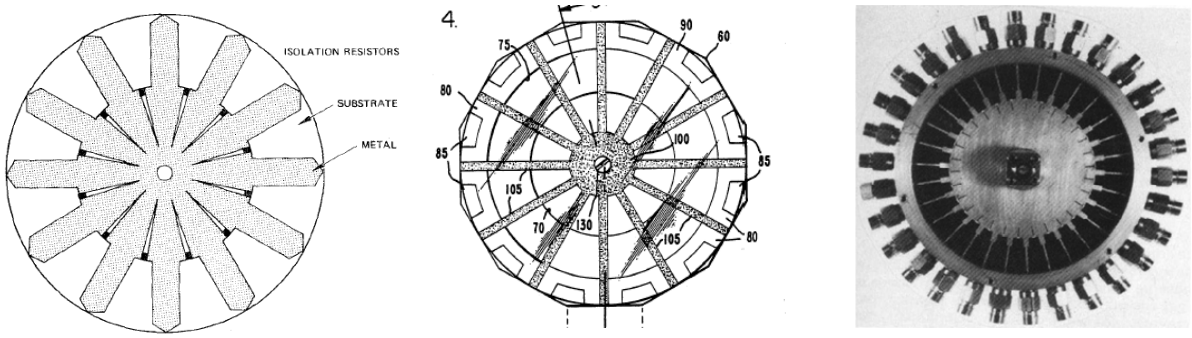


fig. III.20 : Toplogie radiale

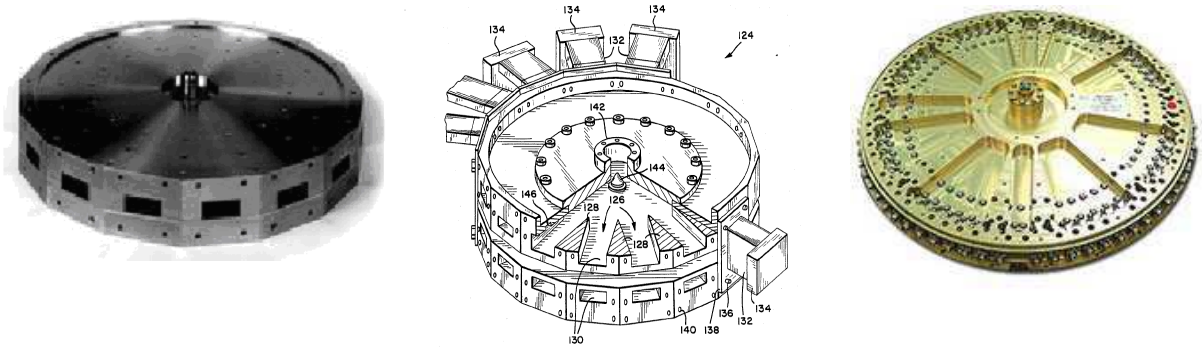
Les fréquences de fonctionnement couvrent les bandes centimétriques et millimétriques avec des niveaux de puissance allant que quelques centaines de milliwatts à un centaine de watts. Les efficacités (ou rendements) de combinaison reportées dans la littérature sont de l'ordre de 90% en bande K (20 GHz) pour des combineurs radiaux à cavités (pas de pertes de substrat), ce qui correspond à des pertes d'insertion de 0.45 dB. Le rendement de combinaison des voies amplifiées est en général

plus faible du fait des dispersions en amplitude et surtout en phase des signaux issus des différentes voies amplificatrices (MMIC non parfaitement identiques).



[21] [25] [22]

Fig. III.21 : Exemples de combineurs/diviseurs radiaux à ligne ou à disque sur substrat



[23] [26] [24]

Fig. III.22 : Exemples de combineurs/diviseurs radiaux de type cavité non résonnante à accès périphériques en guide ou en coaxial

Les critères de choix de la structure de division/combinaison à prendre en compte sont :

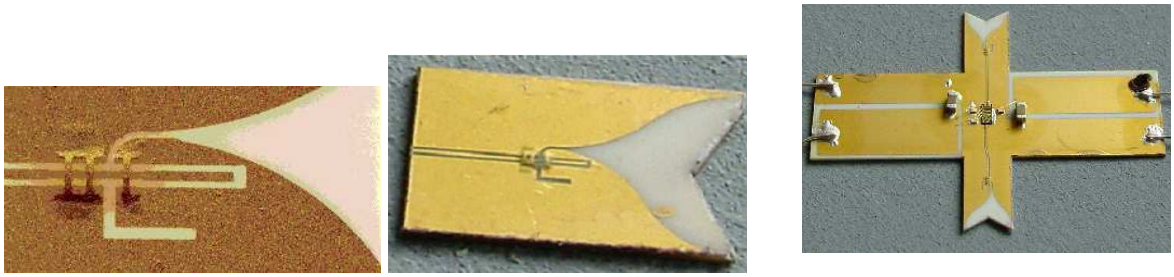
- le nombre maximal de voies combinées
- l'encombrement (volume et poids)
- les propriétés thermiques
- la complexité de réalisation
- l'impact du taux de panne
- les possibilités de réglage en phase

b) Les résultats de recherche

Les premiers travaux ont été menés sur la topologie *Tray* en bande Ka **[Th3]** après quelques validations préliminaires sur des transitions en bande X (8-12 GHz). L'objectif était de valider le concept d'addition de puissance en ondes millimétriques à partir de plateaux amplificateurs placés dans un guide rectangulaire normalisé (WR28). La première étape a consisté à développer une transition large bande pour faire passer le signal du guide d'onde rectangulaire vers le plateau où est reporté l'amplificateur MMIC dans un environnement planaire (substrat d'alumine et lignes coplanaires), et réciproquement. Par rapport aux transitions de la littérature, nous avons proposé une transition de type Vivaldi-fente-coplanaire sur alumine couvrant toute la bande Ka avec intégration en technologie multicouches des ponts nécessaires à la suppression du mode fente parasite de la ligne coplanaire et découpe du substrat pour réduire le coefficient de réflexion de la transition (voir figure

III.23). Les pertes mesurées de cette transition sont de l'ordre de 1.5 dB et une adaptation inférieure à –14 dB sur la bande 29-40 GHz.

Des simulations électromagnétiques (HFSS) des différentes structures passives de division et combinaison en guide mono-mode associées à des simulations "circuit" de l'amplificateur spatial complet (structures passives + composants actifs) ont permis de valider le concept d'addition.



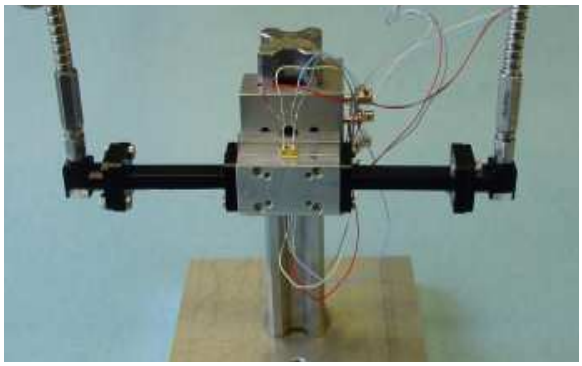
a) détails de la transition Vivaldi-fente/colpalnaire avec ponts intégrés sur Alumine en bande Ka

b) détail d'un plateau actif avec l'amplificateur MMIC et les capacités de découplage

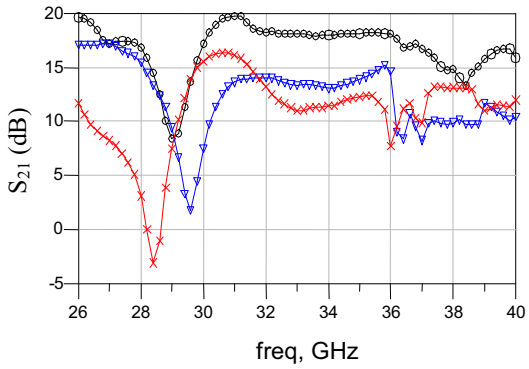
Fig. III.23 : Transition guide rectangulaire/coplanaire et plateau actif (avec MMIC)

Un amplificateur spatial en bande Ka composé de 2 plateaux comportant chacun un amplificateur intégré MMIC a alors été réalisé et testé (amplificateur 2x1). La figure III.24-b donne les courbes de gain lorsque les deux MMIC sont alimentés puis pour les deux configurations où un seul des deux est alimenté. On observe une bande passante réduite par rapport à la bande Ka (26-40 GHz) visée initialement, ainsi qu'une dissymétrie entre les plateaux. L'analyse plus approfondie a permis de mettre en évidence un problème lié aux longueurs des fils de connexion des MMIC (bondings). Le gain de l'amplificateur à 2 plateaux est de l'ordre de 18 dB dans la bande 30-36 GHz, cohérent avec le gain d'un MMIC seul (19 à 20 dB mesurés). La mesure de la caractéristique en puissance *Ps*(*Pe*) donne une puissance à 1 dB de compression $P_{s\text{-}1dB}$ = 21.5 dBm pour un gain $G_{\text{-}1dB}$ = 18 dB. La puissance d'un MMIC seul est de l'ordre de 18 à 19 dBm. L'addition de puissance des deux MMIC dans l'amplificateur 2x1 donne donc une puissance qui est environ le double (+ 3 dB). Il est cependant difficile de chiffrer avec précision le rendement de combinaison car on ne connaît pas précisément la puissance de chaque amplificateur ainsi que les pertes de combinaison. Un rendement entre 70 et 80% a été estimé.

En conclusion, les performances mesurées démontrent la faisabilité et l'intérêt de ce type de structure en ondes millimétriques (**[CI8]**, **[CI9]**, **[CN11]**, **[CN12]**).



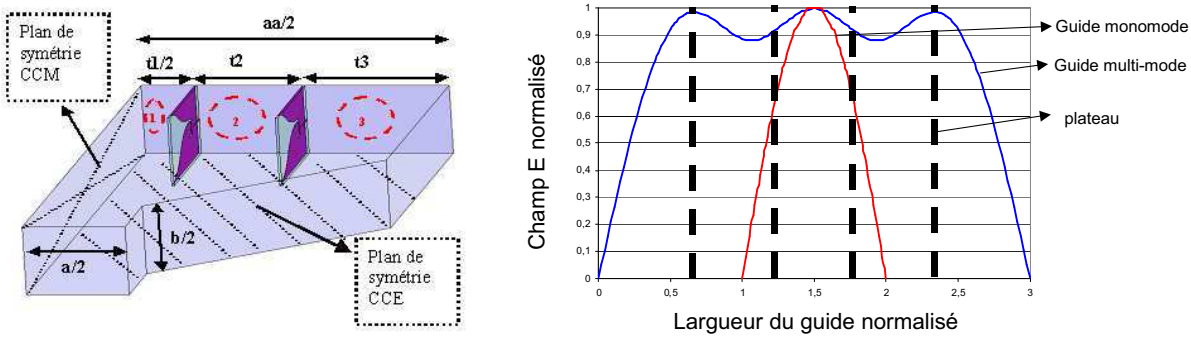
(a) montage de l'amplificateur à 2 plateaux identiques avec un MMIC par plateau (2x1)



(b) gain lorsque les 2 MMIC sont alimentés (noir) – un ON et 1 OFF (bleu et rouge)

Fig. III.24 : Montage expérimental de l'amplificateur en topologie Tray à 2 plateaux et caractérisation en gain

Ce travail a permis également d'étudier en simulation des structures en guide surdimensionné en bande Ka, donc multi-modes, afin d'augmenter le nombre de plateaux combinés puisque le guide normalisé en bande Ka ne peut guère accepter plus de deux plateaux où sont reportés deux amplificateurs, soit au total une combinaison de quatre amplificateurs (voir figure III.25). Un nouveau diviseur/combineur en guide multi-modes a été proposé afin de limiter la dégradation des performances de l'amplificateur spatial pour un grand nombre de plateaux. Il permet de limiter le problème de l'excitation non équi-phase des plateaux inhérents à l'utilisation d'une transition entre le guide d'entrée (et de sortie) mono-mode et le guide multi-modes où sont placés les plateaux. Un brevet a été déposé sur cette technique (**[B1]**).



(a) simulation sous HFSS d'une structure à 4 plateaux en tenant compte des symétries

(b) champ E dans un guide normalisé et un guide surdimensionné par rapport au nombre de plateaux

Fig. III.25 : Augmentation du nombre de plateaux par l'utilisation d'un guide surdimensionné

Combinaison radiale de puissance : étude d'un diviseur/combineur 16 voies

Dans le prolongement de ces premiers travaux, un contrat d'étude concernant la combinaison de puissance pour une application spatiale en bande K a été mené avec Thalès Alenia Space à Toulouse (TAS) et en collaboration avec le CNES **[Th4]**. La structure de combinaison étudiée est une topologie 8 voies radiales permettant de recevoir chacune deux amplificateurs MMIC, soit au total une combinaison de 16 amplificateurs. La structure radiale est basée sur une cavité non résonnante excitée par un accès central coaxial et à la périphérie sont placés 8 accès en guide rectangulaire. Le diviseur et le combineur réalisés à partie de cette structure sont placés l'un sur l'autre et les accès périphériques de sortie du diviseur et d'entrée du combineur sont connectés par des plateaux (deux par accès en guide) où sont reportés les amplificateurs MMIC et leurs éléments de polarisation (voir figure III.26).

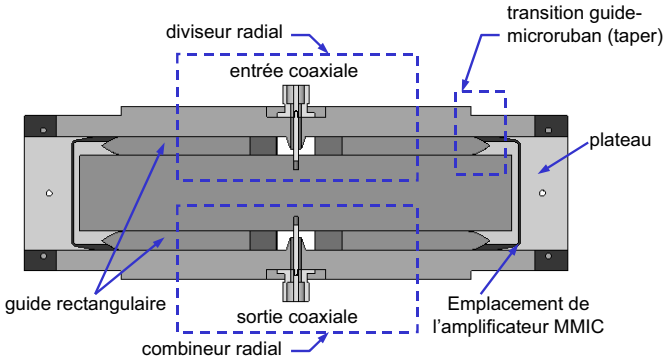
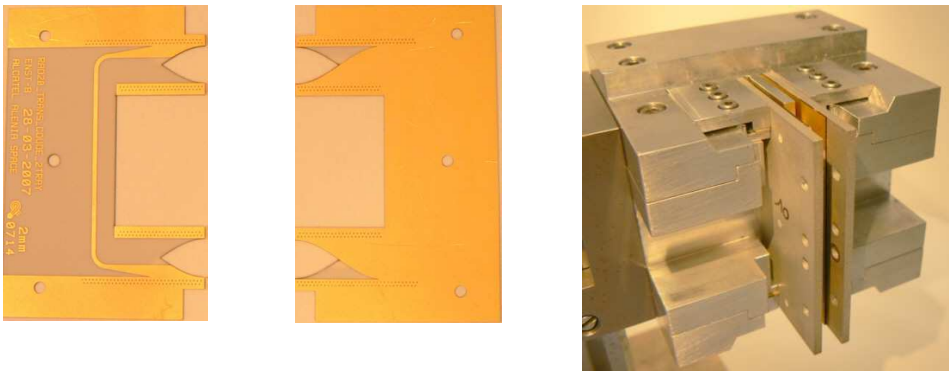


Fig. III.26 : Vue en coupe du diviseur/combineur 16 voies

Chaque plateau comporte la transition du guide rectangulaire-microruban, une ligne microruban, le MMIC et la transition duale microruban-rectangulaire. Le profil de la transition guide/microruban est en cosinus. La figure III.27 montre les deux côtés d'un plateau comportant deux transitions reliées par une ligne microruban. Pour un plateau actif, l'amplificateur MMIC sera placé au plus près de la transition qui est insérée dans la partie combineur (voir figure III.26 ci-dessus). Deux

cellules de mesure spécifiques accueillant, l'une, un seul plateau et, la seconde, deux plateaux ont été réalisées pour caractériser les pertes des transitions et estimer le rendement de combinaison.



a) vues des deux faces d'un plateau comportant deux transitions connectées par une ligne microruban

b) Cellule de test pour deux plateaux (deux transitions dans un guide rectangulaire)

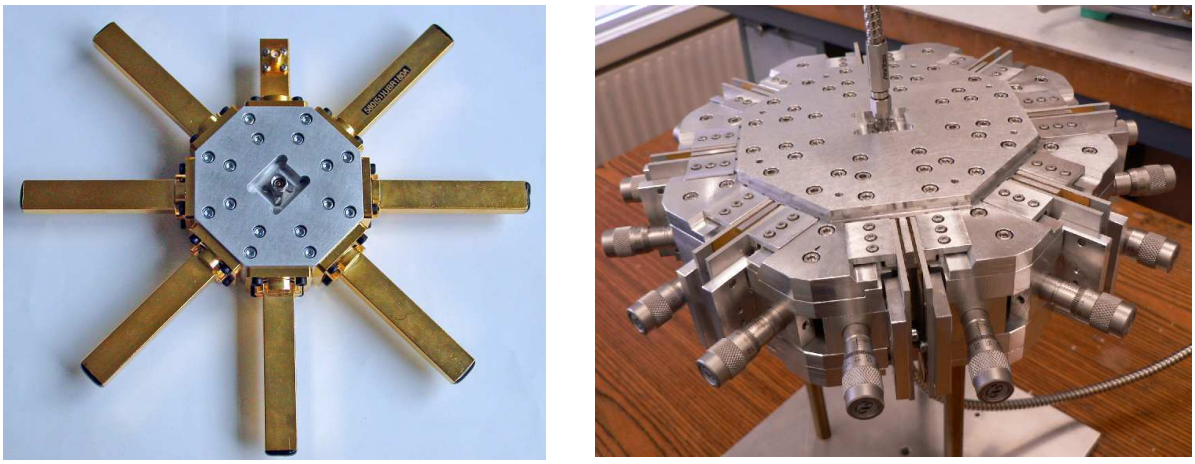
Fig. III.27 : détail d'un plateau et vue d'ensemble de la cellule de test pour deux plateaux

Le travail effectué sur cette structure a consisté à optimiser – via le logiciel HFSS – toutes les parties passives :

- une transition originale guide coaxial vers la cavité radiale
- une transition guide rectangulaire vers la ligne microruban (profil en en cosinus)
- la mise en place de deux transitions guide-microruban dans un guide par l'intermédiaire de rainures pour un montage et un démontage facile des plateaux.

Un démonstrateur de la structure radiale à 8 guides rectangulaires périphériques a été réalisé et testé (figure III.28-a). Les pertes mesurées sont de l'ordre de 0.2 dB entre 15.5 et 20 GHz pour une adaptation inférieure à -20 dB. La dispersion d'amplitude entre les 8 accès est inférieure à 0.1 dB et la dispersion de phase inférieure à 2°.

La mesure de la structure complète composée du diviseur radial, de 2 transitions guide-microruban par accès périphérique et du combineur radial (voir figure III.28-b) donne des pertes totales de l'ordre de 2 dB de pertes entre 17.2 et 19.6 GHz pour une adaptation inférieure à -15 dB.



a) combineur/diviseur radial à accès central coaxial et 8 accès périphériques en guide (des charges adaptées sont connectées aux accès)

b) structure complète à 16 voies (diviseur radial + combineur + transitions guide-ligne microruban)

Fig. III.28 : Réalisation mécanique du diviseur/combineur radial à 8 accès périphériques et de la structure complète à 16 voies en bande K

A partir de nombreuses mesures effectuées sur le dispositif complet et sur les transitions elles-mêmes, le rendement de combinaison est estimé à 89% environ à 19 GHz, soit 0.45 dB de pertes, en plaçant les circuits MMIC de puissance au plus près de la transition microruban-guide rectangulaire (voir figure III.26 ci-dessus).

Ces différentes parties ont fait l'objet d'un brevet **[B2]** et les très bons résultats obtenus pour les pertes de combinaison et le rendement (88% à 19 GHz) publiés dans des conférences (**[CI10]**, **[CI11]**). La partie active est en cours d'étude à TAS.

Enfin, une nouvelle collaboration avec TAS et le CNES a démarré en septembre 2008 sur l'étude d'un amplificateur de puissance à combinaison spatiale en bande X-Ku à partir d'une solution à plateaux (*Tile*) mais sans placer les plateaux en parallèle dans un guide d'onde rectangulaire car cette technique est protégée par un brevet américain (US 5736908, 1998). Enfin, une autre collaboration pour l'étude d'une structure passive radiale en bande Ka (autour de 36 GHz) reprenant les principes de l'étude en bande K a également été lancée.

III.3. Conclusion et perspectives

Les techniques de combinaison permettent d'envisager la flexibilité (modulation de la puissance émise en fonction du besoin dans le cas d'une couverture satellite par exemple) et assurent en même temps la redondance. Compte tenu du nombre d'amplificateurs élémentaires combinés, il est très important de connaître le comportement de la structure entière lorsqu'un ou plusieurs éléments sont éteints ou en panne. L'isolation entre les voies du combineur et du diviseur est alors essentielle afin de maîtriser la diminution de la puissance lors d'une panne par exemple. Un autre paramètre important est l'impédance que présente l'amplificateur éteint ou en panne aux accès du diviseur et du combineur. La maîtrise combinée de l'isolation entre les voies et des impédances permet de concevoir des amplificateurs dont la dégradation de puissance est optimisée ("graceful degradation"). Les publications sur ce sujet donnent des exemples d'expérimentations qui montrent en particulier que la chute de la puissance en sortie dépend fortement de l'emplacement des amplificateurs en panne dans la structure : si les amplificateurs défectueux sont contigus, la puissance diminuera bien plus vite que lorsqu'ils sont équi-répartis à l'intérieur de la structure. L'isolation entre les voies dans les structures planaires (structure en arbre de type Wilkinson) est en général réalisée au moyen de résistances (en bandes centimétriques) ou encore d'absorbant dans les structures radiales. Il existe également des techniques (brevets) de réduction de la dégradation de la puissance par détection et isolation des éléments défectueux, mais ces techniques, si elles sont intéressantes dans le principe, restent souvent d'une mise en œuvre très difficile (techniques à base de commutateurs) en particulier en ondes millimétriques.

Un des objectifs de la thèse qui a débuté en octobre 2007 **[Th5]** est d'étudier plus précisément l'impact du taux de panne sur la dégradation en puissance dans des structures de combinaison 3D (radiale, Tray, Tile) en bande Ka via une utilisation potentielle du brevet **[B1]**. Le travail à effectuer consiste à :

- optimiser la structure passive en fonction du nombre de dispositifs actifs élémentaires à combiner
- analyser l'impact sur le rendement de combinaison du déséquilibre des voies et proposer une solution pour améliorer le comportement de la structure
- optimiser la flexibilité en puissance ainsi que celle du comportement de la structure en cas de défaillance d'un ou de plusieurs éléments actifs
- prendre en compte les contraintes thermiques pour la réalisation d'un prototype
- évaluer l'impact du couplage entre plateaux et la stabilité de l'ensemble

Un outil est actuellement en développement afin de permettre une étude exhaustive des cas de pannes dans le cas d'une structure ayant un nombre de voies important **[CN13]**, [CI12].

III.4. Liste des publications, des thèses et stages encadrés

III.4.1. Publications (articles de revues et communications)

• Articles de revues avec comité de lecture (en gras articles joints en Annexe D)

[R1] S. Le Maguer, A. Peden, D. Bourreau, M. Ney, "Split-Step TLM (SS-TLM)-A New Scheme for Accelerating Electromagnetic Field Simulation", IEEE Transaction on MTT, Vol. 52, No. 4, April 2004, pp. 1182-1190.

[R2] D. Bourreau, A. Péden, S. Le Maguer, "A Quasi-Optical Free-Space Measurement Set-Up without Time-Domain Gating for Material Characterization in the W band", IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement , vol. 55, n°6, December 2006

• Communications : congrès et workshops internationaux avec comité de lecture (en gras articles joints en Annexe D)

[CI1] M. Le Goff, J.L. Le Bras, B. Deschamps, A. Péden, D. Bourreau, S. Toutain, "Focusing Horn Design for Wide Band Quasi Optical (i.e. Millimeter) Circuit Measurements without Time-Gating", ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications, Espoo, May 1998

[CI2] J.L. Le Bras, M. Le Goff, B. Deschamps, A. Péden, D. Bourreau, S. Toutain, "Quasi-Optical Circuit Measurement Method in W Band", ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications, Espoo, May 1998

[CI3] B. Deschamps, D. Bourreau, A. Péden, S. Toutain, " Gunn Diode Modelling through a New Load-Pull Characterization Method", ", Proc. 28th European Microwave Conf., Amsterdam, pp. 328-333, Oct. 1998

[CI4] M. Le Goff, J.L. Le Bras, B. Deschamps, D. Bourreau, A. Péden, "Ka Band quasi optical test bench using focusing horns", Proc. 29th European Microwave Conf., Munich, Oct. 1999

[CI5] J.L. Le Bras, M. Le Goff, B. Deschamps, F. Le Pennec, A. Péden, D. Bourreau and S. Toutain, "High efficiency planar frequency multiplier at millimeter waves and quasi optical investigations for (sub) millimetre applications", Proc. 29th European Microwave Conf., Munich, Oct. 1999

[CI6] A. Péden, D. Bourreau, " Power Generation In Waveguide And Quasi-Optical Technologies Using Hybrid Circuits At Millimetre Waves ", 8th International Conference On Terahertz Electronics, Darmstadt , Sept. 2000, pp. 281-284

[CI7] A. Péden, D. Bourreau, "Measurement of Complex Permittivity at Millimetre Waves Using a Quasi-Optical Test Bench Without Time Gating", 3rd ESA Workshop on Millimeter Wave Technology and Applications, Espoo, mai 2003

[CI8] O. Houbloss, B. Della, R. Jezequel, D. Bourreau, A. Péden, Ph. Gelin, "Design of Broadband Ka Band Spatial Power Amplifiers", 35th European Microwave Conference, 4-6 Oct., Paris, 2005

[CI9] O. Houbloss, R. Jezequel, B. Della, A. Peden, D. Bourreau, Ph. Gelin, "Ka Band Power Combining Using Tray Configuration in Rectangular Waveguide", Mediterranean Microwave Symposium, MMS2005, Athènes, Sept. 6-8, 2005

[CI10] J.-Ph. Fraysse, Ph. Monfraix, J.-M. Denoual, A. Peden, D. Bourreau, D. Chebance, M. Maignan, " Review of New Combining Techniques for Space Applications ", Microwave Technology and Techniques Workshop, 27-30 june 2008 - Innovation and Challenges, ESA

[CI11] J. M. Denoual, A. Peden, B. Della, J.-Ph. Fraysse, "16-Way Radial Divider/Combiner for Solid State Power Amplifiers in the K Band", 38th European Microwave Conference, 27-31 Oct., Amsterdam, 2008

[CI12] N. Picard, J.-M. Denoual, D. Bourreau, A. Peden, "Analysis of failure impact on microwave power combining", 39th European Microwave Conference, 27-31 Sept., Rome, 2009

• Communications : congrès nationaux avec comité de lecture

[CN1] N. Caillère, D. Bourreau, J. Ph. Coupez, A. Péden, S. Toutain "Comment introduire la C.A.O. dans le cursus de formation", 8èmes Journées Nationales Microondes, Brest, Mai 1993

[CN2] J.L. Lebras, P. Warmbier, M.L. Cousseran, D. Bourreau, A. Péden, "Multiplicateur de fréquence à transistor MESFET. Application à la réalisation d'un doubleur Quasi-Optique", 10èmes Journées Nationales Microondes, St Malo, mai 1997, pp 296-297

[CN3] M. Le Goff, A. Péden, D. Bourreau, S. Toutain, "Etude d'un cornet focalisant pour la caractérisation de composant en technologie Quasi-Optique", 10èmes Journées Nationales Microondes, St Malo, mai 1997, pp 438-439

[CN4] M. Le Goff, J.L. Le Bras, B. Deschamps, D. Bourreau, A. Péden, S. Toutain, "Conception et caractérisation d'antennes pour un banc de mesure de dispositifs en technologie quasi-optique en bande Ka", 11èmes Journées Nationales Microondes, Arcachon, May 1999

[CN5] J.L. Le Bras, M. Le Goff, B. Deschamps, S. Toutain, A. Péden, D. Bourreau, "Conception d'un doubleur de fréquence 30/60 GHz en technologie planaire multicouches", 11èmes Journées Nationales Microondes, Arcachon, Mai 1999

[CN6] B. Deschamps, J.L. Le Bras, M. Le Goff, D. Bourreau, A. Péden, S. Toutain, "Modélisation er réalisation d'un additionneur de puissance quasi-optique à résonateur diélectrique", 11èmes Journées Nationales Microondes, Arcachon, Mai 1999

[CN7] A. Péden, D. Bourreau, " Mesures en Technologie Quasi-Optique en bande Ka et W: Caractérisation large bande de Matériaux et de Dispositifs sans filtrage temporel ", 6èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, Paris, Mars 2000

[CN8] Daniel Pérez Diez, A. Péden, D. Bourreau, " Modélisation de composants passifs (avec ou sans pertes) pour la conception de dispositifs en technologie Quasi-Optique.", 6èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, Paris, Mars 2000

[CN9] A. Péden, D. Bourreau, «Mesures en espace libre sans filtrage temporel : caractérisation large bande de matériaux en bande Ka et W», 12èmes Journées Nationales Microondes, Poitiers, Mai 2001

[CN10] A. Péden, D. Bourreau, "Banc quasi-optique pour une méthode simple de caractérisation de surface sélective en fréquence et de matériaux en bande Ka et W", 7èmes Journées Nationales de Caractérisation Microondes des Matériaux, Toulouse, Mars 2001

[CN11] O. Houbloss, R. Jezequel, B. Della, D. Bourreau, A. Péden, Ph. Gelin, "Conception d'un amplificateur de puissance en technologie spatiale dans la bande Ka", 14èmes Journées Nationales Microondes, Nantes, Mai 2005

[CN12] O. Houbloss, B. Della, D. Bourreau, A. Péden, Ph. Gelin, "Conception de transitions guide d'onde-ligne coplanaire pour des combineurs de puissance en bande X et Ka", 14èmes Journées Nationales Microondes, Nantes, Mai 2005

[CN13] N. Picard, J.-M. Denoual, D. Bourreau, A. Péden, "Etude des pannes de dispositifs hyperfréquences : Application aux combineurs/diviseurs de puissance", 16èmes Journées Nationales Microondes, Grenoble, Mai 2009

• Brevets

[B1] "Dispositif de traitement d'un signal à écart de phase amélioré" sous le numéro FR 05 09759, le 23 septembre 2005, n° FR05 09759, 23 septembre 2005
auteurs : D. Bourreau, A.Péden, O. Houbloss, J.M. Denoual
au nom de : GET-ENST Bretagne

[B2] "Dispositif d'amplification de puissance radiale à compensation de dispersion de phase des voies amplificatrices", n° FR 07 08848, 18 décembre 2007 et n° WO/2009/077501 le 25 juin 2009
auteurs : Jean-Philippe Fraysse, Jean Michel Denoual et Alain Péden
au nom de : THALES

III.4.2. Encadrements de thèse

			Taux d'encadrement
Th1	Marc Le Goff	Etude et développement d'un banc de mesure quasi-optique pour la caractérisation de composants passifs et actifs directeur de thèse : S. Toutain, soutenue le 25/01/1999	40%
Th2	Jean-Luc Le Bras	Contribution à l'étude des multiplicateurs de fréquence en ondes millimétriques- Application aux multiplicateurs en technologie quasi-optique directeur de thèse: S. Toutain, soutenue le 08/04/1999	30%
Th3	Omar Houbloss	Etude et conception d'amplificateurs en ondes millimétriques à combinaison spatiale de puissance directeur de thèse : Ph. Gelin, soutenue le 8/11/2005	50%
Th4	Jean-Michel Denoual	Combinaison de puissance : conception et réalisation d'une structure hybride 3D-planaire en bande K directeur de thèse : Ph. Gelin, soutenue le 19/12/2007	70%
Th5	Nicolas Picard	Combinaison spatiale 3D de puissance directeur de thèse : M. Ney, démarrage octobre 2007	60%

III.4.3. Encadrements de stage DEA/Master 2 Recherche

- Quasi-optique

[S1] M. Le Goff, « Caractérisation de composants semi-conducteurs en quasi-optique », 1995

[S2] M. Collura, « Amplificateur quasi-optique », 1997

[S3] S. Bradol, « Amplification quasi-optique », 1999

- Combinaison de puissance

[S4] I. Chahine, « Etude de la combinaison de puissance », 2004

[S5] A. Khalil, « Combinaison spatiale de puissance », 2007

III.5. Références associées à l'état de l'art

[1] E. L. Holzman, R. S. Robertson, "Solid-state Microwave Power Oscillator Design", Artech House, 1992

[2] K. J. Russell, "Microwave power Combining Techniques", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 27, n°5, May 1979

[3] M.P. Delisio, R. A. York, "Quasi optical and spatial power combining", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 50, n° 3, mars 2002

[4] J. Harvey, E. R. Brown, D. B. Rutledge, R. A. York, "Spatial power combining for high power transmitters", IEEE Magazine, dec. 2000, pp. 48-59

[5] .S. H. Wong, Y. Linda, "High Efficiency Bi-directional Spatial Power Combiner Amplifier", brevet US n° 5214394, May 1993

[6] John Hubert, "A Ka band double layer spatial amplifier array", IEEE MTT-S Digest, Workshop, June 2000

[7] B. Deckman, D. S.Deakin, E. Sovero, D. Rutledge, "A 5-watt, 37-GHz monolithic grid amplifier", IEEE MTT-S Digest, 2000, pp. 805-808

[8] société Wavestream, URL : http://www.wavestreamwireless.com

[9] R.A. York, L.-Y. Chen and P. Jia, "Solid-state spatial combiner modules for TWT replacement", Workshop on Affordability and Cost Reduction for Radar Systems, (Huntsville, Alabama), April 2000

[10] N. S. Cheng, A. Alexanian, Gase, York, "20 Watt spatial power combiner in waveguide", IEEE MTT-S Digest, 1998, pp. 1457-1460

[11] Y. Kwon,"44GHz waveguide-based power amplifier module using double antipodal finline transition", Electronics Letters, vol. 38, n° 3, 2 002, pp. 128-129

[12] R. A. York, "Multioctave spatial power combining in oversized coaxial waveguide", IEEE MTT-S Digest, Vol. 50, n° 5, Mai 2002

[13] N. S. Cheng, R. A. York ,"Analysis and design of tapered finline arrays for spatial power combining", IEEE MTT-S Digest, 1998

[14] A. K. Ezzeddine, "A novel power combiner for MIC and MMIC amplifiers", IEEE MTT-S Digest, 1990, pp. 479-482

[15] N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh, "A broad-band microstrip-to-waveguide transition using quasi-Yagi antenna", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 47, n° 12, dec. 1999, pp. 2562-2567

[16] R. A. York, "Multioctave spatial power combining in oversized coaxial waveguide", IEEE MTT-S Digest, Vol. 50, n° 5, Mai 2002

[17] N. S. Chen, "40W CW broad band spatial power combiner using dense finline arrays", IEEE MTT-S VOL. 47, n° 7, juillet 1999

[18] N. S. Cheng, "A 120W X-band spatially combined solid state amplifier", IEEE MTT, vol. 47, n° 12, décembre 1999

[19] J. Jeong, Y. Kwon, S. Lee, C. Cheon, E. A. Sovero, "1.6- and 3.3-W Power-Amplifier Modules at 24 GHz Using Waveguide-Based Power-Combining Structures", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 48, n° 12, dec. 2000

[20] M.P. Delisio, R. A. York, "Quasi optical and spatial power combining", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 50, n° 3, mars 2002

[21] M. Cohn, B.D.Geller, J.M. Schellenberg, "A 10 Watt Broadband FET Combiner/Amplifier", IEEE MTT-S , 1979, pp. 292-297

[22] A. E. Fathy, S.-W. Lee, D. Kalokitis, “A Simplified Design Approach for Radial Power Combiners”, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. Vol. 54, n° 1, Jan. 2006

[23] société Orbitfr, URL http://orbitfr.com/

[24] société CiaWireless, URL http://www.ciaowireless.com/PDC-data.html

[25] O. Pitzalis Jr., "Modular Microwave power Divider-Amplifier-Combiner", brevet US n° 4371845, Feb. 1983

[26] G. I. Tsuda, J. S. Ajioka, "Broadband, High Isolation Radial Line Power Divider/Combiner", brevet US n° 4825175, Apr. 1989

[27] N. Marcuwitz, “Waveguide Handbook”, IEE Electromagnetic Wave Series 21, 1986

IV. Simulation système et ITS

IV.1. Contexte et objectifs

Parallèlement aux activités de recherche sur la génération de puissance en ondes millimétriques, je contribue à des activités sur le thème des systèmes de transports intelligents (ITS[4]) qui est porteur d'innovations technologiques. Les seuls dispositifs ITS actuellement commercialisés en ondes millimétriques sont les radars d'aide à la conduite (radar ACC[5]) qui sont partie intégrante des sytèmes de sécurité active avec une fonction de régulation de vitesse et de distance (trafic fluide et vitesse élevée) ainsi que de « Stop & Go » (trafic dense et vitesse réduite). Ces fonctions de confort de l'ACC sont amenées à évoluer pour passer progressivement à un système de sécurité complet « anti-collision » avec des capteurs plaçés en périphérie du véhicule (voir figure IV.1) jouant le rôle d'une ceinture intelligente pour assurer des fonctions de détection d'angle mort, de changement de voie, d'avertissement de collision, de pré-armement de fonctions telles que airbags, freins,…. [1].

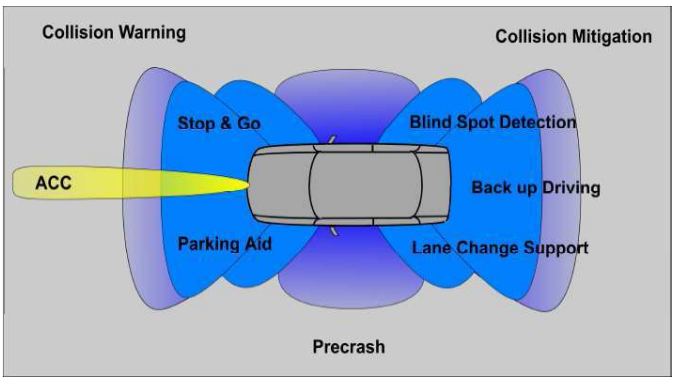


Fig. IV.1 : applications de sécurité automobile basées sur les radars

La technologie radar comparée aux autres capteurs (ultrason, vidéo, optique, …) présente l'avantage d'être performante par tout temps, et intégrable sur un véhicule sans impact notable sur l'esthétique. Les bandes de fréquence allouées à ces dispositifs sont [2]:

- en longue portée (LRR[6]) : 77 GHz – bande de 1 GHz
- en courte portée (SRR[7]) : 24 GHz ISM / 24 GHz (UWB[8], bande de 5 GHz) / 79 GHz (bande de 4 GHz).
  NB : le déploiement de radars UWB à 24 GHz est autorisé jusqu'en 2013 en Europe.

Les radars fonctionnant à 77 GHz sont plus intégrés en comparaison des radars 24 GHz qui ont une longueur d'onde 3 fois plus élevée impliquant des dimensions d'antenne 3 fois plus grandes pour des performances de détection identiques à celles d'un système à 77 GHz. L'émergence des radars 24 GHz ces dernières années est liée au coût plus faible par rapport aux radars 77 GHz mais avec l'évolution des technologies (AsGa, SiGe), ce coût pour un capteur 77 GHz devient de plus en plus compétitif [3].

De plus, les dispositifs de sécurité active peuvent être complétés par des systèmes de communication avec les infrastructures routières ou encore entre véhicules afin de réguler automatiquement le trafic en fonction des conditions de circulation et de la signalisation routière via

[4] Intelligent Transport System
[5] Adaptive Cruise Control
[6] Long Range Radar
[7] Short Range Radar
[8] Ultra Wide Band

des transpondeurs affectés aux panneaux routiers et aux véhicules. Le standard DSRC [9] à 5.9 GHz est dédié à ce type de communications courtes portées. Par ailleurs, les bandes 63-64 et 64-66 GHz ont été identifiées en Europe comme bandes de fréquence pour le déploiement de systèmes RTTT[10] et ITS pour fournir des applications de sécurité routière et d'optimisation du trafic.

Dans ce contexte, la simulation de systèmes complexes tels que le radar est un axe de recherche important et innovant qui regroupe des compétences non seulement en système mais aussi en conception de circuits analogiques hautes fréquences, en antennes, en traitement de signal,… L'objectif est de mettre en œuvre une plate-forme de simulation (CAO) à partir d'un outil commercial (ou plusieurs, couplés entre eux) de simulation. Elle vise à représenter le plus fidèlement possible le système réel et les traitements associés afin d'étudier et de valider les sous-ensembles du radar : l'antenne, les fonctions hyperfréquences (oscillateur/VCO, multiplicateur de fréquence, mélangeur, amplificateur, PLL,...) et le traitement du signal. Cette plate-forme permettra à terme de simuler et valider des systèmes combinant à la fois un radar longue-portée, courte portée (radar multi-mode) et un système de communication afin d'intégrer au maximum l'ensemble de ces fonctions.

IV.2. Principes généraux des radars

Le principe de base du radar consiste, à partir de l'émission d'une onde électromagnétique sous forme d'impulsion, à détecter l'onde en retour après réflexion sur la cible. Le temps de propagation aller-retour τ entre l'émetteur et la cible permet de calculer la distance d selon la relation : $d = \tau \cdot c/2$, où c est la vitesse de la lumière [4].

Pour localiser les cibles, une mesure angulaire est possible en utilisant la propriété de directivité des antennes. En effet, une antenne directive ne rayonne de l'énergie que dans un volume limité de l'espace. Si la cible est placée dans cette zone, l'énergie réfléchie sera importante et proportionnelle à sa position dans le gradient d'énergie générée par l'antenne. Cette technique ne s'applique qu'à des radars à faisceaux dépointant vers la direction de la cible et n'est donc pas applicable aux radars de type monopulse par exemple où un seul faisceau fixe est généré.

Enfin, la vitesse radiale de la cible peut être déduite de l'effet Doppler qui se traduit par un temps aller-retour qui est fonction du temps puisque la cible se déplace. Le battement (ou mélange) en réception du signal reçu avec le signal émis fait apparaître la fréquence de décalage Doppler liée à la vitesse v (relative) de la cible par la relation : $f_d = 2 \cdot v/\lambda$, où λ est la longueur d'onde du signal émis.

Les principales caractéristiques d'un radar sont quantifiées par son pouvoir discriminateur en distance et en vitesse. Le pouvoir discriminateur en distance d'un radar représente la distance minimale séparant deux cibles qu'il est capable de distinguer. Ce pouvoir discriminateur est facilement illustré dans le cas d'un radar qui émet des impulsions de largeur τ et de récurrence T, pour deux cibles situées sur le même axe du radar et séparées d'une distance Δd. L'intervalle de temps entre les deux impulsions d'écho sera donc proportionnel à la distance Δd qui sépare les deux cibles : $\Delta t = 2 \cdot \Delta d$ /c. Tant que cette valeur reste supérieure à la largeur d'impulsion τ, les deux cibles sont bien distinguées par le radar. Dans le cas contraire, les deux échos se recouvrent et le radar ne détecte plus la présence que d'un seul objet. Le pouvoir séparateur en distance est donné par : $\Delta d = c \cdot \tau /2$.

Le pouvoir discriminateur en vitesse est lié à l'écart en fréquence Doppler de deux cibles. Du fait de la largeur de l'impulsion τ et la largeur de bande correspondante $2/\tau$, les deux cibles pourront être séparées si l'écart Doppler est supérieur à $2/\tau$ d'où la résolution en vitesse : $\Delta v = \lambda/\tau$.

Pour bénéficier d'un bon pouvoir séparateur en distance, Δd faible, on voit qu'il faut utiliser des impulsions de durées brèves ou, autrement dit, il faut une largeur spectrale grande. A l'inverse, un bon pouvoir séparateur en vitesse, Δv faible, s'obtient en utilisant des impulsions longues. Cette contradiction n'apparaît que dans le cas d'une modulation d'amplitude pure (pulse d'amplitude). Avec une modulation de fréquence, on peut obtenir un signal de longue durée occupant une grande bande de fréquence [5].

---

[9] Dedicated Short Range Communications
[10] Road Traffic and Transport Telematics

De nombreuses architectures de radar pour applications automobiles ont été proposées dans la littérature (voir exemples [6], [7], [8], [9]). Le schéma fonctionnel de la figure IV.2 illustre les différentes configurations possibles des blocs constituant le radar. Les architectures se distinguent par la forme d'onde utilisée, par l'architecture avec ou sans fréquence intermédiaire, par le système antennaire (antennes d'émission et de réception communes ou séparées, à balayage mécanique, à commutation de faisceaux,…), par une réception sur deux voies en quadrature (*I* et *Q*) ou sur des voies Somme et Différence (Σ/Δ) pour la détermination de l'angle de la cible ou encore par une réception de type « multi-récepteurs ».

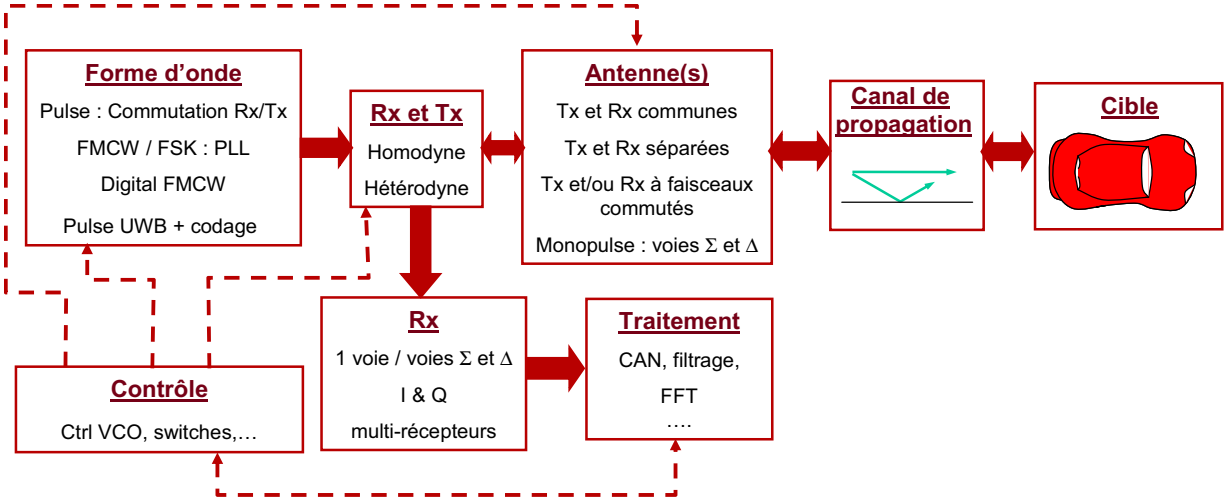


Fig. IV.2 : schéma fonctionnel général d'une architecture radar

Une des formes d'onde les plus utilisées dans les radars automobiles est la modulation de fréquence FMCW[11] encore appelée LFM[12] de forme triangulaire [10] (voir figure IV. 3) ou d'autres variantes. Cette forme d'onde permet d'obtenir une bonne résolution en distance et en vitesse à courte et longue distance de la cible.

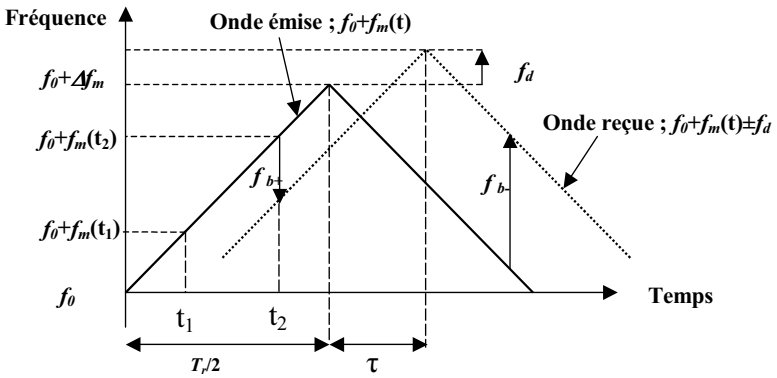


Fig. IV. 3 : forme d'onde LFM triangulaire [9]

En présence d'une cible à la distance *R* et de vitesse relative v_r, le signal reçu, mélangé avec le signal émis, génère les fréquences de battement f_b sur la rampe montante (+) et la rampe descendante (-) données par :

[11] Frequency Modulation Continuous Wave
[12] Linear Frequency Modulation

$$f_{b\pm} = \frac{2 \cdot v_r \cdot f_0}{c} \mp \frac{\Delta f_m \cdot 4 \cdot R}{T_r \cdot c}$$

La distance et la vitesse sont déduites des fréquences de battement par les relations :

$$R = -\frac{T_r \cdot c}{8 \cdot \Delta f_m}\left(f_{b+} - f_{b-}\right)$$

$$v_r = \left(\frac{c}{4 \cdot f_0}\left(f_{b+} + f_{b-}\right)\right)$$

Pour retrouver les bonnes distances et vitesses relatives à partir de ces relations, il faut connaître les signes de f_{b+} et f_{b-}. Cela est mis en œuvre par une architecture utilisant des mélangeurs dont les sorties sont en quadrature I et Q et via la mesure du déphasage entre ces voies. Une autre technique consiste à calculer le spectre à partir du signal complexe I+jQ.

La résolution en distance est donnée par ΔR = c /2·Δf_m inversement proportionnelle à la bande de modulation Δf_m et proportionnelle à la durée T_r des rampes. Une bande de modulation de 500 MHz donne une résolution en distance de 30 cm. La résolution en vitesse est ici liée au traitement par FFT et donc à la durée d'une rampe T_r /2 qui fixe la résolution en fréquence de la FFT à $\Delta f = 2/T_r$ (elle est donc inversement proportionnelle à la durée).

Le problème avec la modulation LFM se produit en présence de cibles multiples. En effet, il y aura plusieurs fréquences de battement sur chaque rampe et l'association entre les raies de la rampe montante et la rampe descendante devient difficile. Pour pallier ce problème, plusieurs formes d'ondes plus avancées ont été proposées dans la littérature [11], [12], [13].

IV.3. Mise en œuvre d'une plate-forme de simulation - Résultats des travaux

Cet axe de recherche a débuté par une collaboration avec la société AUTOCRUISE (thèse CIFRE, **[Th1]**). AUTOCRUISE et TELECOM Bretagne collaborent depuis quelques années sur des projets liés plus particulièrement aux antennes. Ici, le système complexe simulé est le radar d'aide à la conduite fonctionnant à 77 GHz (bande W). La plate-forme 'virtuelle' développée sous le logiciel de simulation ADS de la société Agilent Technologies permet de simuler le radar dans son ensemble avec une finesse plus ou moins grande selon les modèles retenus pour chaque bloc fonctionnel du système :

- la génération de la forme d'onde : tension de contrôle du VCO (FSK[13] ou FMCW)
- la partie radio-fréquence avec une architecture hétérodyne ou homodyne avec séparation en voies I/Q ou Σ/Δ: VCO, amplificateur, multiplicateur de fréquence, mélangeurs, coupleurs, lignes de transmission,...
- l'antenne : gain maximal, surface équivalente, diagramme de rayonnement, à commutation, monopulse,...
- le canal de propagation : retard et atténuation liés à la distance de la cible, nombre de trajets,...
- la cible : surface équivalente radar, vitesse introduisant le décalage Doppler, angle par rapport à l'axe du radar,...
- le traitement : échantillonnage, filtrage, calcul et visualisation des spectres par FFT, visualisation des formes d'onde temporelles,...

L'architecture radio étudiée au cours des différents projets est de type homodyne (sans fréquence intermédiaire) du fait de sa simplicité et les formes d'onde mises en oeuvre sont issues de la

[13] Frequency Shift Keying

modulation en fréquence d'un VCO (FSK, FMCW à simple ou double rampe,...). Le traitement du signal est également ici pris en compte grâce aux techniques de co-simulation proposées par le logiciel : simulation ENVELOPE pour la partie analogique (plate-forme radiofréquence, canal, cible) et DATA FLOW pour la partie numérique (génération de la forme d'onde, FFT,…). Les signaux en bande de base issus de la simulation temporelle permettent, après traitement numérique dépendant de la forme d'onde utilisée (échantillonnage, démultiplexage, filtrage, transformation de Fourier,...), d'extraire les données de la (ou des) cible(s) : distance(s), vitesse(s) et angle(s). Ces résultats permettent de valider l'architecture du radar, les blocs fonctionnels RF et leurs performances. La prise en compte du bruit (bruit de phase du VCO, facteur de bruit des amplificateurs, des mélangeurs et son évolution en $1/f$, bruit capté par l'antenne,…) permet également d'identifier les blocs fonctionnels les plus limitatifs par leur impact sur la distance maximale de détection, sur la précision de la mesure de l'angle ou de la vitesse de la cible. Par ailleurs, certains éléments réalisés en technologie microruban comme les coupleurs sont modélisés par leur matrice S obtenue au préalable par une simulation électromagnétique avec MOMENTUM.

IV.3.1. Exemples d'architectures radar simulées

La validation d'une première plate-forme (incomplète car le bruit n'est pas pris en compte et le traitement en bande de base est simplifé **[CI1]**, **[CN1]**) a été menée sur le radar ACC actuellement en production par la société AUTOCRUISE (AC10 puis AC20). Ce radar utilise une modulation à sauts de fréquence FSK, une architecture homodyne et une antenne monopulse d'amplitude qui permet de déterminer l'angle de la cible par la séparation du signal en réception sur deux voies Σ/Δ (Somme/Différence). La figure IV. 4 montre la plate-forme et ses blocs fonctionnels qui sont modélisés via des modèles 'boîtes noires' disponibles sous ADS, des boîtes de paramètres S ou des équations.

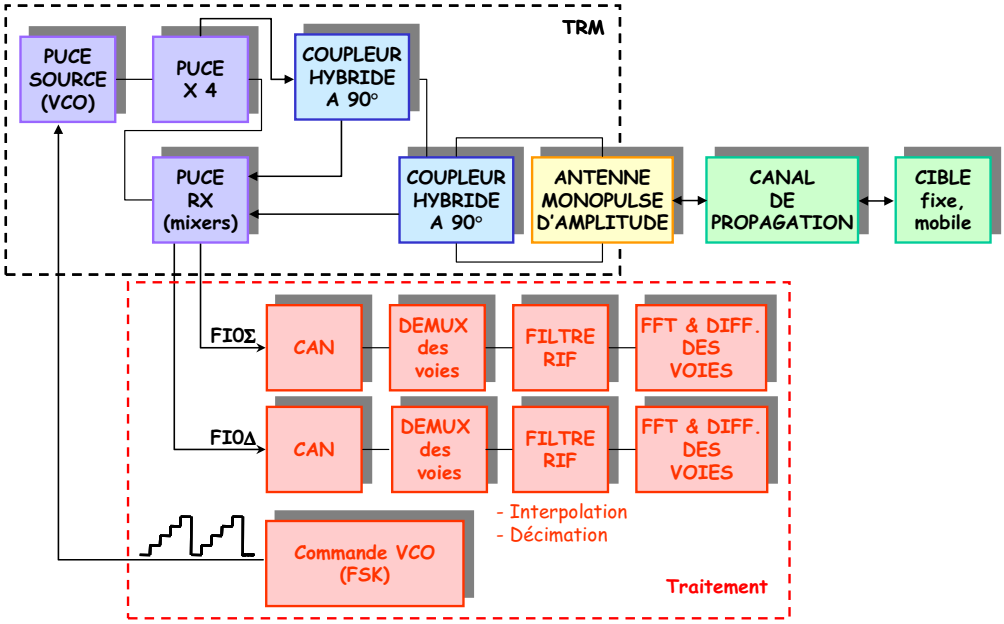


Fig. IV. 4 : architecture de la plate-forme radar FSK simulée

A l'issue de cette première collaboration, le travail s'est poursuivi dans le cadre d'un projet labellisé par le pôle de compétivité "Automobile Haut de Gamme" des régions Bretagne/Pays de Loire/Poitou Charentes. L'objectif de ce projet regroupant des industriels (AUTOCRUISE porteur du projet, AMG Microwave, SATIMO, PSA) et des laboratoires de recherche universitaires (le LEST et TAMCIC de TELECOM Bretagne, l'IETR de l'université de Rennes) est de mettre en œuvre un radar automobile longue portée haute performance pour les applications de sécurité active. Une nouvelle génération de radar répondant à de nouveaux critères (performances, coût, intégration,…) est à l'étude et la validation des spécifications du cahier des charges en particulier pour les sous-ensembles

hyperfréquences du TRM[14] (module émission/réception hyperfréquence) nécessite des phases de simulations (électromagnétiques, circuits, systèmes), de réalisation de prototypes intermédiaires et de tests. L'architecture simulée via la plate-forme (schématisée figure IV. 5) utilise un amplificateur faible bruit en réception, une séparation en voies *I* et *Q* en réception, une forme d'onde de type FMCW (à une rampe ou double rampe,…). Par contre, une nouvelle antenne à commutation de faisceaux est également à l'étude dans le cadre du projet par les partenaires SATIMO et l'IETR. La séparation en voies Σ/Δ n'est donc pas nécessaire ici, ce qui simplifie l'architecture. Dans un premier temps, l'antenne est simplement modélisée par son gain pour un faisceau (pas de balayage).

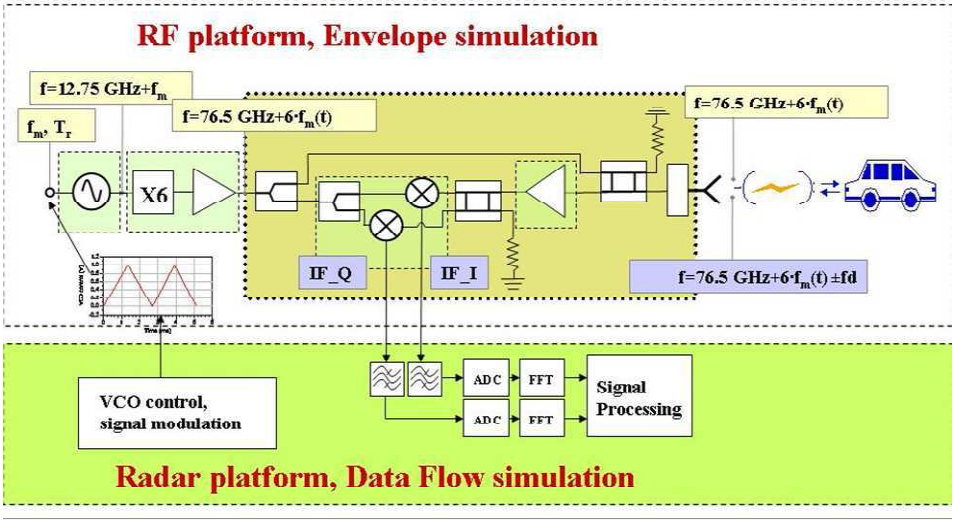


Fig. IV. 5 : Plate-forme ADS de simulation radar utilisant la co-simulation ENVELOPE/DATA FLOW

Nous avons validé une architecture générique se basant sur des puces MMIC commerciales (UMS) et répondant au cahier des charges et ce, pour différents scénarios en fonction du type de cible (piéton, voiture, camion, moto) et des distances maximales correspondantes **[CN2]**. Un exemple de spectres pour une modulation FMCW (rampes montante et descendante) obtenus à l'issue de la simulation est illustré à la figure IV.6. Il s'agit d'un scénario avec un piéton à 15 m, une moto à 150 m et un camion à 15 m aux vitesses relatives de +80, +10 et +10 km/h respectivement. La puissance de bruit calculée est de -130 dBm dans la bande d'analyse du système et cette valeur est utilisée pour déterminer les rapports signal sur bruit. On retrouve des couples de raies dont les puissances sont – 56.5 dBm et – 95.5 dBm. Pour la troisième cible (moto), les raies ne sont pas a priori détectables car le rapport signal à bruit (SNR) est inférieur au seuil de détection imposé (15 dB ici).

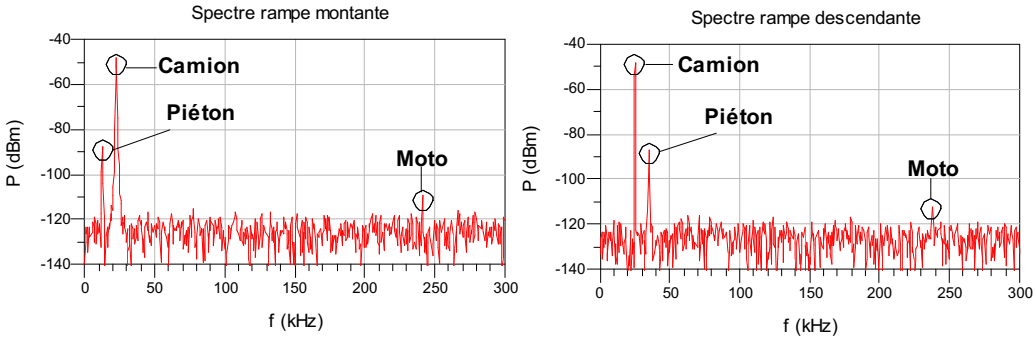


Fig. IV.6 : spectres résultant de la simulation de la plate-forme radar pour une modulation de type FMCW (rampe montante et rampe descendante)

[14] Transmiter Receiver Module

Selon la forme d'onde utilisée, le traitement peut s'avérer complexe en présence de multiples cibles. Un traitement sophistiqué des résultats de la simulation par le biais d'équations (dans la fenêtre DATA DISPLAY) et de manière totalement automatique n'est pas possible sous ADS (nécessité de l'intervention de l'utilisateur pour placer les marqueurs sur les raies du spectre par exemple). De plus, un algorithme utilisant des boucles dans le calcul peut s'avérer indispensable. Nous avons utilisé le logiciel MATLAB pour effectuer les traitements de manière séparée. A partir de l'exemple précédent, l'algorithme programmé sous MATLAB fournit les résultats visualisés dans le tableau de la figure IV.7. Pour chaque cible, la SER (ou RCS[15]) est également calculée à partir de la puissance reçue, ce qui permet de déterminer le type de la cible (moto, piéton, voiture, camion).

	Distance	Speed	RCS	SNR	Type
1	150.0661	9.5712	6.7473	30.8653	Motorcycle
2	15.0000	10.9911	28.3325	93.2866	Truck
3	15.0001	79.5228	-10.4540	54.7030	Pedestrian

Fig. IV.7 : exemple de sortie de résultats après traitement sous MATLAB d'un fichier ADS de simulation issu de la plate-forme radar

Les étapes à plus long terme permettront de préciser les paramètres de chaque bloc en terme de bruit de phase, de gain ou pertes, de facteur de bruit et ainsi faire le choix d'une technologie MMIC (AsGa, SiGe, Si) en sélectionnant des circuits disponibles commercialement ou en spécifiant les valeurs caractéristiques en vue d'une conception ultérieure chez un fondeur. Par ailleurs, la prise en compte du bruit de *clutter* pourra s'avérer nécessaire pour mieux prendre en compte l'environnement.

IV.3.2. Fonctions radar et communications (V2I[16] ou V2V[17])

Concernant l'étude des systèmes de communications associés à la fonction ACC, nous avons lancé en 2006 un premier projet (COMITS[18]) multidisciplinaire à TELECOM Bretagne regroupant des compétences en matériel (systèmes, hyperfréquences, traitement et communications numériques) et en réseaux. L'objectif était d'étudier un système de communication véhicule-infrastructure venant compléter la fonction ACC avec une contrainte de réutilisation de la partie matérielle constituant le radar ACC afin de minimiser les coûts et le nombre de systèmes embarqués. Le système ACC/communication étudié dans ce projet était basé sur le radar AC20 77 GHz de la société AUTOCRUISE. Ce radar monopulse à saut de fréquence (modulation FSK) est le seul radar automobile existant basé sur cette technique et seules deux équipes à ce jour (une Japonaise et l'autre Américaine) s'intéressent aux systèmes ACC avec une fonction de communications et très peu de résultats ont été publiés pour l'instant. Cette étude était d'autant plus intéressante que AUTOCRUISE est la seule société en France à produire et commercialiser un radar en bande W. En résumé, l'étude a fourni :

- les principes de mise en œuvre d'une fonction communication (faisabilité du système) sur la base du radar AC20 avec des modifications minimales de celui-ci,
- le synoptique d'un transpondeur en ondes millimétriques à partir de circuits commerciaux,
- la base d'un protocole de communication et d'échange des données entre le véhicule et le panneau routier équipé d'un transpondeur dans un scénario autoroutier : mode interrogation/ réponse du transpondeur, délai de communication, description de la trame (entête, données, redondance, fin de trame),…

Les résultats obtenus au cours de cette étude d'une année ont fait l'objet d'une communication au congrès international ITS Telecommunication 2007 **[CI2]**.

[15] Radar Cross Section
[16] Vehicule To Infrastructure
[17] Vehicule To Vehicule
[18] COmmunications Millimétriques pour les ITS

IV.4. Conclusion et perspectives

Le projet "Radar ACC 77 GHz longue portée" du pôle compétitivité se termine au premier trimestre 2010. Le développement et l'exploitation de la plate-forme radar se poursuit afin de valider la nouvelle architecture radio du module TRM en y incluant la nouvelle solution d'antenne (balayage et commutation) et également de fournir les spécifications des blocs hyperfréquences associées aux technologies d'intégration retenues. Un prototype du nouveau TRM sera réalisé à partir de circuits commerciaux et testé en situation réelle.

La plate-forme de simulation peut encore être améliorée au niveau du modèle de canal afin de le rendre plus réaliste, en particulier dans le cas de scénarii complexes (présence de ponts, de barrière de sécurité,...). Une des pistes envisagées est l'utilisation du logiciel WinProp[19] qui permet de décrire un canal de propagation quelconque et de le simuler à l'aide de la technique du tracé de rayons ou de modèles analytiques permettant des temps de calcul très faibles selon la précision désirée. L'idée est de récupérer le modèle du canal sous forme d'une fonction de transfert utilisable sous ADS.

Dans la continuité de ce projet, un nouveau projet labellisé par le pôle de compétitivité « Automobile Haut de Gamme » (devenu « iD4(for)Car ») démarre en septembre 2009. Il est piloté par la société AUTOCRUISE et concerne les « Architectures Radar pour une Protection Omni-Directionnelle ». L'objectif de ce projet est de développer un pare-choc intelligent constitué de capteurs 77 GHz très intégrés et associés à une unité centrale de calcul pour la fusion des données et le contrôle véhicule pour des applications de sécurité. Le département Microondes est sollicité pour le développement des Mini-capteurs RF, y compris le système antennaire associé, et pour l'intégration dans les pare-chocs.

D'autre part, du fait de son expérience dans le domaine des ITS, le laboratoire a été sollicité pour participer au projet E-MOTIVE labellisé par les pôles de compétitivité Mov'eo et SYSTEM@TIC (Paris-Région) dont le domaine d'applications est la sécurité routière (protection des usagers sensibles, systèmes autonomes embarqués permettant l'évitement d'accidents, recherche de concepts de communication entre l'infrastructure et le véhicule à finalité de sécurité routière). Les résultats du projet sont le développement d'une solution logicielle à deux niveaux :

- Un simulateur de systèmes de détection constitué d'un générateur d'environnement réalistes, de modèles de capteurs et d'algorithmes de traitement et de fusion ;
- Un environnement de prototypage de systèmes intelligents d'aide à la conduite combinant ce simulateur à des logiciels d'acquisition, de modélisation système et de modélisation commande.

Le département Microondes ainsi que le département Signal & Communications de TELECOM Bretagne interviennent dans ce projet (démarré en septembre 2008) dans le lot "Modélisation des capteurs" et plus particulièrement au niveau de la modélisation des systèmes de détection radar (partie RF et traitement en bande de base).

Enfin, le travail entrepris lors du projet COMITS en 2006 serait également à poursuivre. Notre intérêt pour cette problématique a permis de mettre en place une première collaboration via une étude de quelques mois (début 2006) avec le NICT[20] (Japon) à la suite de contacts pris par Gabrielle Landrac, enseignant-chercheur et aujourd'hui directrice de la formation à TELECOM Bretagne, et qui y a effectué un séjour sabbatique en 2006. Ce centre de recherche est un des rares laboratoires internationaux à s'intéresser aux systèmes ACC couplés aux systèmes de communications.

[19] logiciel de la société AWE-Communications
[20] National Institute of Information and Communications Technology

IV.5. Liste des publications, des thèses et stages encadrés

IV.5.1. Publications (articles de revues et communications)

• Communications : congrès et workshops internationaux avec comité de lecture (en gras article joint en Annexe D)

[CI1] G. PIEL, A. Péden, P. Mallejac, "Virtual Platform for the Design and the Analysis of the Performance of an Adaptive Cruise Control Radar", ITST 5th International Conference on ITS Telecommunications, Brest, June 2005

[CI2] I. Yattoun, T. Labia, A. Péden, G. Landrac, M. Ney, M. Résibois, JM. Bonnin, A. Baghdadi, N. Montavont, M. Fujise, Y. Le Roux, « Millimetre communication system for IVC », ITST 7th International Conference on ITS Telecommunications, Sophia-Antipolis, June 2007

[CI3] F. Gallée, C. Appére, D. Leroux, A. Péden, M. Ney, "Development of automotive radar simulator for implementation in a real-time multi-sensor simulator", ITST 9th International Conference on ITS Telecommunication, Lille, Oct. 2009

[CI4] C. Kärnfelt, A. Péden, A. Bazzi, G. El H. Shhadé, M. Abbas, T.Chonavel, F. Bodereau, "77 GHz ACC Radar Simulation Platform", ITST 9th International Conference on ITS Telecommunication, Lille, Oct. 2009

[CI5] A. Bazzi, T. Chonavel, C. Karnfelt, A. Péden, F. Bodereau, "Strategies for FMCW radars", ITST 9th International Conference on ITS Telecommunication, Lille, Oct. 2009

• Communications : congrès nationaux avec comité de lecture

[CN1] G. Piel, A. Péden, P. Mallejac, "Plate-forme virtuelle pour la conception et l'analyse des performances d'un radar ACC d'aide à la conduite", 14èmes Journées Nationales Microondes, Nantes, Mai 2005

[CN2] C. Kärnfelt, A. Péden, G. El H. Shhade, M. Abbas, F. Bodereau, "Plate-forme de simulation globale pour radar automobile ACC : Analyse des performances et conception d'un radar ACC d'aide à la conduite", Conférence francophone CoGIST 2009, pp. 131-138

IV.5.2. Encadrement de thèse

Th1	Géraldine Piel	Plate-forme virtuelle pour simulation d'un radar d'aide à la conduite directeur de thèse : M. Ney, soutenue le 23/01/2007	80%

IV.5.3. Encadrements de stage DEA/Master 2 Recherche

• Simulation Système Radar

[S1] G. El Haj Shhadé , « Plate-forme de simulation système : analyse des performances et des dégradations liées aux bruits dans le cas d'un radar automobile ACC à 77 GHz », 2008

IV.6. Références (contexte et principes généraux des radars)

[1] J. Wenger, "Automotive Radar – Status and Perspectives", IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium Digest, pp. 21-24, Oct. 2005

[2] "Tableau national de répartition des bandes de fréquences", site ANFR (http://www.anfr.fr/index.php?cat=documents&groupe=7)

[3] R. Schneider, H.-L. Blöcher, K. M. Strohm, "KOKON – Automotive High Frequency Technology at 77/79 GHz", Proc. 4th European Radar Conference, pp. 247-250, Oct. 2007, Munich

[4] J. Darricau, "Radars - principes et éléments de base", Techniques de l'ingénieur, ref. E6650

[5] D. Nezlin, V. Kostylev, A. Blyakhman, A. Ryndyk, A. Myakinkov, "Bistatic Radar : Principles and practice", Ed. Wiley & Sons, England, 2007

[6] Gresham I., Jain N., Budka T., Alexanian A., Kinayman N., Ziegner B., Brown S., Staecker P., "A Compact Manufacturable 76-77 GHz Radar Module for Commercial ACC Applications", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Jan. 2001, vol. 49, No. 1.

[7] Metz C., Grubert J., Heyen J., Jacob A. F., Janot S., Lissel E., Oberschmidt G., Stange L. C.. "Fully Integrated Automotive Radar Sensor with Versatile Resolution", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., December 2001, vol. 49, No. 12, pp. 2560 - 2566.

[8] Mayer W., Meilchen M., Grabherr W., Nuchter P., Guhl R.. "Eight-Channel 77-GHz Front-End Module with High-Performance Synthesized Signal Generator for FM-CW Sensor Applications", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 52, No. 3, March 2004, pp. 993 – 1000.

[9] Gresham et al, "Ultra-Wideband Radar Sensors for Short-Range Vehicular Applications", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 52, n° 9, sept. 2004, pp. 2105-2122

[10] A. G. Stove, "Linear FMCW radar techniques ", IEE Proceedings, Vol. 139, No. 5, pp. 343-350, Oct. 1992

[11] H. Rohling, M.-M.Meinecke, "Waveform design principles for automotive radar systems", Proc. CIE International Conference on Radar, 2001, pp. 1-4

[12] Miyahara S., « New algorithm for multiple object detection in FM-CW radar », SAE world congress, Detroit, Michigan, mars 8-11, 2004

[13] D. Kok, J. S. Fu, "Signal Processing For Automotive Radar", IEEE International Radar Conference, May 2005, pp. 842-846

V. Projet RNRT Antipode (2001-2003)

En parallèle avec les activités de recherche sur la caractérisation et la combinaison de puissance, j'ai participé activement au projet RNRT ANTIPODE 'ANTennes Intelligentes POur le haut DEbit », sur la base de la norme HIPELAN2 à 5 GHz, qui s'est déroulé sur 3 ans avec les partenaires : MOTOROLA (porteur du projet), FT R&D, ANTENNESSA, EURECOM, LEST/TELECOM Bretagne. Les objectifs du projet étaient les suivants :

- Réalisation d'une maquette mettant en œuvre des algorithmes multi-capteurs, multi-flux (ou MIMO) dans le contexte HIPERLAN/2, en intra-bâtiment permettant une forte augmentation du débit dans des réseaux locaux sans fil
- Étude de solutions originales pour la conception de l'antenne multi-capteurs et optimisation conjointe avec l'algorithmie
- Établissement de modèles de propagation MIMO, intra-bâtiments, à 5 GHz
- Mise en œuvre d'une technologie bas coût pour la réalisation d'antennes intelligentes

Six sous-projets ont été identifiés dont un dédié plus spécifiquement à la mise en œuvre de l'émetteur-récepteur radiofréquence (ou *front-end*, de l'accès antenne jusqu'à la fréquence intermédiaire FI). Compte tenu des compétences du laboratoire en conception de circuits et dispositifs hyperfréquences et également en systèmes radiofréquences, nous avons été en charge du développement de ce front-end, en étroite collaboration avec MOTOROLA (en charge de la partie traitement du signal en bande de base) et ANTENNESSA (en charge du développement de l'antenne), avec mise en œuvre d'une technologie bas coût pour la réalisation et l'intégration de l'antenne et des composants actifs radio-fréquences. A ce titre, j'ai donc assuré la responsabilité technique du développement des front-ends RF à 5.2 GHz et encadré des ingénieurs en CDD et des stagiaires.

V.1. Front-ends à 5.2 GHz

L'architecture que nous avons retenue pour le *front-end* radio à 5.2 GHz est une architecture classique à double changement de fréquence (FI) en réception et en émission : FI1 = 911 MHz, et FI2 = 20 MHz et à gain variable en FI (voir figure V.1). Elle a été mise en œuvre à partir de circuits commerciaux mais également à partir de circuits conçus et réalisés au laboratoire comme les filtres RF et les circuits en FI (amplificateurs à gain variable, atténuateur variable, amplificateur driver).

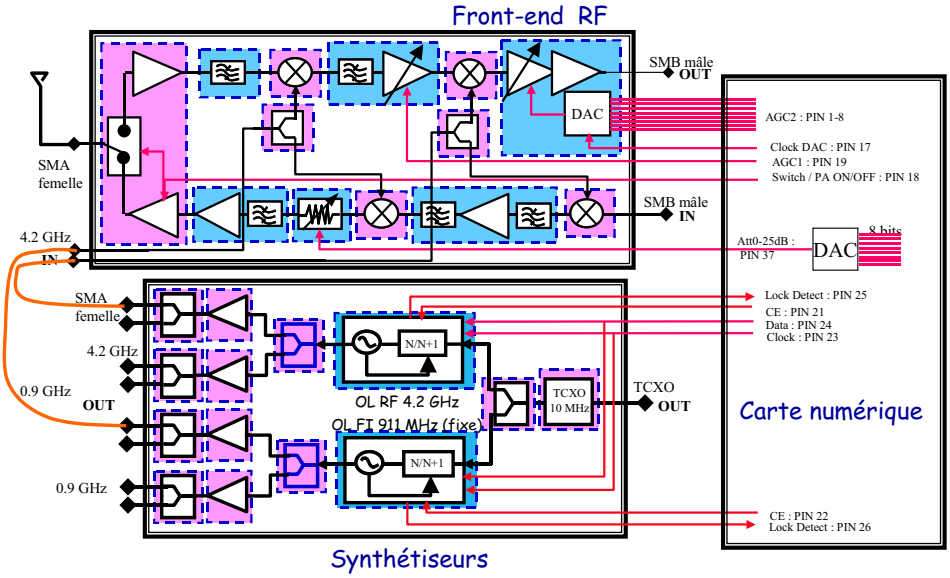


Fig. V.1 : Front-end RF 5.2 GHz et synthétiseurs RF et FI (les circuits en bleu sont les circuits développés au laboratoire et en rose, les circuits commerciaux)

Les différentes fonctions étudiées ont été réalisées sur un substrat RF35 de permittivité 3.5 et d'épaisseur 780 µm, sauf le filtre image à 5.2 GHz réalisé sur Alumine 9.9 d'épaisseur 635 µm. Afin de limiter le nombre de boîtiers, certaines fonctions ont été regroupées sur le même substrat comme par exemple les filtres SAW et les amplificateurs. Deux *front-ends* radio émission/réception (Tx/Rx) ont été regroupés dans un coffret unique avec une alimentation séparée (voir figure V.2).

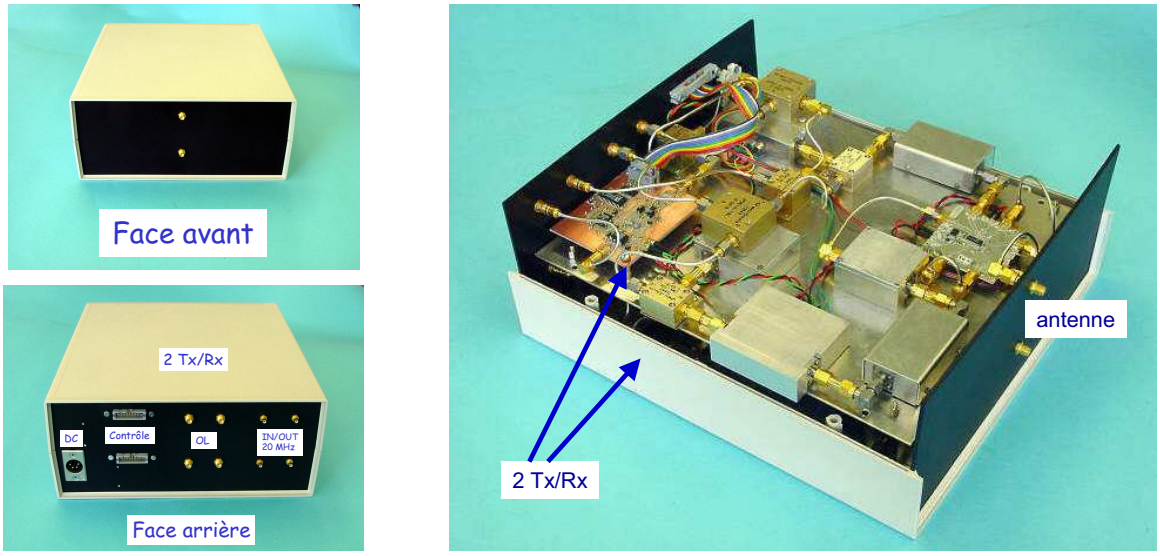


Fig. V.2 : Réalisation pratique et mise en coffret de 2 modules Tx/Rx

Les oscillateurs locaux ont été réalisés à partir de VCO et de diviseurs programmables du commerce de type « dual-modulus prescaler ». La fréquence de l'oscillateur local pour la FI2 est fixe (911 MHz) et est synthétisée par une boucle à verrouillage (PLL). L'oscillateur local pour la FI1 est variable (4.229-4.409 GHz) et il permet de sélectionner le canal désiré. La référence de fréquence commune aux deux synthétiseurs est un quartz à 10 MHz. Un coffret spécifique a également été utilisé pour accueillir les deux oscillateurs. Ce coffret permet d'avoir quatre sorties pour chaque oscillateur local (pour un système MIMO 4x4 bidirectionnel) ce qui a nécessité l'ajout d'amplificateurs pour garder un niveau de puissance suffisant (de l'ordre de 10 dBm) pour attaquer ensuite les mélangeurs des coffrets Tx/Rx (voir figure V.3).

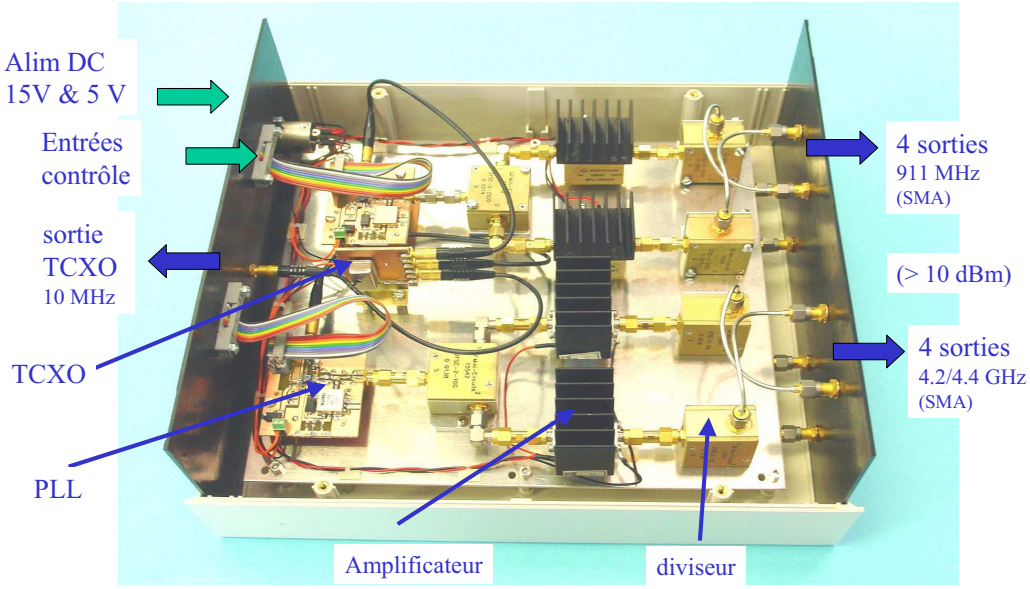


Fig. V.3 : coffret des synthétiseurs 911 MHz et 4.2/4.4 GHz

La chaîne de réception a été testée avec un signal non modulé puis modulé (modulation OFDM générée par un générateur Rohde & Schwarz SMIQ06B) et fonctionne correctement, en particulier les rapports signal à bruit (*S*/*N*) mesurés sont cohérents avec les données de la norme :

- S = -85 dBm (débit min 6 Mbit/s) => *S*/*N* > 5 dB (norme : 3 dB)
- S = -68 dBm (débit max 54 Mbit/s) => *S*/*N* > 23 dB (norme : 20.5 dB)

En émission, la puissance maximale, limitée par le choix de l'amplificateur de puissance, est de l'ordre de 10 dBm. Avec un niveau de puissance en sortie plus élevé, le test avec un signal modulé OFDM fait apparaître des remontées dans les canaux adjacents. Un recul de 12 dB par rapport à la puissance maximale de l'amplificateur de puissance est nécessaire pour éviter ces remontées. La dynamique, donnée par l'atténuateur variable, est de 27 dB minimum, soit une puissance à l'émission pouvant varier de –15 à 10 dBm environ.

V.2. Intégration du Front-end

Dans un second temps, nous avons évalué les possibilités d'intégration du front-end au plus près de l'antenne puisque l'application de type MIMO suggère l'emploi d'antennes multi-capteurs. La mise en œuvre a nécessité donc d'évaluer les inter-actions entre l'élément rayonnant et l'électronique située dans son environnement proche. La proximité du front-end implique un faible encombrement de celui-ci également nécessaire pour développer une antenne multi-capteurs. Un prototype d'un front-end (émission-réception) sans les oscillateurs a été réalisé. Ses dimensions (non optimisées) sont de 15 cm x 10 cm (voir figure V.5).

Afin d'obtenir le maximum de compacité et faciliter l'intégration et la mise en place des circuits sur la carte, les lignes de polarisation et de contrôle ont été placées sur un niveau différent de celui sur lequel sont reportés tous les composants (CMS, circuits intégrés). Une vue en coupe de l'assemblage des 2 niveaux est donnée en figure V.4.

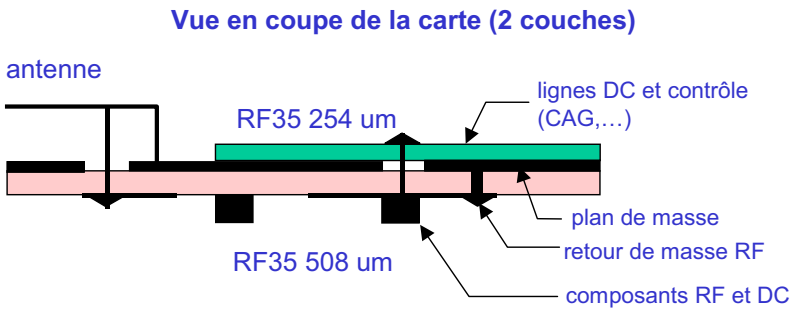


Fig. V.4 : Vue en coupe de la carte du front-end RF et de son antenne

Tout comme la version en boîtier, la version intégrée utilise des composants commerciaux. Les fonctions réalisées sont en grande partie identiques à celles développées pour les coffrets. On peut toutefois noter les différences importantes :

- les circuits RF à 5.2 GHz (LNA, PA et switch) sont des circuits séparés
- 2 régulateurs 5 V ont été rajoutés pour couper les alimentations du PA ou du LNA en fonction du sens de la transmission (Tx ou Rx)
- le filtre à 5.2 GHz est miniaturisé et réalisé sur un substrat différent puis reporté sur la carte.
- les mélangeurs sont du type CMS
- les circuits de polarisation du driver 5.2 GHz sont modifiés
- les amplificateurs à gain variable ne sont pas intégrés sur la carte

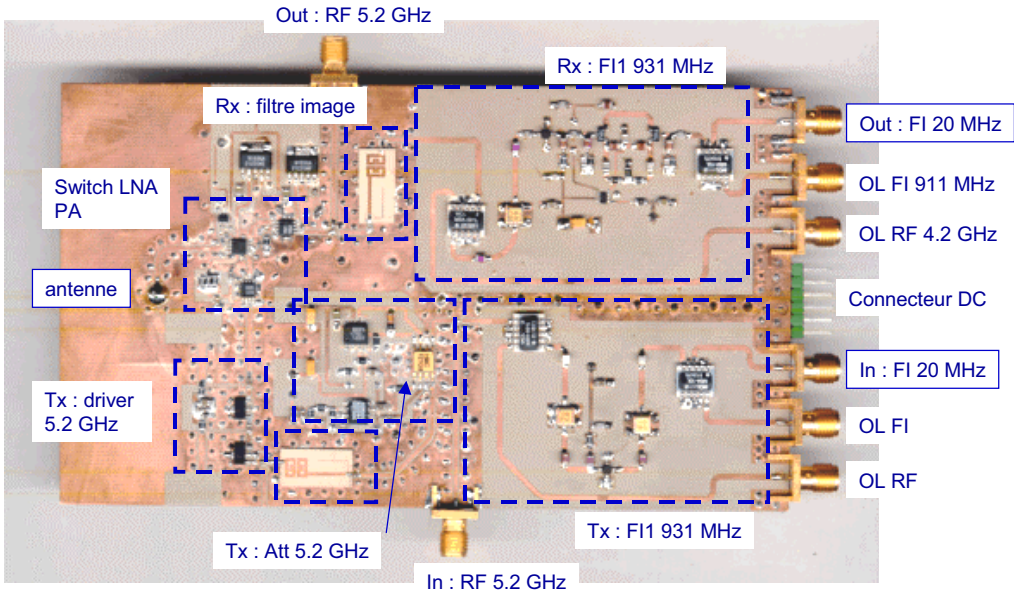
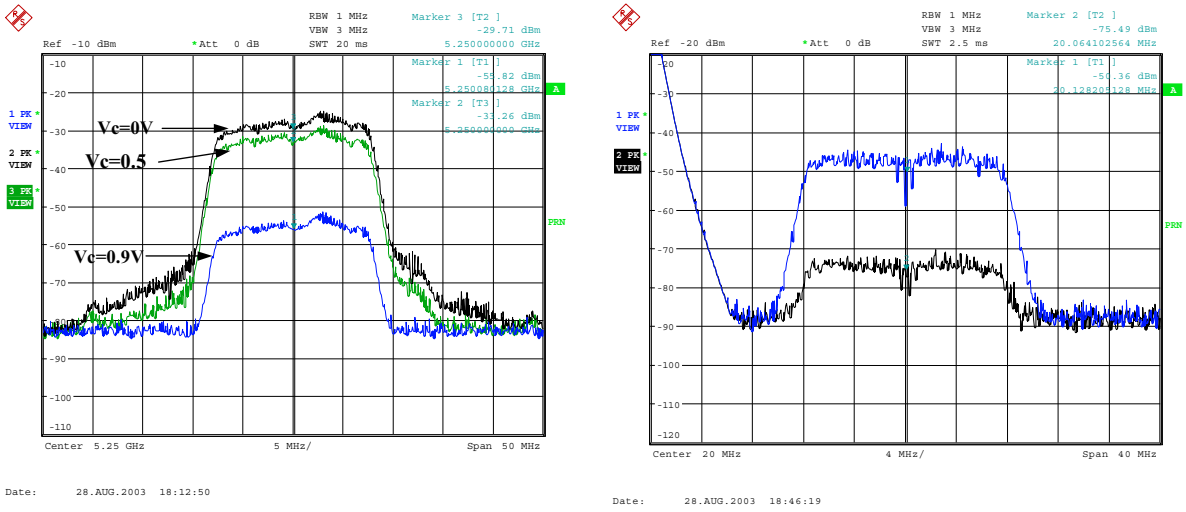


Fig. V.5 : Miniaturisation du front-end RF (15 x 10 cm)

Le test de la carte a permis de démontrer l'intérêt de la démarche et sa faisabilité puisque les performances obtenues sont similaires à celles mesurées sur la version non intégrée (en coffret). Les performances ont été validées à partir d'un bilan de liaison, de mesures des signaux émis et reçus modulés en OFDM, des mesures de dynamique (puissances minimale et maximale en réception) et des diagrammes de rayonnement de l'antenne reportée sur la carte. La figure V.6 montre à titre d'exemple les spectres mesurés en émission pour trois valeurs de l'atténuation (27 dB de dynamique) et en réception pour deux niveaux d'émission (0 dBm et -44 dBm).



a) mesure du spectre en émission à 5.25 GHz pour 3 valeurs de l'atténuation (puissance injectée à 20 MHz : –21 dBm)

b) mesure du spectre en réception à 20 MHz pour 2 valeurs de la puissance en émission à 5.2 GHz (0 dBm et –44 dBm)

Fig. V.6 : spectres mesurés sur la carte intégrée

Les résultats de la maquette complète (démonstrateur MIMO) ont été valorisés par une publication **[R1]** et une conférence **[CI1]**.

V.3. Conclusion et perspectives

Les compétences du laboratoire (conception et réalisation des circuits) ont permis de réaliser le système radiofréquence complet d'émission/réception à 5.2 GHz incluant les synthétiseurs de fréquence et les différentes alimentations. L'intégration du front-end n'est cependant pas complète et une telle approche est rapidement devenue obsolète du fait des évolutions technologiques rapides dans le domaine de l'intégration sur substrat semi-conducteur (voir par exemple le front-end RF de la société STEPMIND [1] qui proposait fin 2002 un circuit intégré en technologie BiCMOS SiGe bi-mode Hiperlan2 et 802.11a).

Cependant, profitant de l'expérience acquise, le laboratoire a pu s'investir en 2004 dans un nouveau projet baptisé PALMYRE, dans le cadre d'un contrat plan Etat-Région Bretagne. Le but de ce projet était de développer une "plate-forme évolutive et paramétrable d'évaluation de systèmes radio-électriques" (projet collaboratif entre TELECOM Bretagne, INSA Rennes, SUPELEC Rennes, Université de Rennes 1, LESTER UBS Lorient). Un premier résultat des travaux menés dans ce cadre a été en 2006 la démonstration d'une plate-forme utilisant le principe des antennes multiples à l'émission et à la réception (technique MIMO 2*2) pour la transmission vidéo haute définition réalisée dans une norme proche du standard 802.11n, en profitant de la diversité apportée par les multi-trajets en 'indoor'. Elle a permis également de tester de nouveaux concepts en turbo-communications et en codage.

V.4. Liste des publications, des thèses et stages encadrés

V.4.1. Publications (articles de revues et communications)

- Articles de revues avec comité de lecture

[R1] A. Guillén i Fàbregas, M. Guillaud, D. T.M. Slock, G. Caire, K. Gosse, S. Rouquette, A. R. Dias, Ph. Bernardin, X. Miet, J.-M. Conrat , Y. Toutain, A. Peden, Z. Li, "A MIMO-OFDM Software Radio Testbed for Wireless Local Area Networks", Journal on Applied Signal Processing, 2006

- Communications : congrès et workshops internationaux avec comité de lecture (en gras article joint en Annexe D)

[CI1] A. Guillen i Fabregas, M. Guillaud, D. T. M. Slock, G. Caire, K. Gosse, S. Rouquette, A. R. Dias, P. Bernardin, X. Miet, J.-M. Conrat, Y. Toutain, A. Peden, Z. Li, 'A MIMO-OFDM Testbed for Wireless Local Area Networks', Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, Oct. 2005, pp. 82-86

V.4.2. Encadrement stagiaires et CDD

- CDD (niveau ingénieur débutant, master 2)

S. Delord : Conception des circuits radio-fréquences de la maquette Hiperlan, 12 mois 2001-2002

Z. Li : Conception des circuits radio-fréquences de la maquette Hiperlan, 12 mois 2002-2003

C. Alonso : Intégration d'un module Tx/Rx Hiperlan, 12 mois 2002-2003

- Stagiaire étranger (Université de Kaiserslautern, niveau master 1)

A. Frühwald, "Conception et réalisation de diviseurs de puissance planaires", rapport de stage, avril-août 2002

- Projet technique 3ème année Telecom Bretagne

G. Auvray et L. Derousseau, "Réalisation et intégration d'un synthétiseur de fréquence à 4 GHz", rapport de projet Telecom Bretagne, mars 2002

V.5. Références

[1] société STEPMIND, http://stepmind.societeg.com/

VI. Autres activités annexes ou liées à la recherche

VI.1. Publications

Les articles listés ici ne sont pas rattachés directement aux thèmes présentés précédemment ou correspondent à des présentations faites à l'occasion de workshops ou séminaires (sans comité de lecture).

- Communications : congrès et workshops internationaux avec comité de lecture

[CI1] J. Ph. Coupez, A. Péden, C. Person "Analysis and design of ultra-miniature hybrid ring directional coupler", Proc. 22nd European Microwave Conf., Helsinki, pp. 443-447, Aug. 1992

[CI2] M.L. Cousseran, M. Freulon, K. Hettak, A. Péden, J. Ph. Coupez, "A new double slotline ring resonator with coplanar waveguide feeder", Proc. 23nd European Microwave Conf., Madrid, pp. 443-447, Aug. 1993

[CI4] R. Jézéquel, A. Péden, D. Bourreau, P. Goy, M. Gross, "On-Wafer Measurements at Millimeter Waves", ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications, Espoo, May 1998

[CI15] L. Robin, M. Regis, H. Cam, A.Perennec, D. Herve, D. Le Berre, A.Peden, S.Yaegassi, H.Yano, S.Furudate, "Fully integrated distributed amplifier design on InP HBT technology for optoelectronics application", International Microwave Symposium, Long Beach, California, 12-17 June 2005

- Communications : congrès nationaux avec comité de lecture

[CN4] K. Hettak, J. Ph. Coupez,, A. Sheta, A. Péden, D. Bourreau,, S. Toutain "Mise en oeuvre d'une méthodologie d'approche des mélangeurs en vue de conceptions en ondes millimétriques", 8èmes Journées Nationales Microondes, Brest, Mai 1993

[CN8] A.F Sheta, A. Péden, J.Ph. Coupez, S. Toutain, "Amplification de puissance en bande L sur substrat à haute permittivité diélectrique", 10èmes Journées Nationales Microondes, St Malo, mai 1997, pp 404-405

[CN22] L. Robin, M. Regis, H. Cam, A. Perennec, D. Herve, D. Le Berre, A. Peden, S. Yaegassi, H. Yano, "Etude d'un amplificateur de commande différentiel-distribué appliqué aux systèmes de transmissions optiques ultra-large bande", 14èmes Journées Nationales Microondes, Nantes, Mai 2005

- Autres

[D1] A. Gandois, A. Péden, D. Bourreau, "Calibrage sans ambiguïtés de signes d'un A.R.V. 6 portes", Journées du groupe des utilisateurs d'analyseurs de réseaux vectoriels, Nice, mai 1997

[D2] B. Deschamps, M. Le Goff, J.L. Le Bras, A. Péden, D. Bourreau, "Méthodologie pour des mesures précises en ondes millimétriques: application à des mesures sous-pointes en bande Ka, U et W et à un amplificateur en bande Ka en zone linéaire", Journées du groupe des utilisateurs d'analyseurs de réseaux vectoriels, Nice, Juin 1998

[D3] B. Deschamps, M. Le Goff, J.L. Le Bras, A. Péden, D. Bourreau, "Mesures en technologie quasi-optique: caractérisation de matériaux et de dispositifs", Journées du groupe des utilisateurs d'analyseurs de réseaux vectoriels, Nice, juin 1998

[D4] J.L. Le Bras, M. Le Goff, D. Bourreau, A. Péden, F. Le Pennec et S. Toutain, " Approche hybride pour la conception de dispositifs quasi-optiques", Chapitre IEEE-MTT-ED, Workshop sur les simulateurs globaux, La Rochelle, mai 98

[D5] G. Piel, A. Péden, "Plate-Forme de Simulation d'un Système Radar ACC", Workshop Chapitres français Antennas-Propagation & MTT, Lille, juin 2007

VI.2. Reviewing de papiers soumis à publications dans des revues ou conférences :

- IEEE Instrumentation & Measurement : 1 en 2009
- IET Science, Measurement & technology : 1 en 2008
- IEEE Microwave Theory and Techniques : 1 en 2007
- IEEE Microwave and Wireless Components Letters : 2 en 2006
- International Journal of Electronics (IJE) : 1 en 2006
- Annales des Télécommunications : 1 en 2002
- Membre du comité scientifique des Journées Nationales Microondes, thème « circuits actifs » : 2003, 2005, 2007, 2009

VI.3. Evaluation de dossiers de demandes de financement

- Fonds de recherche sur la Nature et les Technologies Québec-Canada pour le programme « établissement de nouveaux chercheurs » : évaluation d'une demande d'aide financière (domaine de la caractérisation d'amplificateurs de puissance, linéarisation, pré-distorsion), 2004.
- Fonds de recherche sur la Nature et les technologies Québec – Canada pour le programme « projet de recherche en équipe » : évaluation d'une demande d'aide financière (domaine des dispositifs et circuits hyperfréquences et des circuits intégrés, transistors, MMIC, amplificateurs), 2003

VI.4. Participation (examinateur) à des jurys de thèse (hors encadrées)

Doctorant (Université)	**Titre de la thèse**
Serge Le Guen (UBO) le 29/04/1997	Modélisation des milieux conducteurs non-linéaires et non-stationnaires avec la méthode TLM. Application au dév eloppement d'un modèle physique bidimensionnel d'un transistor MESFET
Benoist Deschamps (UBO) le 21/12/1998	Contribution à l'étude d'additionneurs en technologie quasi-optique pour des applications potentielles en ondes millimétriques
Caroline Arnaud (IRCOM Limoges) le 12/07/2001	Etude et conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en mode CW pulsé
Souheil Bensmida (ENST Paris) le 28/01/2005	Conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en présence de signaux modulés à l'aide de réflectomètres six-portes
Yuping Huang (ENST Bretagne) le 28/09//2006	Contribution à l'étude des plates-formes radio-numériques : cosimulation dans le contexte MIMO WLAN
Hind Bousia (IRCOM Limoges) le 18/12/2006	Analyse et développement de la caractérisation en puissance, rendement et linéarité de transistors de puissance en mode impulsionnel

VI.5. Liste des contrats d'étude, contrats et collaborations industriels

Le tableau ci-dessous résume les différentes collaborations, études et contrats dont j'ai eu la charge ou pour lesquels j'ai encadré un stagiaire, CDD ou thésard. Les résultats des travaux sont décrits dans les parties précédentes (III, IV et V) pour les sociétés ou organismes dont les noms sont soulignés.

Année(s)	Société /organisme	Type	Sujet	Encadrement
1992	TRT	contractuel	Etude de marché sur les modules intégrés pour les Télécommunications	stagiaire
1992	DATENO	collaboration	Etude de doubleur de fréquence 11-22 GHz	non
1995-1996	DASSAULT AVIATION	contractuel	Conception et réalisation d'une admittance négative en fréquence	non
2001-2003	RNRT	contractuel	ANTIPODE : Antennes intelligentes pour le haut débit (norme HIPERLAN 2)	CDD
2002	ANFR	contractuel	Caractérisation de 17 échantillons de matériaux en bande W (autour de 77GHz)	non
2003	PLASTICOMNIUM	contractuel	Caractérisation de matériaux diélectriques plans et mesure de paramètres S en bande W (72 à 82 GHz)	non
2004	MOTOROLA	contractuel	Réalisation de circuits électroniques blindés (boîtier aluminium)	non
2004-2007	CNES-ALCATEL ESPACE	contractuel recherche	Combinaison de puissance en 3D en bande K	thésard
2006	COMITS	contractuel GET	Communications millimétriques pour les ITS	CDD
2007-2010	AUTOCRUISE	Pôle de compétitivité	Radar automobile longue portée ACC 77 GHz	CDD
2008-2009	THALES ALENIA SPACE	contractuel	Combinaison de puissance 3D en bande X	CDD

VII. Conclusion générale

A l'issue de cette synthèse des différentes activités de recherche menées jusqu'ici et des perspectives proposées en conclusion de chaque thème, on peut voir qu'un important travail est encore à fournir en particulier dans le domaine de la caractérisation fort-signal de composants en bande Ka. Cependant, mes activités sont principalement tournées aujourd'hui vers la combinaison de puissance d'une part, et vers la simulation de systèmes radar d'autre part, dans le cadre plus général des transports intelligents. Ces orientations correspondent comme on l'a vu à des collaborations et projets en partenariat avec le monde industriel.

La caractérisation fort-signal de composants en bande Ka reste malgré tout pour moi un thème important et j'espère pouvoir y contribuer plus activement dans les années à venir.

***

Chapitre 2 - Synthèse des activités d'enseignement

I. Introduction

L'enseignement à TELECOM Bretagne a connu deux réformes de fond, en 1996 puis en 2003. Les modules d'enseignement ont beaucoup évolué suite à la réforme de 2003 en particulier. Après le tronc commun du premier semestre S1, les élèves ont aujourd'hui un parcours personnalisé dès le second semestre de formation puisqu'à chaque semestre (S2 à S4) l'élève choisit une Majeure (163 h) et une Mineure (83 h) (ou les ateliers qui sont des activités de laboratoire axées sur la mesure et le test) parmi les cinq domaines d'enseignement (Mathématiques et Traitement du Signal, Électronique et Physique, Informatique, Réseaux, Économie et Sciences Humaines). En 3ème année (semestre S5), il choisit une filière (1 choix parmi 4) avec la possibilité de suivre jusqu'à trois modules dans les autres filières.

Par ailleurs, TELECOM Bretagne propose depuis 2003 une formation d'ingénieur, spécialisé en informatique, réseaux et télécommunications, en partenariat avec l'ITII Bretagne (Institut des techniques d'ingénieur de l'industrie de Bretagne). Cette formation se déroule sur trois ans, en alternance équilibrée entre l'école et l'entreprise.

Les différents enseignements auxquels je participe ont donc beaucoup évolué tout au long de ces réformes. De même, certaines formations ont aujourd'hui disparu (comme la Formation promotionnelle).

II. Enseignement

Mes enseignements appartiennent pour l'essentiel au domaine Électronique et Physique (ELP) et ce qui suit donne une vue synthétique de mes différentes activités depuis 2003. Le détail des différents modules et volumes horaires est donné en **annexe B**.

- Formation d'Ingénieur généraliste (FIG) et en partenariat (FIP): cours, travaux dirigés et atelier dans les 3 années (1A, 2A, 3A) selon le cursus (FIG ou en FIP).

  enseignement : les composants semi-conducteurs, l'électronique analogique non-linéaire, les dispositifs actifs micro-ondes, les systèmes de télécommunications et de transmission

- Autres formations
  - DEA (1997-2006) puis Master 2 Recherche (depuis 2006) de l'Université de Bretagne Occidentale (spécialité Matériaux et Dispositifs hyperfréquences).

enseignement : l'amplification RF de puissance et les mélangeurs de fréquence, les techniques de calibrage des analyseurs de réseaux vectoriels dans le cadre des modules expérimentaux (2006).

- Formation Continue (FC) à TELECOM Bretagne : formations proposées au catalogue ou à la demande (intra-entreprises) :

  enseignement : conception des dispositifs actifs hyperfréquences, Systèmes de télécommunications par satellites, Méthodes de mesure en RF et hyperfréquences

III. Responsabilités en enseignement

Les responsabiltés au niveau de l'enseignement vont de la responsabilité d'un ou plusieurs modules ou activités d'enseignement à celle d'un domaine en formation d'ingénieurs généralistes (FIG), en partenariat (FIP), en formation continue et elles peuvent évoluer au fil des ans et des réformes.

- **co-responsable du domaine d'enseignement ELP** : 1ère et 2ème année de la formation d'ingénieurs généralistes et d'ingénieurs en partenariat (**depuis nov. 2007**)
- responsable/coordinateur de modules d'enseignement : 1 module en 2ème et 1 en 3ème année de la formation FIP, un atelier (TP), un module en Majeure ELP
- responsable du tronc commun CMS des options de 3ème année Microondes, Electronique Numérique et Optique (de 2000 à 2004, avant la réforme de 2003)
- responsable de la FC "Systèmes de télécommunications par satellites" (depuis 2005)

Les détails sont donnés en **annexe B**.

IV. Encadrements de projets 'élèves'

Les projets sont une des composantes essentielles de la pédagogie en place à TELECOM Bretagne (cursus FIG). La pédagogie par projet ou pédagogie active s'appuie sur le principe de l'étudiant acteur de sa formation et du développement de ses propres compétences : il participe directement à son propre apprentissage, en questionnant son environnement, en recherchant les informations, en les partageant et en les validant, lors des projets.

Depuis 2003, les élèves réalisent chaque semestre, par groupes de 2 à 8, un projet spécifique. Les divers projets proposés couvrent l'essentiel du cycle de développement d'un projet industriel. J'ai donc proposé et (co-)encadré des projets au cours des semestres S2, S4 et S5. Les précédents cursus avant 2003 proposaient également des projets mais à partir de la 2ème année uniquement.

Les différents types de projet auxquels je participe sont :

- projet de développement (S2, depuis 2003) : développement technique matériel ou logiciel par groupe de 4. L'accent est également mis sur la communication écrite.
- projet d'ingénieurs (S4, depuis 1997) : développement technique matériel, logiciel,... par groupe de 6 à 8. Il est proposé par un partenaire extérieur à l'école et qui est le client. Il correspond aux réalités d'un projet industriel à travers les différents aspects abordés (livrables, processus qualité, gestion de projet, communication interne,...).
- projet technique (S5, depuis 1991) : projet de recherche ou lié au développement d'une compétence professionnelle suivant le parcours choisi.
- et jusqu'en 2003 (cursus de la formation FIG avant la réforme actuellement en place), j'ai proposé et encadré des projets de type :
  - projet d'algorithmique et de programmation (2ème année) : développement logiciel

- projet expérimental (2ème année) : développement technique
- projet bibliographique (3ème année) : étude et synthèse bibliographique
- journée scientifique (3ème année) : journée animée par un groupe de 12 à 15 élèves sur un thème scientifique du domaine des communications/ télécommunications/ électronique/hyperfréquences

Par ailleurs, j'ai également participé (de 1997 à 2007) au suivi de *gestion de projet* des projets d'ingénieurs de 2ème année S4. Ce suivi assuré par un groupe d'enseignants-chercheurs (EC) permet de faire un point régulier (réunion hebdomadaire d'une heure initialement puis par quinzaine) avec les élèves responsables de la gestion de projet (1 EC pour le suivi de 5 à 6 projets, un élève par projet responsable de la gestion de projet). Le suivi s'appuie sur des documents à fournir comme le plan de développement rédigé dans la phase de démarrage du projet (objectifs du projet, livrables, découpage en lots ou activité, ressources nécessaires,…), puis les rapports d'avancement hebdomadaires (présentant le diagramme temps/temps, la gestion des risques et le temps passé par personne par semaine). Les informations données restent confidentielles entre les élèves et l'enseignant qui assure le suivi de gestion de projet.

La liste des projets que j'ai encadrés est donnée en **annexe C**.

V. Autres encadrements

Le semestre 6 (S6) de la formation FIG est consacré au stage de fin d'études effectué en France ou à l'étranger dans une entreprise ou un laboratoire universitaire. Le stage est un premier travail d'ingénieur ou de chercheur. Pendant cette période, un suivi de l'élève est assuré au niveau de l'école par un enseignant-chercheur (conseiller d'études). Il ne s'agit pas d'un encadrement technique direct mais il permet de garder le contact et de s'assurer du bon déroulement du stage. En fin de stage, le conseiller assure la relecture du rapport et gère la soutenance du projet.

Dans le cadre de la formation en partenariat FIP, les élèves sont suivis par un tuteur pédagogique (enseignant-chercheur) tout au long des trois années lors des périodes en entreprises. Des rencontres ont lieu sur le terrain d'apprentissage en présence de l'élève et du maître d'apprentissage (tuteur entreprise). Sur chaque période en entreprise, un point est effectué entre les tuteurs afin d'assurer l'évolution et la progression, sur les trois ans, des missions confiées à l'apprenti en terme de niveau de responsabilité, de prise d'initiatives, d'analyse,… L'élève rédige également un rapport de synthèse du travail effectué au cours de la période concernée. Ce rapport est lu et noté par le tuteur pédagogique et un retour est fait à l'élève sur le fond et la forme du rapport. Depuis 2003, j'ai suivi cinq élèves tout au long de leurs trois années de formation. Ce suivi est très intéressant et enrichissant du fait du contact privilégié avec l'élève et des discussions avec le maître d'apprentissage.

VI. Multimédia : création de supports pour l'enseignement

Dans le cadre d'une réflexion au sein de TELECOM Bretagne autour de l'amélioration des apprentissages disciplinaires et pluridisciplinaires par les élèves, différents projets liés à l'innovation et la recherche pédagogique ont été lancés. C'est en particulier par le biais de la création de logiciels didactiques et de multimedias/hypermédias pédagogiques en télécommunications que j'ai été amené à contribuer à ces projets liés à l'enseignement et à l'apprentissage. Il s'agit en particulier de la création d'un CD-ROM pédagogique et de la participation au projet européen INVOCOM du programme *Leonardo Da Vinci*.

• **Cédérom pédagogique** : « la téléphonie mobile en questions », destiné à l'enseignement supérieur (niveau licence-maîtrise). Ce CD-ROM a été conçu par des enseignants-chercheurs du Groupe des

Ecoles de Télécommunications (G.E.T.) dont fait partie TELECOM Bretagne en collaboration avec des partenaires industriels (ALCATEL) et scientifiques.

Mes compétences en enseignement dans les domaines de l'électronique et des dispositifs actifs micro-ondes m'ont amené à contribuer activement à la rédaction de 9 articles-liens (sur un total de 45) sur le thème des architectures radio des téléphones portables, des technologies semi-conducteurs, des transistors et des fonctions radiofréquences (amplificateurs, mélangeurs, oscillateurs).

Ma participation directe m'a amené à utiliser le logiciel Director (de Macromedia) pour la conception d'animations multimédia ainsi qu'à encadrer plusieurs stagiaires (élèves ENST Bretagne, étudiants en IUT). Ce travail de longue haleine et très mobilisateur (période 1999-2001) a été valorisé par le **prix Roberval** en 2001, **catégorie Multimédia** ainsi que par deux communications (**[CI1]** et **[CN1]**) où sont décrits en détail la structuration de la connaissance en articles-liens ainsi que l'apport d'une telle structuration basée sur des questions introduisant des éléments concrets du réseau de télécommunications.

Ce CD-ROM a été utilisé en formation FIG dans le cadre du projet expérimental de 2ème année de 2001 à 2003 et est utilisé en 3ème année de formation FIP depuis 2004 dans le module "Planification de réseaux cellulaires". Je participe à l'encadrement des séances tutorées (9h au total) au cours desquelles le CD-ROM est utilisé en complément des activités traditionnelles du module (cours, TD). Ce support permet d'aborder, de manière ludique à travers des études de cas de difficulté croissante, une problématique de déploiement de réseaux cellulaires faisant intervenir des compromis entre problèmes techniques (couverture cellulaire, nombre de fréquences par cellule, hauteur des stations de base, puissance d'émission, architectures des sites, propagation radio,...) socio-économiques et financiers. L'élève joue le rôle d'un ingénieur travaillant pour un opérateur de télécommunications qui doit planifier ou améliorer un réseau de téléphonie mobile dans différentes configurations (zone rurale, zone urbaine, GSM900, GSM 1800,…). Cette forme d'enseignement est en général source d'une plus forte motivation pour l'apprentissage de la part des élèves.

- **Projet européen INVOCOM** du programme *Leonardo Da Vinci :* projet Pilote de TICE (Technologies de l'Information et de la Communication dans l'Enseignement) 2003-2005. Dans ce contexte, j'ai encadré un stage 3ème année IUP sur la simulation de circuits électroniques non-linéaires **[S1]**.

Le travail effectué au cours de ce stage a fait suite à un certain nombre de projets d'élèves que j'ai encadrés (projet d'algorithmique et de programmation de 2ème année) et qui ont permis de développer et mettre au point un algorithme de simulation de circuits non-linéaires (méthode temporelle). Cet algorithme a été mis en application au travers d'applets Java dans le but d'obtenir un simulateur pédagogique simple et interactif permettant d'illustrer sur quelques exemples de base les phénomènes non-linéaires dans des circuits électroniques à base de diodes (et de transistors plus généralement). Par ailleurs, ces résultats ont été utilisés en 3ème année et en DEA pour introduire les méthodes d'analyse non-linéaire utilisées dans les outils de simulation commerciaux (ADS, PSPICE,…).

VII. Publications et stages encadrés

VII.1. Publications

[CI1] G. Landrac, MC. Mouchot, A. Péden, D. Phan, Y. Duflot, "Teaching GSM to engineering students : a new hypermedia approach complementary to traditional teaching", 7th Int. Symp. On recent Advances in Microwave Technology Proceedings, Malaga, Dec. 1999, pp. 88-91

[CN1] Y. Duflot, G. Landrac, M.C. Mouchot, A. Péden, D. Phan, "Contribution à la réalisation d'un hypermédia pédagogique pour l'enseignement supérieur en électronique et télécommunications", 11èmes Journées Nationales Microondes, Arcachon, Mai 1999

[CN2] N. Caillère, D. Bourreau, J. Ph. Coupez, A. Péden, S. Toutain "Comment introduire la C.A.O. dans le cursus de formation", 8èmes Journées Nationales Microondes, Brest, Mai 1993

VII.2. Encadrement de stage

[S1] B. Gouriou, « Mise en œuvre de simulations de circuits électroniques non-linéaires », rapport de stage 3ième année, IUP Ingénierie Informatique, Université de Bretagne Occidentale, mars-juin 2004

Annexe A

Curriculum Vitae

Alain PEDEN
15, rue Commandant Drogou, 29200 BREST
né le 11 septembre 1962 à Lesneven (29)
marié, 2 enfants

Institut TELECOM / TELECOM Bretagne
Département Micro-Ondes – Lab-STICC (UMR CNRS 3192)
Technopôle de Brest Iroise CS 83818
29238 BREST Cedex 3

Tel: 02 29 00 10 92
Fax: 02 29 00 13 43
e-mail: Alain.Peden@telecom-bretagne.eu

Maître de Conférences au Département Micro-Ondes de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (Telecom Bretagne) depuis septembre 1991

- Enseignement dans les trois années du cycle d'Ingénieur généraliste et en partenariat ainsi qu'en Master Recherche de l'Université de Bretagne Occidentale à Brest
- Travaux de Recherche axés sur l'amplification de puissance utilisant des techniques de combinaison et la caractérisation de composants en ondes millimétriques
  - encadrement et co-encadrement de 7 thèses
  - 5 publications dans des revues avec comité de lecture
  - 2 brevets
  - 25 communications et workshops internationaux avec comité de lecture
  - 24 communications nationales avec comité de lecture

FORMATION

1991 Thèse de Doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale, spécialité Electronique, Brest
« Contribution à la détermination par la mesure d'un schéma équivalent électrique utilisable en C.A.O. non linéaire pour les deux modes de fonctionnement du MESFET », réalisée au département Micro-Ondes de l'ENST Bretagne

1985	D.E.S.S. Communications Microondes et Optiques	Université de Limoges
1984	Maîtrise d'Electronique et communications	Université de Limoges
1983	Licence de Télécommunications	UBO Brest
1982	D.U.T. Génie Electrique, option électronique	IUT Lannion

1989 Cambridge, first certificate

stages de fin d'études :

1985 Stage de D.E.S.S. à SCHLUMBERGER au département Hyperfréquences, Montrouge (4 mois) : « *Etude du bruit de phase d'un oscillateur à filtre YIG* »

1982 Stage de fin d'études de DUT à CIT Alcatel, Lannion (2 mois)
Réalisation de programmes Fortran pour le pilotage d'une machine de contrôle automatique de cartes analogiques

AUTRES EXPERIENCES

1986-1988 Ingénieur à THOMSON Hybrides et Microondes (Orsay 91) au Département Arséniure de Gallium (DAG)
Conception de fonctions analogiques hyperfréquences en technologie MMIC (amplificateurs de moyenne puissance, amplificateurs faible bruit, en bande C et X)

1989-1990 Formateur pour la préparation du concours INPT en Electronique Analogique à l'Institut d'Enseignement Technique de Rennes (~20 h)

Annexe B

Liste des activités d’enseignement et responsabilités

Liste des activités d'enseignement et responsabilités

Enseignement

- **Formation d'ingénieurs généralistes (FIG):** cours (C), travaux dirigés (TD) et travaux pratiques ou atelier (TP) dans les 3 années (1A, 2A, 3A) du cursus. Cet enseignement couvre :
  - les composants semi-conducteurs (1A) - TD
  - la théorie des lignes, la propagation guidée (jusqu'en 1996) - TD et TP
  - les antennes (jusqu'en 1996) (1A) - TD et TP)
  - les dispositifs actifs micro-ondes (amplificateurs, mélangeurs, oscillateurs) - C, TD
  - les Systèmes de Télécommunications et de transmission (3A) – C
  - les représentations et transformations des signaux physiques (1A, 21 h) – C, TD, TP CAO
- **Formation d'ingénieurs en partenariat (FIP) :** cours (C), travaux dirigés (TD) et travaux pratiques (TP) en 2A et 3A du cursus. Cet enseignement couvre :
  - l'électronique analogique non-linéaire (2A) - C, TD, TP CAO (15h)
  - les dispositifs actifs microondes : amplificateurs, mélangeurs (3A) - C, TD, TP CAO (15h)
  - les systèmes de télécommunications (3A) - C, TD, TP CAO (15h)
  - les systèmes de communications par satellites (3A) - C (3h)
  - la planification de réseaux cellulaires (3A) - TP CAO (9h)
- **Autres formations académiques**
  - DEA (1997-2006) puis Master STT M2 Recherche spécialité MD (depuis 2006) de l'Université de Bretagne Occidentale. Cet enseignement couvre :
    - dispositifs actifs micro-ondes (amplificateurs de puissance) – C (10 h)
    - techniques de calibrage des analyseurs de réseaux vectoriels – C (4h)
    - introduction aux systèmes de Télécommunication (2000-2002) – C (6 h)
  - Formation promotionnelle (FP) 1ère et 2ème année en électronique analogique (C et TD) 1992-2004 :
    - initialement sous la responsabilité de l'INT Evry
    - coordination et suivi des élèves (devoirs, corrections, examens) 2002-2004
  - mastère « Signal et Communication » - C (3h, jusqu'en 2002)

- **Formation continue** (FC TELECOM Bretagne)
  - catalogue :
    - Conception des dispositifs actifs RF et hyperfréquences (3 jours, co-responsable)
    - Systèmes de télécommunications par satellites (4 jours, responsable depuis 2005)
    - Méthodes de mesure en RF et hyperfréquences (techniques de calibrage et travaux pratiques –hors catalogue depuis 2007)
  - intra-entreprise :

- mêmes thèmes que les FC au catalogue avec quelques aménagements selon les demandes
- Systèmes de transmission/ architectures radio

Responsabilités en enseignement

- **co-responsable du domaine d'enseignement ELP** (Electronique et Physique) : 1ère et 2ème année en formation d'ingénieurs généralistes et d'ingénieurs en partenariat (**depuis nov. 2007**)
- membre du groupe de pilotage des projets d'ingénieurs du semestre 4 (2ème année, jusqu'en 2007)
- tronc commun CMS des options de 3ème année « Microondes, Electronique Numérique et Optique » (2000-2004, avant la réforme de 2003)
- responsable des stages de fin d'études de l'option de 3ème année MOST (1992-2001) puis SRTS (2002-2005) puis de la filière « Ingénierie et Intégration de Systèmes » (jusqu'en 2007)
- responsable/coordinateur des modules d'enseignement :
  - module en 3A : CMS 303 "Techniques, fonctions et architectures des systèmes de télécommunications" (1996-2004)
  - atelier (TP) : analyse spectrale (depuis 2003)
  - module de Majeure ELP : ELP 402 "Systèmes de transmission"
  - modules en FIP : 2A ELP 201 "Electronique analogique non-linéaire" et 3A ELP 303 "Systèmes de télécommunications RF"
  - formations continues : « Systèmes de télécommunications par satellites » et « Conception des dispositifs actifs RF et hyperfréquences » (co-responsabilité)

Annexe C

Enseignement : liste des projets d’élèves encadrés

Enseignement : liste des projets d'élèves encadrés

Encadrement d'élèves TELECOM Bretagne

Projets techniques 3ème année (S5)

Projets en général qui ne sont pas liés à des thèmes de recherche mais sont cependant réalisés en collaboration avec un partenaire industriel qui propose le sujet d'étude.

I. Carnot, J. P. Arranz, « Etude d'un doubleur de fréquence large bande », 1993

O. Ruiz, J. Zoliec, « Etude d'un amplificateur fort gain pour application en communications optiques », 1994

E. Juillot, R. Rodriguez, « Etude et réalisation d'un prototype de radar Doppler courte portée », 1996

X. Mercat, H. Robin, « Etude et réalisation d'un circuit front-end multi-standard 1,8 GHz pour lé téléphonie sans fil », 1997

G. Merrien, B. Viteau, « Amplificateur très faible bruit en bande X », 1998

C. Liczkowski, C. Cazenave « Conception d'un mélangeur pour radar en bande X », 1999

M. Cabélic, J.-Y. Huh, A. Vialle, « Modélisation des systèmes hybrides Fibre Radio à 2,45 GHz », 2001

G. Auvray, L. Derousseau, « Réalisation d'un synthétiseur de fréquence à base de PLL, 2002

F. Lépine, M. Roques, « Etude d'une chaîne multiplicatrice de fréquence de la bande L à la bande Ka », 2003

A. Bechki, M. Louarradi, « Intégration d'un synthétiseur RF large bande », 2004

C. Demange, D. Durka, « Caractérisation de l'impact des non-linéarités d'un amplificateur de puissance en bande VHF sur des modulations complexes », 2006

Projets bibliographiques 3ème année

F. Pellissier, Y. Rouxel, « caractérisation non-linéaire en ondes millimétriques », 1992

D. Frontin, F. Suzanne, « déphaseurs variables miniatures », 1996

I. O. Izquierdo, P. S. Delgado, « générateurs d'ondes millimétriques et sub-millimétriques », 1999

Projets d'ingénieurs (S4)

G. Merrien, A. Milhomme, L. Remion, F. Salou, « Capteur pour télésurveillance », 1997

A. Duguet, R. fortas, D. Gardes, G. Hincelin, R. Rousseau, J. L. Saussol , « Capteur pour télésurveillance », 1998

L. Chapoux, F. Dupont, P. Jung, F. Lernout, T. Meyer, F. Mottin, S. Rohmer, « Expérimentation de service DECT sur le campus de l'ENSTB », 1999

Y. Busquets, C. Gayan, J. Léger, L. maligne, A. Réfrégiès, C. Viot, « Transmission de données sous-marines par satellite Argos », 2000

C. Chari, S. Chevet, J. Livoye, J. L. Rondeau, E. Soyris, « Modélisation et simulation de nouvelles architectures d'émetteurs pour les systèmes radiomobiles », 2001

T. Caramigeas, S. Jarifi, N. L'Hostis, M. Lusven, M. Roques, S. Sega, « Modélisation et conception de PLL analogiques pour systèmes radiomobiles GSM/DCS », 2002

J. M. Feder, Y. Gharbaoui, F. Lecarpentier, M. Raoel, M. Saoud, « CAO de plate-forme radio-numérique pédagogique », 2003

L. Bessy, J. Calle, F. Eiden, E. Halphen, Y. Ibnyahya, R. Quevedo, C. J. Zhang, « Développement d'un réseau haut débit sur le Finistère », 2005

El H. Bihmiden, B. Glemet, N, Lahbil, J. Zeleny, M. Girault, « Développement d'une antenne maritime pour modem satellite », 2006

T. de Masfrand, A. Jerbi, M. Laurent, B. Poupart, P. Valsasina, « Capture et transmission d'images à partir d'un îlot en mer », 2007

Projet de développement (S3)

A. Elwertowska, V. Bruny, U. Bounat, « Détermination par des mesures RF du schéma équivalent d'un transistor FET », 2004

T. Ayed, V. Marchou, R. Rollin, « Détermination par des mesures RF du schéma équivalent d'un transistor FET », 2005

F. Charmetant, N. Chesneau, C. Costes, N. Lhéritier, « Caractérisation de matériaux à 77 GHz pour l'intégration sur les véhicules de radars anti-collision », 2004

M. Brunin, W. Leroy, L. Pastor, J. Sabate, « Caractérisation de matériaux multi-couches à 77 GHz pour l'intégration sur les véhicules de radars anti-collision », 2005

Projets d'algorithmique et de programmation (2ème année)

P. Legrand, G. Prevost, S. Piccand, D. Vincent, J. Renaudier, « Simulation de circuits non-linéaires », 2000

B. Barthelemy, R. Benchamek, T. Laklalech, T. Marquet, N. Seller, C. Viron, « Simulateur pédagogique interactif dédié aux circuits actifs non-linéaires », 2001

S. Chiu, Y. Gharbaoui, A. Ouhammou, « Simulateur pédagogique interactif pour la simulation de circuits actifs non-linéaires à base de transistors », 2002

E. Capraro, L. Dejean , A. Kersit, N. Oualha, A. Ouhammou, « Simulateur pédagogique interactif pour l'analyse de systèmes radioélectriques », 2003

Annexe D

Recueil des principales publications

A New Configuration to Improve the Active Loop Technique for Transistor Large Signal Characterization in the Ka Band

Ismail Yattoun and Alain Peden[1]

***Abstract*— This paper presents a new configuration to improve the conventional active loop technique with pre-matching. This reduces the power requirements of the loop amplifier when synthesizing high reflection coefficient for high power transistors. The active loop technique is very efficient in characterizing power transistors but the output power of the loop amplifier can be a strong limitation as it can exhibit non-linear behavior when high power is needed. The proposed new configuration improves the active loop capabilities as it allows a larger reflection coefficient to be synthesized with higher linearity of the loop amplifier. Theoretical results show the interest of the new active loop and experimental measurements in the Ka band validate the linear behavior improvement of the active loop for high reflection coefficients.**

***Index Terms*—Solid state power amplifier, characterization of components, load-pull, active loop with pre-matching.**

I. Introduction

The optimized and efficient design and realization of solid state power amplifiers (SSPA) require the experimental large-signal characterization of transistors using a load-pull test-bench. The purpose is to determine the optimum device's performances which depend on the operating conditions (frequency, bias voltages, input power) and loading conditions. The optimum load impedances associated with maximum added power or with maximum added power efficiency for a given input power level can be obtained and, as a result, the information derived from these measurements maximizes circuit performances with reduced development time. With this approach, the non-linear model of transistors at high frequencies can also be validated, thus improving the reliability of microwave design tools. Unlike the passive technique using lossy tuner, the active load one [1], [2] allows highly reflective load impedances to be synthesized, especially at millimeter waves. More recently, active load-pull techniques at microwave frequencies are combined with pulsed RF signals [3] and/or with harmonic loads [4] as well as with time-domain characterization [5] resulting in a large variety of measurement setups to characterize the non-linear behavior of RF active devices.

Manuscript received July, 2006;
The authors are with the Groupe des Ecoles de Télécommunications, Département Micro-Ondes, Centre National de la Recherche Scientifique, Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Telecommunication, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, 29238 Brest Cedex 3, France (e-mail: alain.peden@enst-bretagne.fr).

An active load can be implemented by the technique of two synchronous generators or the active loop technique with or without pre-matching [6], [7], [8], [9]. The active load synthesis requires a power amplifier to drive the device's output port and, associated with a loop configuration, it enables the device power characterization under constant loads. Nevertheless, limitations arise due to the available output power of the loop amplifier for highly mismatched load impedances. The active loop technique with pre-matching is then interesting as it focuses the load synthesis in the desired area on the Smith chart while reducing the power available from the loop amplifier. Despite this advantage, if a high power loop amplifier is not available, depending on the output power of the device under test and the loads to synthesize, the loop will exhibit non-linear behavior thus strongly limiting the load-pull characterization capabilities.

The proposed new configuration of the active loop with pre-matching improves the conventional one. The improvement, when comparing the two configurations using the same amplifier in the loop, allows larger values of the load reflection coefficient to be synthesized while minimizing the available output power of the loop amplifier and ensuring its linear operation. This new configuration is well suited for characterization in the millimeter wave range as it reduces the available required power of the loop amplifier and therefore its price which is also an important consideration.

Theoretical analysis of the load synthesis with the conventional and new active loop configurations with pre-matching is presented and simulations using ADS software (from Agilent Technologies) show the linear behavior improvement of the loop amplifier in the new configuration. Experimental validation results performed at 30 GHz are presented.

II. Conventional and New Configuration of the Active Loop with Pre-Matching

The technique of the active loop with pre-matching is depicted in the block diagram of Fig. 1(a). A mismatched power source is used to drive the output port of the Device Under Test (DUT). The mismatched source consists of a directional coupler, with coupling value C_{pre}, and a variable short-circuit with reflection coefficient Γ_{sh}. When the power amplifier of the loop is turned off, the internal impedance of the power source is not the Smith chart center but an impedance which reflection coefficient Γ_0 is proportional to

Γ_{sh} and depends on C_{pre} and inherent losses. When the loop amplifier is turned on, a part of the wave b_2 coming from the DUT's output port is re-injected with the loop as a part of the coherent wave a_2 at the DUT's output port. Thus, the synthesized load reflection coefficient Γ_L, defined by the ratio of a_2 and b_2 waves at the DUT's output port, is the sum of Γ_0 and a vector which magnitude depends on the loop attenuation and the gain of the loop amplifier and phase depends on the variable phase shifter and phase shift introduced by the loop.

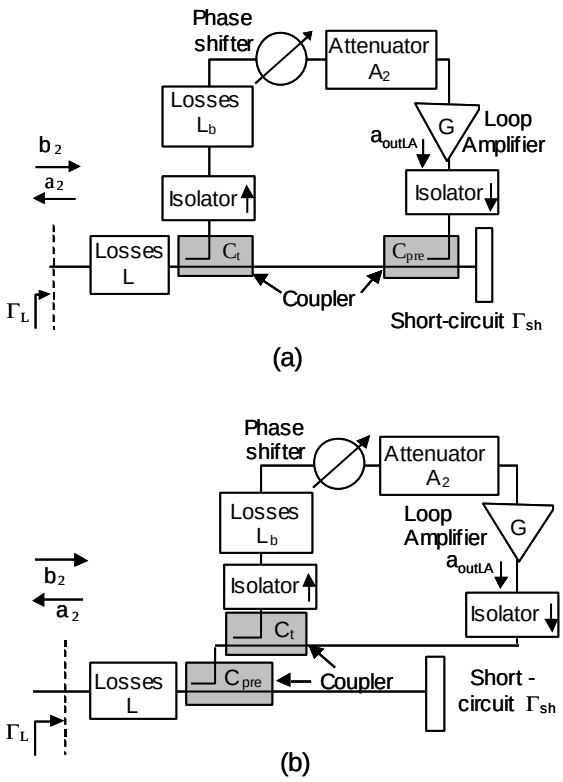


Fig. 1. Active loop with the pre-matching circuit: the conventional configuration (a) and the new configuration (b)

Using the configuration and the notations of Fig. 1(a), Γ_L can be written as follows:

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} = \Gamma_0 + |R| \exp(j\varphi) \tag{1}$$

with

$$\Gamma_0 = L^2(1-C_t^2)(1-C_{pre}^2)\Gamma_{sh} \tag{2}$$

$$|R| = C_t.C_{pre}.A_2.L_b.L^2.G.\sqrt{(1-C_t^2)} \tag{3}$$

where L are the losses between the device's output port and the loop and A_2, φ, G, C_t and L_b are the variable attenuation, the phase shift, the loop amplifier gain, the loop coupling and the losses in the active loop respectively. These parameters are calculated from their values in dB as follows:

$$X = 10^{X_{dB}/20} \tag{4}$$

where X_{dB} represents the power values: X is negative for losses, attenuation and coupling and positive for gain.

The Γ_L coefficient is then synthesized on a circle whose center is Γ_0 and radius is |R|. The synthesis of the load reflection coefficient can be then focused in a specific zone around Γ_0 resulting in lower output power of the loop amplifier [7]. But, as shown with (2), Γ_0 magnitude is significantly reduced by the L^2 factor so that the output power of the loop amplifier must increase to synthesize Γ_L with magnitude lower but close to 1.

The proposed new configuration is depicted in Fig. 1(b). The modification of the relative place of the pre-matching circuit leads, on the one hand, to a higher value of the magnitude of Γ_0, and, on the other hand, to a smaller radius $|R|$. Using the configuration and the notations of Fig. 1(b), Γ_0 and $|R|$ are derived as follows:

$$\Gamma_0 = L^2(1-C_{pre}^2)\Gamma_{sh} \tag{5}$$

$$|R| = C_t.C_{pre}^2.A_2.L_b.L^2.G.\sqrt{(1-C_t^2)} \tag{6}$$

Thus, in comparison with (2) and (3), the magnitude of Γ_0 is increased by $(1-C_t^2)^{-1}$ while $|R|$ is reduced by C_{pre} and then leading to a lower output power of the loop amplifier as shown hereinafter.

To calculate the output power of the loop amplifier, the load-pull system can be described using the flow graph of Fig. 2(a). The output port of the DUT is equivalent to a power generator represented by the independant power wave b_s and the output reflection coefficient Γ_S. In a similar way, the active loop with the pre-matching circuit is equivalent to a power generator with an independent power wave a_{g0} and the Γ_0 adjustable internal reflection coefficient. The normalization impedance is 50 Ω. Fig. 2(b) is an equivalent representation showing the load reflection coefficient Γ_L seen by the DUT.

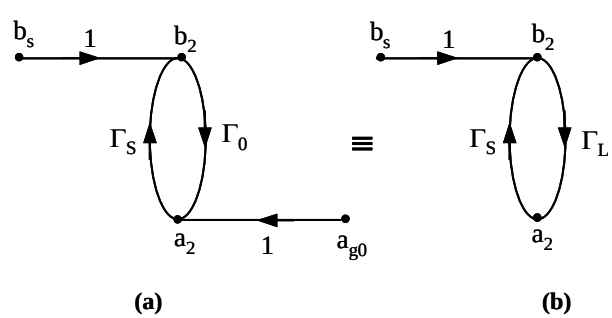


Fig. 2. Flow graph of the active loop system seen as a power generator with internal reflection coefficient Γ_0 and independent power wave a_{g0} (a), and seen as a load reflection coefficient Γ_L (b). The DUT at its ouput is represented by the power wave b_s and the reflection coefficient Γ_S.

The following relations can be easily derived from the flow

graph :

$$a_2 = a_{g0} + \Gamma_0 . b_2 \quad (7)$$

$$b_2 = b_s + \Gamma_S . a_2 \quad (8)$$

$$a_2 = \Gamma_L . b_2 \quad (9)$$

The power wave a_{g0} is then expressed, using the previous relations, as follows:

$$a_{g0} = \frac{b_s \left(\Gamma_L - \Gamma_0\right)}{1 - \Gamma_S . \Gamma_L} \quad (10)$$

and the power wave b_2 is given by:

$$b_2 = \frac{b_s}{1 - \Gamma_S . \Gamma_L} \quad (11)$$

Therefore, the power wave a_{outLA} at the loop amplifier output (see Fig. 1) is calculated, in both configurations of the active loop, as follows:

$$a_{outLA} = \frac{1}{k} a_{g0} \quad (12)$$

with

$$k = L . C_{pre} \sqrt{1 - C_t^2} \quad (13)$$

Finally, the output power of the loop amplifier P_{outLA}, for both configurations, is calculated, according to k, Γ_L, Γ_S, Γ_0 and b_s, as follows:

$$P_{outLA} = \frac{1}{2} \left| a_{outLA} \right|^2 = \frac{1}{2} \frac{\left| b_s \right|^2}{k^2} \frac{\left| \Gamma_L - \Gamma_0 \right|^2}{\left| 1 - \Gamma_S \Gamma_L \right|^2} \quad (14)$$

The available power P_{avDUT} delivered by the DUT to a matched load $\Gamma_L = \Gamma_S^*$ is given, using (11) and (9), by:

$$P_{av\,DUT} = \frac{1}{2} \left(\left| b_2^2 \right| - \left| a_2^2 \right| \right) = \frac{1}{2} \frac{\left| b_s^2 \right|}{(1 - \left| \Gamma_s \right|^2)} \quad (15)$$

Therefore, the output power of the loop amplifier is calculated, noting that $\left| \Gamma_L - \Gamma_0 \right| = \left| R \right|$, as follows:

$$P_{outLA} = \frac{\left| R \right|^2}{k^2} \frac{1 - \left| \Gamma_S \right|^2}{\left| 1 - \Gamma_S \Gamma_L \right|^2} P_{av\,DUT} \quad (16)$$

The output power of the loop amplifier is proportional to $\left| R \right|^2$. In the case of large $|\Gamma_L|$ (larger than $|\Gamma_0|$ defined by (5)), relations (6) and (16) show that, due to the smaller radius $\left| R \right|$ in the new configuration, the loop amplifier will operate with lower output power whatever the couple (C_t, C_{pre}) and therefore its linear behavior can be secured. So, from (3), (6) and (16), it can be shown that the loop amplifier output power in the new configuration is reduced, in comparison with the conventional one, by:

$$\left(C_{pre} \frac{A_{2\,new}}{A_{2\,conventional}} \right)^2 \quad (17)$$

where A_{2new} and $A_{2conventional}$ are the required attenuations in the loop to synthesize the same Γ_L reflection coefficient with the new and conventional load-pull configuration respectively. As an illustration, the simulated magnitude of Γ_L is plotted versus the output power of the loop amplifier in Fig. 3. Γ_L is chosen so that:

$$\left| \Gamma_L \right| = \left| \Gamma_0 \right| + \left| R \right| \quad (18)$$

and the various parameters are set as follows : DUT available power P_{avDUT} = 18 dBm, DUT output reflection coefficient $|\Gamma_S|$ = 0.9, coupling values C_t = 6 dB and C_{pre} = 10 dB, loop amplifier gain G = 32 dB and losses L= 1.6 dB and L_b= 6 dB. To synthesize $|\Gamma_L|$ = 0.9, the calculated loop attenuations for the two configurations are A_{2new} = 7 dB and $A_{2conventional}$ = 13.1 dB. As shown in Fig. 3, the loop amplifier output power in the conventional configuration is about 33.8 dBm and in the new one, about 29.9 dBm, that is, a significant power decrease of 3.9 dB. Using (17) expressed in dB, the calculated value is: $C_{pre} + A_{2new} - A_{2conventional}$ = 3.9 dB.

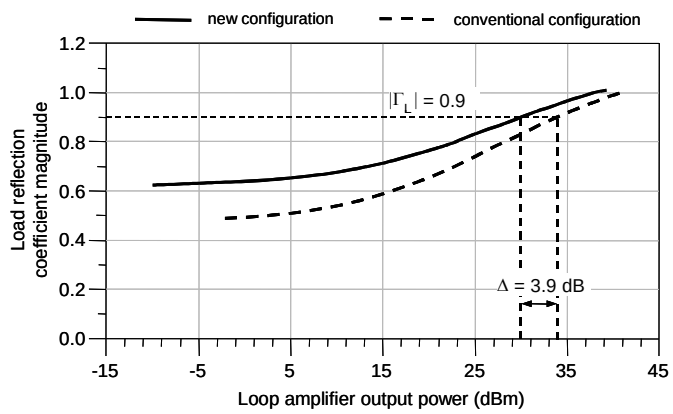


Fig. 3. Magnitude of the load reflection coefficient versus output power of the loop amplifier. To synthesize $|\Gamma_L|$ = 0.9, the power difference between the two configurations is about 4 dB.

This power decrease is very important because the maximum available power of the loop amplifier is the conventional limitation in the synthesis of highly reflective load due to its power compression and saturation.

In the following section, simulations of the active load-pull set-up using ADS software were performed to confirm the theoretical analysis and to account for the nonlinear behavior of the loop amplifier, thus highlighting the interest of the proposed new configuration as it reduces the required output power of the loop amplifier. In other words, as the available output power of the loop amplifier is limited by compression and saturation and depending on the available output power of

the DUT, the simulations show that the new configuration allows higher load reflection coefficients to be synthesized. Finally, measurements in the Ka band were performed to validate the approach. In practice, care should be taken due to possible oscillation of the active loop itself depending of the amplifier gain in comparison with the loop losses including the variable attenuation and the isolation of the C_t coupler. A band-pass filter, centered around the fundamental frequency, can also be introduced into the loop in order to avoid oscillations. Note that a circulator could be used in theory to replace the C_t coupler in the new configuration but its low isolation (25-30 dB maximum for purchased isolator in the Ka band) may make it difficult to avoid oscillation of the loop itself.

III. Active Load-Pull Set-Up Simulation

Simulations of the active load-pull set-up are performed using ADS software in order to account for the nonlinear behavior of the loop amplifier. Its 1dB compression output power $P_{outLA\text{-}1dB}$ can be defined in the ADS model. The DUT is described by a power source whose available power and Γ_S reflection coefficient can be modified. The simulations of the two configurations take into account the measured losses of the load-pull test bench at 30 GHz, that is, L = 1.6 dB and L_b = 5.7 dB. The coupling values are the same as previously mentioned: C_t = 6 dB, C_{pre} = 10 dB. The 1dB compression point of the loop SSPA amplifier in the test bench implemented in the Ka band is about 20 dBm. So, simulations were performed with $P_{outLA\text{-}1dB}$ = 20 dBm.

The two configurations are first compared in terms of loop amplifier behavior while synthesizing a high Γ_L load reflection coefficient with, in this case, DUT available power P_{avDUT} = 18 dBm and $|\Gamma_S|$ = 0.9. The phase of Γ_0 and Γ_L are set equal so that (18) is satisfied. Simulated Γ_L magnitude versus A_2 loop attenuation is depicted in Fig. 4. Theoretical curves are reference curves, calculated using (2), (3), (5) and (6) and considering linear behavior of the loop amplifier (constant gain with its increasing input power). The simulation shows that the loop amplifier compression starts for A_2 value around 25 dB in the conventional configuration, and around 12 dB in the new one. Thus, the synthesized maximum achievable $|\Gamma_L|$ is 0.62 with the conventional configuration and 0.76 with the new one. This improvement of the new pre-matching active loop is due to larger magnitude center $|\Gamma_0|$ (0.62 with the new configuration and 0.47 with the conventional one) thus minimizing |R| and, therefore, the same output power of the loop amplifier allows larger magnitude of the load reflection coefficient to be synthesized.

The load-pull configurations can also be compared in terms of the achievable DUT available output power for large $|\Gamma_L|$ with $P_{outLA\text{-}1dB}$ = 20 dBm. The results are summarized in Table I. The magnitude varies from $|\Gamma_L|$ = 0.65 to 0.9 and P_{avDUT} is the available power delivered by the DUT to the matched load $\Gamma_L = \Gamma_S^*$. The loop attenuation is also given for each configuration. As expected, the new configuration allows the characterization of DUT which available output power is about 4 to 20 dB higher (difference $\Delta P_{av\ DUT}$ in Table I), depending on Γ_L magnitude. Simulations are in good agreement with (17) which does not account for the non-linear behavior of the loop amplifier and shows that $\Delta P_{av\ DUT}$ will be the same for any $P_{outLA\text{-}1dB}$ value. The new configuration is therefore more efficient in characterizing highly mismatched DUT ($|\Gamma_L|$ close to 1) with higher output power.

Experimental comparison between the two configurations was performed in the Ka band. The results are presented in the following section. The main difference with the previous simulations is that a power source with internal reflection coefficient Γ_S = 0 is used as the DUT in order to make the test bench implementation easier.

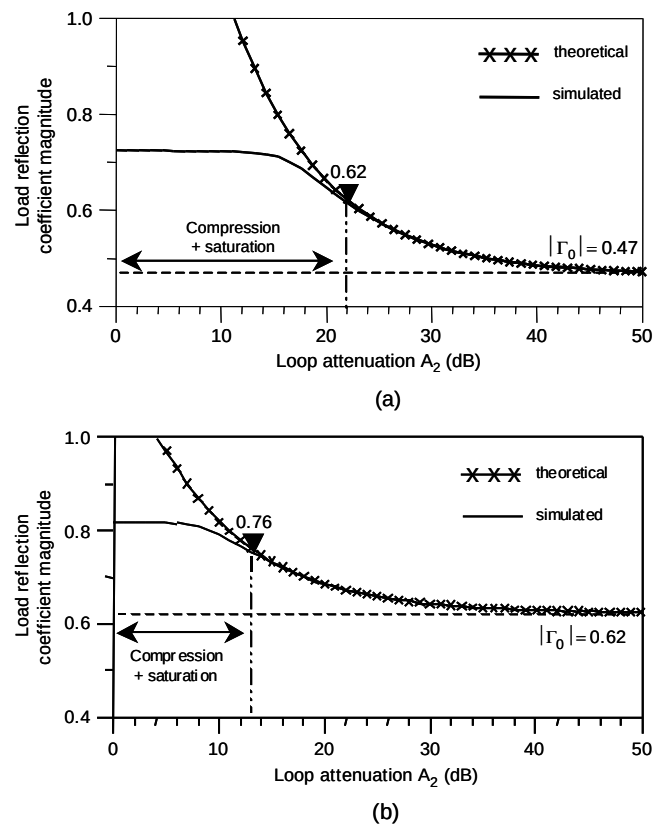


Fig. 4. Comparison between theoretical and simulated synthesized reflection coefficients versus loop attenuation in the conventional configuration (a) and in the new one (b).

TABLE I
Comparison between DUT Available Output Power in the two Load-Pull Configurations (with $P_{outLA\text{-}1dB}$ = 20 dBm)

$\|\Gamma_L\|$	New configuration		Conventional configuration		Difference	Eq. (17) dB
	P_{avDUT} dBm	A_2 dB	P_{avDUT} dBm	A_2 dB	$\Delta P_{av\ DUT}$ dB	
0.9	8	7	4	12.3	4	4.7
0.8	15	11	8	14.8	7	6.2
0.7	24	18	12	17.8	12	10.2
0.65	35	27	16	19.8	19	17.2

IV. Experimental Validation In The Ka Band

The new active loop was implemented in our Ka band load-pull test bench [10] in rectangular waveguide technology to perform experimental validation at 30 GHz. As previously mentioned, the values of L and L_b losses introduced in the simulation were first determined by experimental characterization of the pre-matching active loop, that is, by measuring $|\Gamma_0|$ and $|R|$ and $|\Gamma_L|$ synthesized. Using (1) to (7) analytical expressions, with set parameters of the test bench (C_t = 6 dB, C_{pre} = 10 dB, G = 32 dB), L and L_b losses were then calculated and the obtained values were very close in the two configurations of the active loop: L = 1.6 dB and L_b = 5.7 dB. This is very important for efficient comparison of the two configurations. Note that the isolation of the C_t coupler specified by the manufacturer is 46 dB, that is far above the loop amplifier gain.

The two configurations were compared in terms of the loop amplifier linear or non-linear behaviour. Measurements were carried out with a 50 Ω power generator whose available power is set to 20 dBm and the 1dB compression point of the loop amplifier in the test bench is about $P_{outLA\text{-}1dB}$ = 20 dBm. Table II summarizes the measured data : $|\Gamma_L|$ synthesized and the power P_L delivered to the load. The actual loop amplifier output power is calculated from measured data (incident power, loop losses and loop amplifier gain). The results confirm that the conventional configuration is unable to synthesize $|\Gamma_L|$ values above 0.6, with linear operation of the loop amplifier. The value $|\Gamma_L|$ = 0.63 is synthesized with P_{outLA} = 20.55 dBm, that is, close to $P_{outLA\text{-}1dB}$. The maximum $|\Gamma_L|$ = 0.7 value cannot be exceeded because of the loop amplifier saturation. With the new configuration, $|\Gamma_L|$ = 0.75 is the maximum synthesized value with quasi-linear behavior of the loop amplifier and for values below 0.7, the loop amplifier output power is clearly lower than that of the conventional configuration. Simulations performed with Γ_S = 0 and P_{avDUT} = 20 dBm are in very good agreement with these results: the maximum synthesized reflection coefficient is about 0.84 with the new configuration and 0.69 with the conventional one. The measured and simulated powers delivered to the load are also very close. The simulated results are, for example : P_L = 15.55 dBm for $|\Gamma_L|$ = 0.8 and 17.6 dBm for $|\Gamma_L|$ = 0.65.

TABLE II
Comparison between the two Load-Pull Configurations – Measurements using a 50 Ω Power Source

		new loop	conventional loop
$\lvert\Gamma_L\rvert$	P_L(dBm)	P_{outLA}(dBm)	P_{outLA}(dBm)
0.78	15.92	20.64	unable
0.75	16.40	18.33	
0.72	16.82	13.80	
0.69	17.19	09.69	22.73
0.66	17.51	04.78	21.45
0.63	17.80	-50.00	20.55

V. Conclusion

The proposed new active loop configuration with pre-matching allows larger load reflection coefficients to be synthesized with higher linearity of the loop amplifier. The improvement is obtained by modifying the relative place of the loop coupler and the pre-matching circuit coupler. This modification leads to a lower output power of the loop amplifier when synthesizing the desired reflection coefficient. Simulations taking into account non-linear behavior of the loop amplifier were performed to highlight improvements of the new configuration and measurements with the new active loop implemented in our Ka band load-pull test bench confirm the results. This new configuration is very interesting since a substantial reduction in the required available power of the loop amplifier can be achieved while highly mismatched devices can be characterized, depending on their maximum output power.

References

[1] Y. Takayama, "A new Load-Pull characterization method for microwave power transistor", *IEEE MTT-S Microwave Symp. Dig.*, 1976, pp. 218-220.

[2] A. Ferrero, U. Pisani, F. Sanpietro, "Small and Large Signal Device Characterization made Easier and Faster with an Integrated Test System", *IEEE Instrumentation Measurement Techn. Conf.*, pp. 6-9, May 1993.

[3] C. Arnaud, D. Barataud, J.-M. Nebus, J.-P. Teyssier, J.P. Villote, D. Floriot, "An active pulsed RF and pulsed DC load pull system for the characterization of power transistors used in coherent radar and communication systems", *IEEE MTT-S Microwave Symp. Dig.*, 2000, pp. 1463-1466.

[4] M. Spirito, L.C.N. de Vreede, M. de Kok, M. Pelk, D. Hartskeerl, H.F.F. Jos, J.E. Mueller, J. Burghartz, "A Novel active harmonic load-pull setup for on-wafer device linearity characterization", *IEEE MTT-S Microwave Symp. Dig.*, 2004, pp. 1217-1220.

[5] D. Barataud, M. Campovecchio, J.-M. Nebus, "Optimum design of very high-efficiency microwave power amplifiers based on time-domain harmonic load-pull mesurements", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 1107-1112, June 2001.

[6] B. Bonte, C. Gaquière, E. Bourcier, G. Lemeur and Y. Crosnier, "An automated system for measuring power devices in ka-band", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques MTT-46*, pp. 70-75, Jan. 1998.

[7] P. Bouysse, J.-M. Nebus, J.-M. Coupat, J.-P. Villote, "A novel, accurate load-pull setup allowing the characterization of highly mismatched power transistors", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, n° 2, pp. 327-332, Feb. 1994.

[8] F.Blache, J.-M. Nebus, Ph. Bouysse, J.-P. Villote, "A novel computerized multiharmonic active load-pull system for the optimisation of high efficiency operating classes in power transistors", *IEEE MTT-S Microwave Symp. Dig.*, 1995, pp. 1037-1040.

[9] J.-P. Teyssier, D. Barataud, C. Charbonniaud, F. De Groote, M. Mayer, J.-M. Nebus, R. Quéré, "Large-signal characterization of microwave power devices", *International Journal of RF and Microwave Computer-aided Engineering*, vol. 15, pp. 479-490, 2005.

[10] C. Dupont, D. Bourreau, A. Peden, "Ka Band S-Parameter and Active Load-Pull Test bench using an ABmm MVNA", *32th European Microwave Conf. Proc.*, Milan, 2002.

A Quasi-Optical Free-Space Measurement Set-Up without Time-Domain Gating for Material Characterization in the W band

Daniel Bourreau, Alain Péden and Sandrick Le Maguer

LEST, Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, UMR CNRS 6165 - 29238 Brest Cedex 3, France

Abstract — **In this paper, a new free-space measurement set-up at millimeter waves for material characterization is presented. Using specific gaussian optics lens antennas and a TRL calibration, the set-up provides the free-space 4 S-parameters over the W-band of planar dielectric slabs without time-domain gating. An efficient optimisation procedure is implemented to extract complex permittivity from the 4 S-parameters of homogeneous dielectric materials. Non-homogeneous materials can also be tested and measurements are presented. Very good agreement is observed between simulated and measured 4 S-parameters of various dielectric plates. Thanks to this new specific calibration and measurement procedure, automation of the test bench is easily achieved.**

Index Terms — **material characterization, free-space set-up, free-space calibration, gaussian beam, permittivity measurement**

I. Introduction

The relative permittivity is an important electrical property of dielectric materials such as substrates, radomes, lens antenna, etc. Its value must be accurately known to perform the design of microwave and millimeter wave circuits. Many techniques are available for the characterization of this parameter at high frequencies [1]. The first class of characterization techniques requires rectangular or coaxial waveguides or cavities where machined samples are inserted [2]. The major drawback of the waveguide approach in the millimeter wave range is that the waveguide dimensions decrease. As a consequence, the sample material size becomes a critical parameter since its machining tends to be difficult. On the other hand, resonant methods that use cavities are known to provide high accuracy measurement for low-loss materials but are limited to a single frequency [3]. Regarding these drawbacks, a second class of techniques seems very attractive: free-space (or quasi-optical) methods [4]. They do not require specific and accurate sample machining and hence are contactless and non-destructive. Furthermore, broadband characterization can be achieved.

The free-space technique is therefore an interesting solution especially in the W band: the sample preparation is easy and the technique is suitable for a large range of materials. A planar dielectric slab or material is inserted into a free-space transmission path between two horn lens antennas and the permittivity extraction is based on the 4 S-parameter measurements or only on reflection or transmission coefficient measurements at different polarization states and/or incidence angles. Some of the results presented are at a single frequency or over a wide frequency range because broadband capabilities of this kind of test bench mainly depend on the antenna design [5]-[10]. Furthermore, the implementation of such a bench must avoid diffraction effects at the edges of the sample. Thus, spot-focusing horn lens antenna for minimizing this phenomenon are often preferred [11].

The new free-space test bench presented in this paper performs characterization in the W band using spot-focusing antennas. Moreover, to achieve an efficient extraction of relative permittivity, a new technique is used to ensure plane-wave assumption through the whole sample: horn-lens antenna that were designed for paraxial beam radiating are used [12]. This is a major feature in our procedure because the plane-wave assumption with gaussian distribution of the transverse electromagnetic field is a very good approximation while the energy is concentrated around the propagation axis [13]. Incidentally, this approach has the advantage not to require any absorbing material around the horn-antennas and the sample holder.

To ensure accurate extraction of the material permittivity, calibration of the test bench is performed. In the present approach, a free-space thru, reflect, line (TRL) calibration is developed without time-gating. Note that time-gating is an usual processing to eliminate the standing waves and errors due to multiple reflections [14]. Eliminating this step leads to a robust calibration: readjusting of the time band-pass filter to accommodate each material is avoided. A specific procedure is also applied to avoid position errors because neither the antennas nor the carrier of the circuit are moved after

calibration. The reference planes are therefore well-known. These features are major advantages since a straightforward automation of the bench is now possible.

Moreover, a new systematic verification of the characterization is presented. This technique is based on the comparison of the measured and calculated 4 S-parameters: the permittivity is determined using the transmission coefficient S_{21} while the two reflection coefficients S_{11} and S_{22} are used for verification. This comparison also enables to refine the value of the slab thickness.

Finally, some experimental results are provided for various materials which validate the test bench and the associated extraction procedures.

II. Measurement Set-Up Description

The measurement set-up developed is shown in Fig. 1. It is composed of two purchased gaussian beam horns (**G**aussian **O**ptics **L**ens **A**ntennas), a sample holder and an *ABmm* millimeter vector network analyzer [15] controlled by a computer. The antennas and the sample holder are mounted on a rail to achieve accurate alignment of the sample into the antenna beam. Furthermore, positioners are used to control position with a precision of 10 μm in the three directions of the Cartesian space. The distance between the horns is about 60 cm which affords a very compact bench.

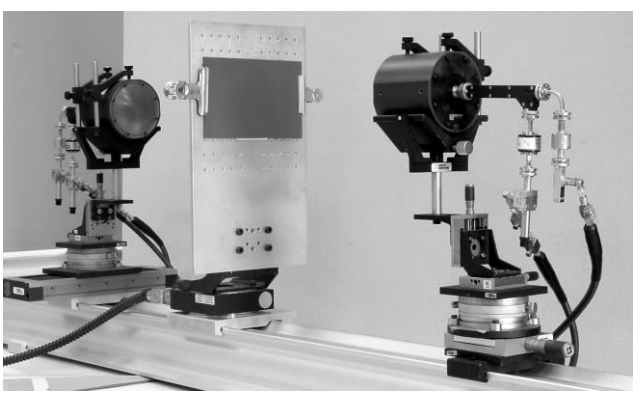


Fig. 1. The test bench in the W band composed of two gaussian beam horn antennas facing each other. Material sample is being measured.

A. Focused gaussian beam theory

When using a free-space characterization technique, antenna beam growth is a major drawback to achieve energy concentration on the dielectric slab. To avoid such a phenomenon, a dielectric lens can be used to refocus the beam [12]. Consequently, a focusing horn has to be made up of a corrugated horn and a lens. The corrugated horn produces a gaussian beam which is focused by the dielectric lens [16],[17]. In the focal plane of the beam (i.e. waist plane, see Fig. 2(a)), the longitudinal component of the electric field does not exist, so that a dielectric slab can be placed there for characterization under the plane-wave assumption which simplifies relative permittivity extraction. In the same manner, most of the beam waist energy should be intercepted by the plate with the result that its transverse size must be large enough to reduce diffraction effects on the edges of the slab. Thus, focused beam is interesting to reduce this size. But, one has to take into account an important drawback which is that the focusing horns cannot focus in the same plane over a wide frequency range. Consequently, the incident wave front on the slab has properties which depend on the frequency; moreover, the slab is not located in the unique waist plane because of its thickness (see Fig. 2(c)). This is also a critical point when shifting one antenna away from the other (see Fig. 2(b)) during the calibration process (see section II.B).

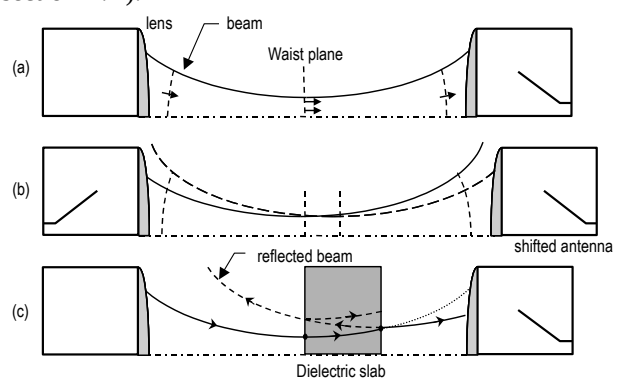


Fig. 2. Problems encountered with a focused gaussian beam test bench: (a) Waist position between the focusing horns. (b) Beam growth when one of the antennas is shifted. (c) Spurious reflection of the beam when a slab is inserted. Note that for convenience, only half of the beam and horns is represented.

To overcome these drawbacks, a radiated paraxial beam should be used as a negligible variation of the beam diameter along the propagation axis is obtained. This kind of beam is based on the following principle: the electric field propagates at small angles to the propagation axis which is the basis of the paraxial approximation [13]. The smaller the waist diameter, the less paraxial the beam. The paraxiality obtained solves the problems associated with the positioning of the slabs during the measurement procedure and standards during the calibration procedure.

According to the gaussian beam theory, the paraxiality of a beam is expressed by its w_0/λ_0 value (w_0 is the beam waist diameter and λ_0 is the wavelength in free space) [18],[19]. The greater the w_0/λ_0 ratio, the more paraxial

the beam. Fig. 3 shows the theoretical beam radius variation along the propagation axis for different w_0/λ_0 values. The beam radius of the GOLA antennas mounted in the test bench is determined by measurements (see dots in Fig. 3). Thus, a w_0/λ_0 value of 8 is obtained which corresponds to a very paraxial beam. The waist diameter is around 50-60 mm at 80 GHz. Measurements from 75 GHz to 110 GHz show a narrower beam with increasing frequency. As a consequence, the sample size has to be around 10x10 cm².

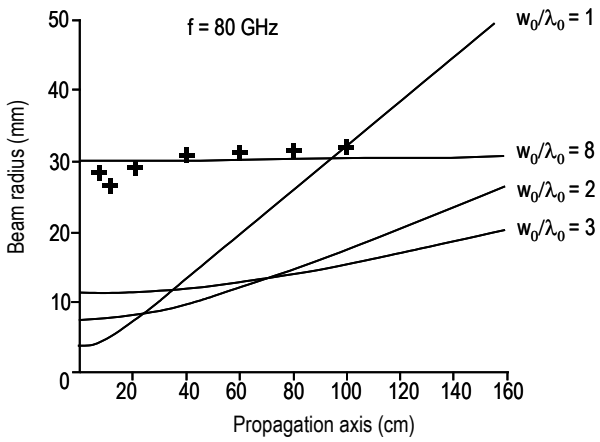


Fig. 3. Gaussian beam radius variation along the propagation axis. Measured data (crosses) from GOLA antennas used in the test bench represented in Fig. 1 and compared with various theoretical evolutions (continuous lines).

B. Test bench calibration

As the characterization of dielectric materials is based on the 4 S-parameter measurements using a vector network analyzer, calibration has to be performed to correct raw S-parameters. The raw S-parameters which are measured using dual directional couplers and detectors must be error-corrected to obtain the actual S-parameters at the material interfaces. Among the calibration procedures, the well-known Thru, Reflect, Line (TRL) calibration technique [20] is well appropriate for free-space calibration because the three standards could be readily implemented. Furthermore, the paraxial beam used here guaranties the TRL basic assumption that there is only a single beam propagation mode and a unique Z_0 normalization impedance (free-space impedance). Moreover, the beam characteristics are nearly unmodified when one antenna is shifted (for example, when performing the Line standard measurement). Finally, to minimize position errors, the following procedure for calibration is applied (see Fig. 4):

- The *Reflect* standard is achieved by mounting a metal plate on the carrier and moving back antenna (1) from position "0" to a distance h equal to the thickness of the reflect metal plate.
- The *Line* standard is obtained by removing the metal plate and keeping the distance between the two horns unchanged. The Line length L must verify : $10° < k_0.L < 170°$ over the frequency range, where L=h and $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, to avoid any phase ambiguity during the extraction of the calibration error terms.
- The *Thru* standard is achieved by moving antenna (1) back to position "0".

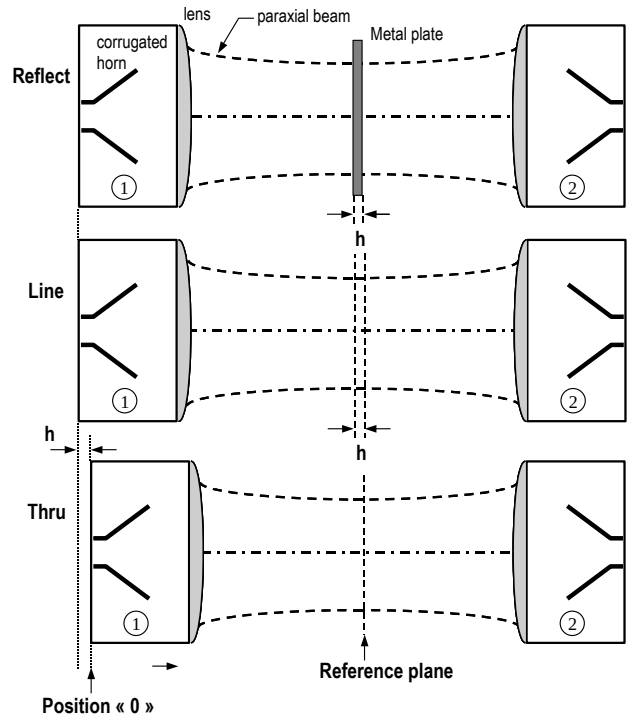


Fig. 4. Free-space TRL calibration procedure of the test bench. A metal plate is used for the *Reflect* standard and antenna (1) is moved back from position "0" to a distance h equal to the metal plate thickness. The *Line* standard is obtained by removing the metal plate and keeping the distance between the two horns unchanged. The *Thru* standard is achieved by moving antenna (1) back to position "0".

When the calibration is completed, the reference planes of the two reflection coefficients are both located in the same plane (referred to as 'reference plane' in Fig. 4). The position of the holder and antenna will never change during the measurement of the dielectric materials. Consequently, errors due to the sample positioning (phase shift, etc.) are eliminated.

III. Permittivity Extraction Procedure

The extraction of the complex relative dielectric constant ε_r of various homogeneous materials is based on the S_{21} parameter measurement. The analytical S_{11} and S_{21} parameters of an infinite planar dielectric slab under plane-wave assumption are given by the following equations [21]:

$$S_{21} = S_{12} = \frac{\left(1-\rho^2\right).\exp\left(-j\Gamma h\right)}{1-\rho^2.\exp\left(-2j\Gamma h\right)} \quad (1)$$

$$S_{11} = S_{22} = \frac{\rho.\left(1-\exp\left(-2j\Gamma h\right)\right)}{1-\rho^2.\exp\left(-2j\Gamma h\right)} \quad (2)$$

with $\rho = \frac{1-\sqrt{\varepsilon_r}}{1+\sqrt{\varepsilon_r}}$, $\Gamma = \frac{2\pi}{\lambda_0}.\sqrt{\varepsilon_r}$

and $\varepsilon_r = \varepsilon_r^{'} + j\varepsilon_r^{''} = \varepsilon_r^{'}\left(1-\tan\delta\right)$

where λ_0 is the free-space wavelength, h is the slab thickness and the loss tangent is calculated by $\tan\delta = -\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ with $\varepsilon_r'' < 0$. As ε_r cannot be expressed explicitly in terms of S_{11} or S_{21} from equations (1) or (2), it is determined from the complex S_{21} parameter using an optimisation procedure (zero finding using quasi-Newton optimisation). To achieve this, a meaningful error function EF must be defined. A theoretical study of different error functions has led to the following definition of EF:

$$EF = \tanh\left[\alpha.\left|1-\frac{S_{21meas}}{S_{21cal}}\right|^2\right] \quad (3)$$

where S_{21cal} is the calculated parameter with (1), S_{21meas} is the measured and corrected parameter. The coefficient α is an adjustable parameter but its value is not critical in the determination of the EF minima. A typical value α = 0.1 is convenient for all the characterized materials. Moreover, the *tanh* function in (3) is used to obtain a bounded result (between 0 and 1) when computing EF. An example of the variation of EF using (3) for one frequency point is depicted in Fig. 5. It can be observed that there are more than one solution for ε_r. In order to obtain the actual permittivity, the following procedure is applied:

a) the 3-D evolution of EF is computed varying the real part ε_r' and imaginary part ε_r'' of ε_r at one frequency point. This step provides initial estimates of ε_r' and ε_r'' which correspond to EF minima observed (see Fig. 5).
b) one of these initial estimates of ε_r is chosen and the permittivity is then extracted by means of (3) at each frequency point over the whole frequency range.
c) the calculated S-parameters at each frequency point are computed over the frequency range using the previously ε_r extracted values. The comparison between the calculated and measured 4 S-parameters in magnitude and phase clearly shows whether the ε_r extracted values are acceptable or not. If not, step *b* must be repeated using another initial value of ε_r obtained from the first step.
d) the thickness h can be precisely adjusted by comparison between the S_{11} and S_{22} calculated parameters and measurements.

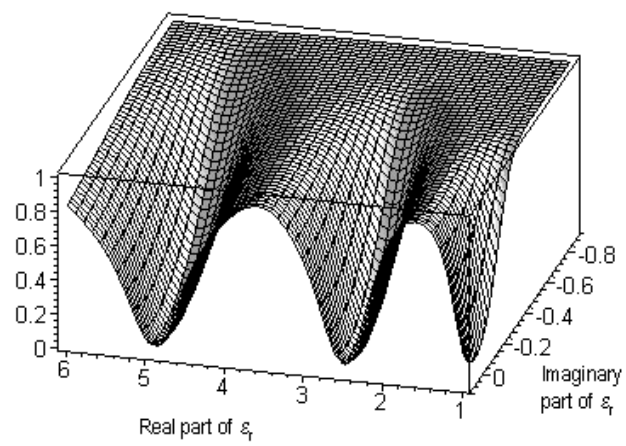


Fig. 5. 3-D Error function EF eq. (3) computed with α = 0.1 for Rexolite material (h = 12.85 mm) at 80 GHz.

Note that in *c* and *d* steps, the comparison is performed between the measured and calculated magnitudes of S_{11} and S_{22} and between the phase of the product $S_{11}S_{22}$ to overcome phase shift due to possible positioning errors of the slab during the 4 S-parameter measurements.

To illustrate the described procedure, Fig. 6 and Fig. 7 present the results for a dielectric slab (PVC, h=5.06 mm). The 4 S-parameters are calculated with extracted values of ε_r' over the frequency band using an initial estimate of $\varepsilon_r' = 5.602$ and $\varepsilon_r'' = 0$ (minimum of EF at 80 GHz frequency point - *a* step). Measured and calculated S_{21} parameters are in very good agreement in Fig. 6 while large discrepancy between measured and calculated S_{11} or S_{22} coefficients is observed in Fig. 7. As previously mentioned, the phase of the product $S_{11}S_{22}$ is depicted in Fig. 7. Thus, a new initial estimate of $\varepsilon_r' = 2.9$ and $\varepsilon_r'' = 0$ (from another EF minimum) is used to extract ε_r at each frequency point (*b* and *c* steps). The simulated S-parameters are then calculated using the extracted values of ε_r. In this case, very good agreement is obtained for the 4 S-parameters (see Fig. 8 for S_{11} magnitude and $S_{11}S_{22}$ phase. S_{21} magnitude and phase are not shown because

results are very similar to those depicted in Fig. 6). Finally, the thickness h can be precisely determined by repeating *c* and *d* steps with an initial value of $\varepsilon_r' = 2.9$ and $\varepsilon_r'' = 0$. Fig. 9 illustrates the dielectric permittivity extraction with a 5.16 mm slab thickness (100 µm difference or 2 %). Fig. 9 shows a shift of the simulated resonance frequencies in the S_{11} (and S_{22}) plot while simulated and measured S_{21} parameters are very close and quite similar to results depicted in Fig. 6. Once the extraction procedure is completed, the material can exhibit a nearly constant permittivity with frequency. In this particular case, mean values of ε_r' and ε_r'' can be calculated with very low standard deviations σ. The σ values do not give the uncertainty of the measurements but indicate if the experimental data are spread about the mean or not. For the PVC slab, these values are: $\varepsilon_r' = 2.931$ ($\sigma = 0.004$) and $\varepsilon_r'' = -0.01002$ ($\sigma = 0.003$).

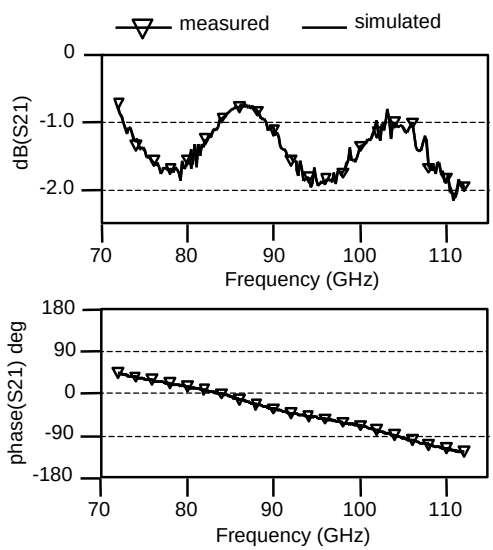


Fig. 6. Comparison between simulated and measured S_{21} parameter using an initial estimate of $\varepsilon_r' = 5.602$ from 3-D extraction.

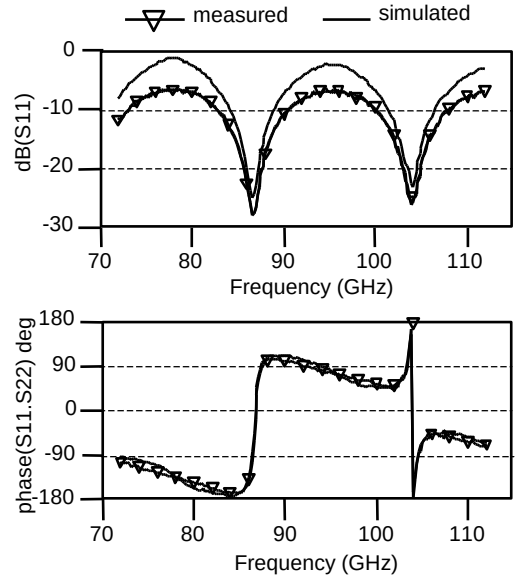


Fig. 7. Comparison between simulated and measured S_{11} parameter using an initial estimate of $\varepsilon_r' = 5.602$ from 3-D extraction.

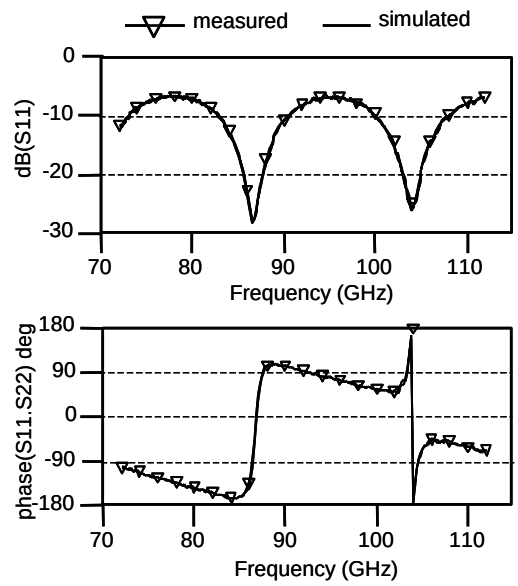


Fig. 8. Comparison between simulated and measured S_{11} parameter using an initial estimate of $\varepsilon_r'=2.9$ from 3-D extraction.

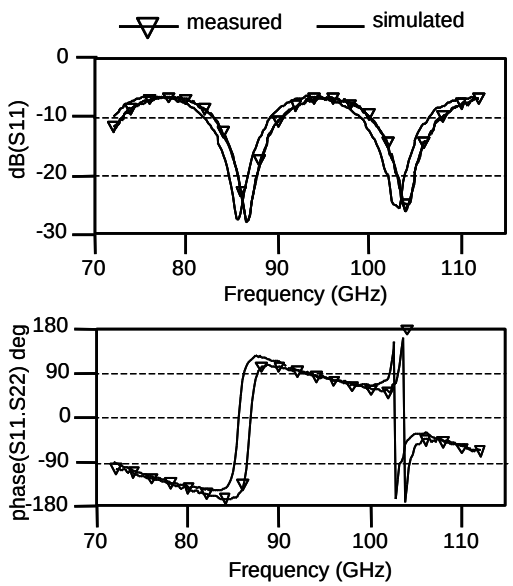


Fig. 9. Comparison between simulated and measured S_{11} parameter using with h = 5.16 mm leading to a permittivity mean value $\varepsilon_r' = 2.885$ and $\varepsilon_r'' = -0.00993$.

IV. Experimental Results

Using the previously described calibration, measurement and optimisation procedures, dielectric slabs and materials were characterized in the W band. Table I, which gives the calculated mean values of ε_r', ε_r'' and the loss tangent, summarizes the characterization results for various specimens. Some of these results are detailed and discussed in this section.

TABLE I
Permittivity Extraction of Various Materials in the W band

Material/trade name	Manufacturer	ε_r'	ε_r''	tang δ
PVC	Rohm& Haas	2.931	-0.029	0.01002
PMI Rohacell® HF	De Gussa	1.069	-0.003	0.0028
Alumina ADS-96R	Coors	8.85	-	$< 10^{-3}$
Rexolite 1422	-	2.534	-0.003	0.0013
Polyetherimide PEI	-	3.063	-0.023	0.0074
Polymer	-	2.665	-0.109	0.0407
Plywood	-	2.371	-0.137	0.0578
Chipboard	-	2.224	-0.191	0.0857

The foam PMI (Polymethacrylimide – density : 71 kg/m^3) is found to be a very interesting material because of its lightness, its permittivity close to unity and its low losses at very high frequencies. This material can be tooled to obtain 3-D objects and metallized to design microwave circuits such as antennas. From measurements of a 9.93 mm thick foam slab, the extracted real and imaginary parts of the relative permittivity with frequency are depicted in Fig. 10. As shown, the relative permittivity of this material is approximately constant over the W band. Thus, calculated mean values of ε_r' and ε_r'' are respectively 1.069 and –0.003. The calculated loss tangent is 2.79 10^{-3}. This very low value demonstrates that the characterization of very low-loss materials can be achieved with the test bench as cavity techniques do. Moreover, this specific material is very interesting to validate the calibration procedure and the proposed extraction technique. Due to the permittivity of the dielectric slab close to unity, the reflection coefficients should be very low and, at frequencies for which the slab thickness is equal to $n\lambda_0/2$ (n is an integer), no reflection from the dielectric slab should be observed. These theoretical results are well confirmed by the S-parameter measurements as shown in Fig. 11 where only the comparison between the measured and simulated S_{11} parameter is depicted. Note that our free-space measurement set-up is able to measure reflection coefficient as low as –50 dB.

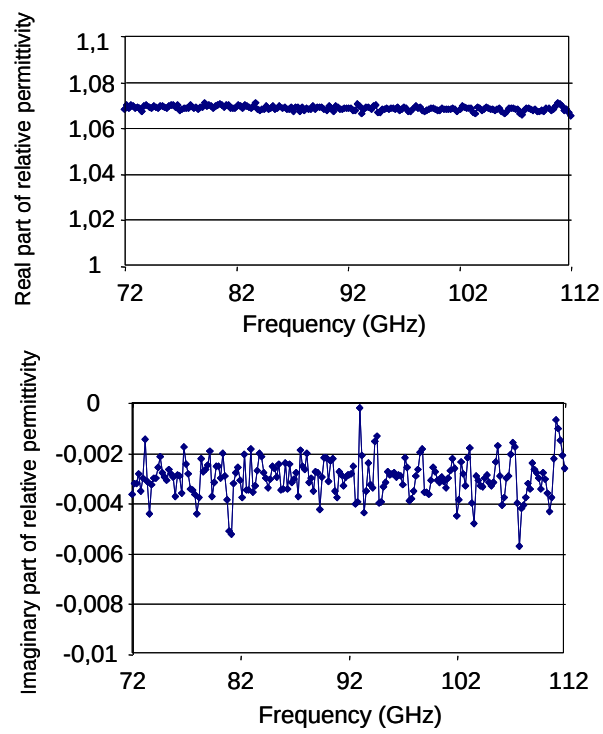


Fig. 10. Permittivity extraction of a PMI foam plate (h = 9.93 mm) over the extended W band (72-112 GHz).

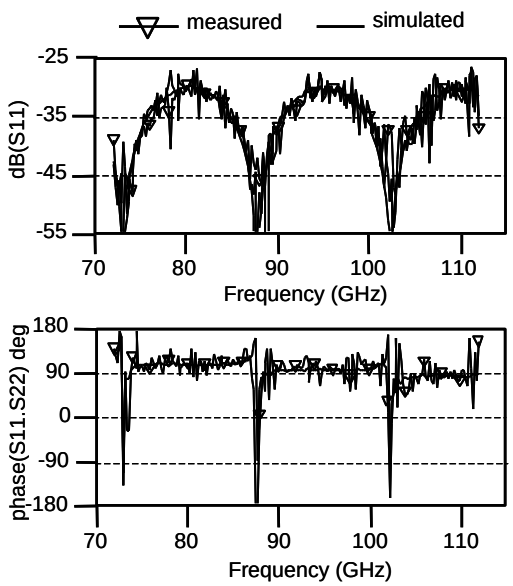


Fig. 11. Comparison between simulated and measured S_{11} parameter of a PMI foam plate (h = 9.93 mm).

This second example applies to alumina substrate which is commonly used for the design of microwave circuits and in the millimeter wave range (very low losses at these high frequencies). A 635 µm thick alumina slab is characterized and the result of the extracted real part of the relative permittivity is depicted in Fig. 12. From the extracted permittivity over the W band, an average value of $\varepsilon_r' = 8.83$ can be calculated. This result shows that the permittivity of alumina varies from the typical values observed below 20 GHz ($\varepsilon_r' = 9.5$ at 1 MHz depending on the alumina purity (96% for ADS-96R)). The extraction of tan δ from the measurements is not efficient for this very thin and low-loss material as the values of ε_r'' are widely spread. A value of tan δ lower than 10^{-3} is thus presumed.

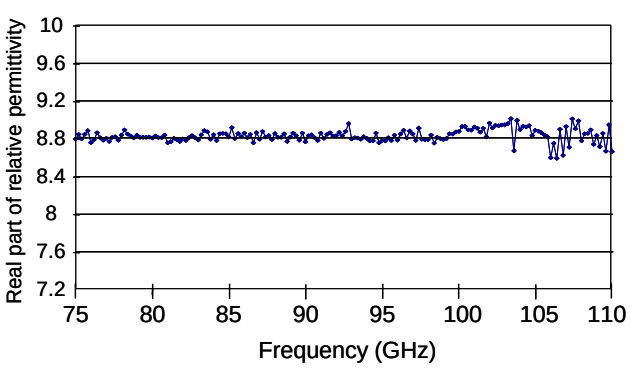


Fig. 12. Permittivity extraction of an alumina plate (h = 635 µm) over the W band.

The next example concerns the characterization of a low-loss plastic material (Rexolite 1422) used in lens antenna manufacturing for car collision avoidance radar at 77 GHz. The results are depicted in Fig. 13. As shown, the extracted real part of the Rexolite 1422 permittivity is constant with frequency over the W band. The calculated mean values $\varepsilon_r' = 2.534$ and tan $\delta = 1.3\ 10^{-3}$ are very closed to the manufacturer values $\varepsilon_r' = 2.53$ given from 1 MHz up to 500 GHz and tan $\delta = 0.00066$ at 10 GHz. The loss tangent average is accurately determined using a 12.85 mm thick plate as ε_r' and ε_r'' are constant with frequency.

Beside the various substrates used to design microwave circuits, very different materials such as cement-based materials, polymers, liquids, paints, plywood or chipboard can be characterized. Wood-based non-homogeneous high-loss materials were characterized and the extraction leads to effective or equivalent values of the real and imaginary parts of the permittivity. A 18.3 mm thick chipboard plate was first measured. The calculated mean value of ε_r' is 2.224 and the loss tangent is 0.0857. The second material is a 17.88 mm thick plywood plate. The calculated mean value of ε_r' is 2.371 and the loss tangent is 0.0578.

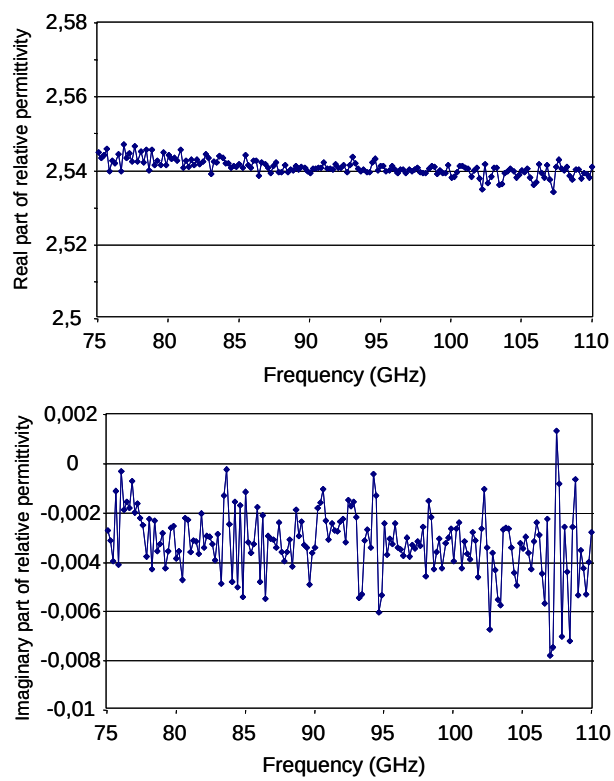


Fig. 13. Permittivity extraction of a Rexolite 1422 plate (h = 12.85 mm) over the W band.

V. CONCLUSION

The new test bench described in this paper provides accurate free-space 4 S-parameter measurements of dielectric slabs without time-domain gating. The Gaussian beam theory leads to specifications of the horn antenna in terms of paraxiality which makes calibration and measurements very accurate over the whole W band. An efficient procedure for the extraction of the dielectric constant has been proposed and the characterisation of various materials is accurately achieved. Thus, the straightforward automation of the bench is possible with homogeneous materials. An extension to multi-layer plate characterization is currently under study. In future work, this bench will be adapted to measure quasi-optical devices such as filters, polarizers or active grids.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors wish to acknowledge Mr Benoist Deschamps from ANFR (Brest – France) and Ronan Sauleau from Université de Rennes (France) for supplying dielectric slabs.

REFERENCES

[1] B. G. Helme, "Measurements of the microwave properties of materials", *IEE Colloquium on Industrial uses of Microwaves*, pp. 1-7, 1990

[2] N. Williams, V. K. Varadan, D. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, "Measurement of Transmission and Reflection of Conductive Lossy Polymers at Millimeter-waves frequencies", *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*, vol. 32, no. 3, pp. 236-240, Aug. 1990

[3] J. Barker-Jarvis et al.," Dielectric characterization of low-loss materials - A comparison of techniques," *IEEE Trans. Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 5, no. 4, pp. 571-577, Aug. 1998

[4] T. E. Talpey, "Optical methods for the measurement of complex dielectric and magnetic constants at centimeter and millimeter wavelengths," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-2, no. 3, pp. 1-12, 1954

[5] R. G. Nitsche, J. PreiBner, E. M. Biebl, "A free-space technique for measuring the complex permittivity and permeability in the millimeter wave range," *IEEE MTT-S Digest*, vol. 3, pp. 1465-1468, June 1994

[6] G. L. Friedsam, E. M. Biebl, "A broadband free-space dielectric properties measurement system at millimeter wavelengths," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 42, pp. 515-518, April 1997

[7] D. Thompson, R. E. Miles, R. D. Polland, "Complex permittivity measurements using a quasi-optical multistate reflectometer," *1998 IEEE Sixth International Conference on Terahertz Electronics Proceedings*, pp. 163-165, Sept. 1998

[8] R. D. Hollinger, K. A. Jose, A. Tellakulla, V. V. Varadan, V. K. Varadan, "Microwave characterization of dielectric materials from 8 to 110 GHz using a free-space set-up," *Microwave and optical technology Letters*, vol. 26, no. 2, pp. 100-105, July 2000

[9] F. I. Shimabukuro et al, "A quasi-optical method for measuring the complex permittivity of materials", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-32, no. 7, pp. 659-665, July 1984

[10] M. N. Afsar, I. I. Tkachov, K. N. Kocharyan, "A waveguide bridge/quasi-optical W band spectrometer for dielectric measurement of absorbing materials", *Infrared and Millimeter Waves Int. Conf. Digest*, pp. 393-394, Sept. 2000

[11] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, V. K. Varadan, " A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 37, no. 3, pp. 789-793, June 1989

[12] P.F. Goldsmith, "Quasi-Optical Techniques offer advantages at millimeter frequencies," *Microwave Systems News*, Vol. 13, no. 134, pp. 65-84, Dec 1983

[13] L. E. R. Petersson, G. S. Smith, "An estimate of the error caused by the plane-wave approximation in free-space dielectric measurement systems," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. 50, no. 6, June 2002

[14] N. Grignon et al, "Material characterization using a quasi-optical measurement system", *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 52, no. 2, pp. 333-336, April 2003

[15] P. Goy, M. Gross, "Free-Space Vector Transmission-Reflection from 18 to 760 GHz," *Proceedings of the 24th EuMC*, pp. 1973-1978, Oct. 1994

[16] R.J. Wylde, "Millimeter-wave Gaussian beam-mode optics and corrugated feed horns," *IEE Proceedings*, Vol.131, no. 4, Pt H, pp. 258-262, Aug. 1984

[17] P.S. Kildal, "Gaussian beam model for aperture-controlled and flareangle-controlled corrugated horn antennas," *IEE Proceedings*, Vol. 135, Pt H, no. 4, pp.237-240, Aug. 1988.

[18] S. Nemoto, "Nonparaxial Gaussian beams," *Applied Optics*, Vol. 29, no. 13, pp. 1940-1946, May 1990.

[19] M. Le Goff, J.L. Le Bras, B. Deschamps, D. Bourreau, A. Péden, "Ka Band quasi optical test bench using focusing horns", *Proc. 29th European Microwave Conf.*, Munich, Oct. 1999

[20] G. F. Engen, C. A. Hoer, "Thru-Reflect-Line: An improved technique for calibrating the dual six port automatic network analyzer," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, vol. MTT-27, pp. 987-993, Dec. 1979

[21] C. A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, Wiley 1989

Split-Step TLM (SS-TLM)-A New Scheme for Accelerating Electromagnetic Field Simulation

S. Le Maguer, A. Peden, D. Bourreau, M. Ney,

IEEE Transaction on MTT, Vol. 52, No. 4, April 2004, pp. 1182-1190.

Ka BAND QUASI OPTICAL TEST BENCH USING FOCUSING HORNS

M. Le Goff, J.L. Le Bras, B. Deschamps, D. Rozuel, D. Bourreau, A. Péden

Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST) - UMR CNRS 6616
ENST de Bretagne - Technopôle Brest Iroise - BP 832 - 29285 BREST CEDEX
e-Mail: Alain.Peden@enst-bretagne.fr
WWW :http//www.enst-bretagne.fr

Abstract - **This paper presents a measurement set up developed for millimeter wave characterization of passive or active quasi optical components such as filters, polarizers, amplifiers or multipliers. The main quasi optical elements of this bench are the focusing horns which allow guided wave coupling to the quasi optical components. These horns are designed using the Gaussian beam theory and FDTD software on a personal computer. The quasi optical measurements are performed according to a TRL calibration method in the Ka band for passive circuit characterization such as a dielectric slab. These measurements give the scattering matrix of quasi optical components which can be used for simulation in classical CAD software.**

I. INTRODUCTION

The development of millimeter and submillimeter wavelength applications [1] such as radioastronomy involves the study of specific techniques for component and device characterization. Among the available technologies in this frequency range, the spatial or quasi optical solution is very attractive because it enables a substantial reduction in propagation losses, higher power as well as reliability are obtained by combining the power produced from many solid-state devices and there is no need of a physical connection between the quasi optical components, the source and the load. Some tuning is also possible by moving the parallel quasi optical components (slab, array,…), each in relation to the others. The final purpose of the investigation is the design of a quasi optical measurement bench which allows the characterization of passive components such as polarizer, dielectric slab, filter and active components such as amplifier array, frequency multiplier in the 26 to 110 GHz frequency range. Quasi optical component S parameters are therefore available and can be compared with simulated ones for modeling validation. Models or measured S parameters can be used in classical CAD software to design more complex quasi optical functions.

II. DESIGN OF FOCUSING HORNS IN THE Ka BAND FOR A QUASI OPTICAL TEST BENCH

The quasi optical part of the measurement bench is shown in fig. 1. It consists of two focusing horns which enable guided wave coupling to the quasi optical devices.

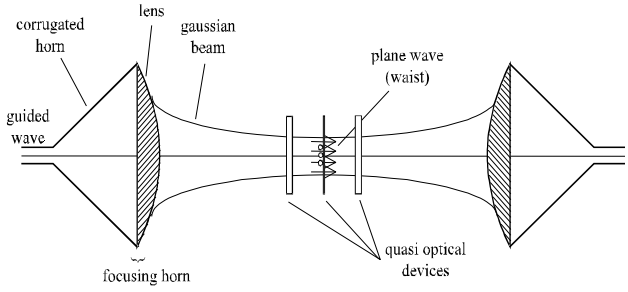


Fig. 1. Quasi optical test bench

These devices may be passive or active quasi optical components (dielectric slab, dichroic filter, polarizer, amplifier or multiplier array, ...).

A focusing horn is made up of a corrugated horn and a lens. The corrugated horn produces a Gaussian beam which is focused by the dielectric lens. In the focal plane of the beam (i.e. the waist plane), the longitudinal component Ez of the electric field does not exist, and the wave front is a plane (plane wave) so that quasi optical components can be placed there. Using an analytical approach and the Gaussian beam theory [1], [2], the beam focusing distance d0 (the waist) and the waist radius w0 can be expressed as a function of the focusing horn parameters, that is, the diameter D and half-angle aperture α of the horn and the lens focusing length f (see fig. 2).

As the device must be placed at the waist position, most of the beam waist energy must be intercepted by the circuit. For example, if a dielectric slab is set in the waist plane, the transverse size of the plate must be large enough to reduce diffraction effects due to the edges of the slab. By a proper choice of the r/w0 ratio, for example r=2w0, (r being the distance from the axis of propagation and w0 being the beam waist diameter), the measurements will not be perturbed by diffraction on the edges of the device because 99.97% of the incident power will be intercepted by the device. Another important characteristic is the paraxiality of the beam which is expressed by its w0/λ value (λ being the free space wavelength). A paraxial beam propagates a plane front wave or quasi-plane front wave at large distances from the waist. The greater the w0/λ ratio, the more paraxial the beam is. This is very important for performing a reliable calibration of the test bench and to

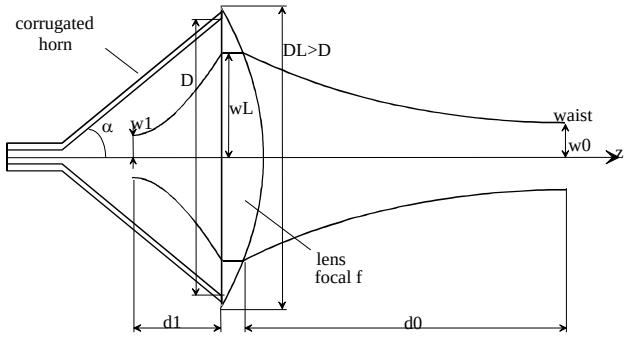


Fig. 2. Gaussian beam parameters in a corrugated horn and lens combination

achieve good measurements of the quasi optical device under test [3].

The corrugated horn must have symmetrical E-plane and H-plane radiation patterns, very low cross polarization and return loss in a wide frequency band. To achieve these characteristics over the whole Ka band, the half-angle aperture α must be greater than 15°. An D/λ ratio greater than 4 also contributes to minimize the cross polarisation. The dielectric material of the lens should have low losses ($tg\delta < 0.01$) and a low permittivity for minimizing reflections at the lens interfaces but not too low because of the increase of the lens thickness. So, a permittivity value between 2 and 3 is a good compromise. The shape of the lens, which is the focusing element, is calculated with the geometrical optics approach assuming that a thin lens does not affect the amplitude distribution of the field in the plane of the lens and acts simply as a phase transformer [4]. A thin lens has a f/DL ratio much greater than 1,where DL is the lens diameter (fig. 2).

Taking into account all these constraints in the design of the focusing horn and using the Gaussian beam theory, the parameters D, α and f were calculated for a waist radius w0 of 3λ with a focusing distance of about 50 cm and led to the following dimensions : D=200mm (D/λ=17), α=31° and f=132 mm. The lens diameter is 225 mm. The focusing distance varies from 440mm at 26.5 GHz to 530 mm at 40 GHz and the waist radius from 32.6 mm to 23.7 mm.

An electromagnetic approach [5],[6] associated with simulations using FDTD software on a PC were then performed to simulate the focusing horn return loss, the E- and H-plane symmetry and the radiation pattern in a wide frequency band (Ka band). For good performance, the horn throat, that is, the smooth transition between the circular waveguide and the conical horn, is a very important point in the design procedure. The groove depth and width, the groove number per wavelength and the ridge thickness (see fig. 3a and 3b) can be optimized for simultaneous achievement of wide-band single-mode operation and low return-loss impedance matching. The

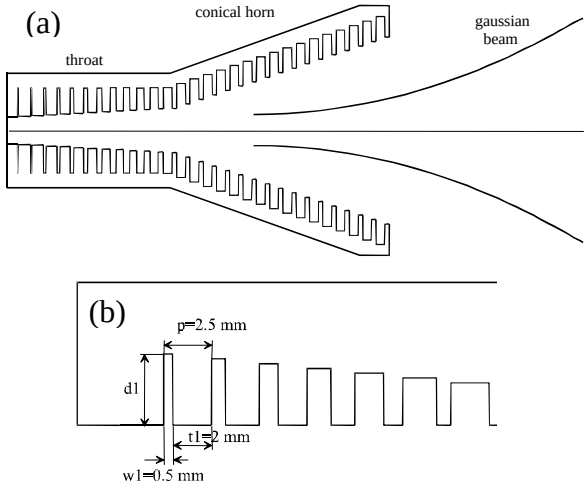


Fig. 3. Conical corrugated horn (a) and detail of the throat (b)

simulation of the corrugated horn and its lens shows that there is no need of any anti reflection coated lens with a 2.54 dielectric permittivity. The theoretical return loss coefficient is better than –19 dB with the lens and better than –24 dB without the lens.

III. GAUSSIAN BEAM CHARACTERISTIC AND RADIATION PATTERN MEASUREMENTS

Two focusing horns were designed, fabricated and tested in the Ka band. Fig. 4 shows the fabricated corrugated horn. The external diameter of the antenna is about 250 mm and the total length is 257 mm for a full band measurement test bench. The dielectric material of the lens is Rexolite (ε_r =2.54). The copolar and crosspolar radiation patterns were measured in the Ka band at different frequencies. Fig. 5 shows the measurements of the corrugated horn compared with theoretical patterns at 33.25 GHz. The agreement is quite good. The crosspolar level is lower than –29 dB and the return loss coefficient of the corrugated horn with the lens is better than –32.5 dB. The verification of the Gaussian properties of the radiated beam was also carried out (see fig.6), as well as the waist position of the corrugated horn with the lens and its return-loss. Fig. 7 shows the measured beam radius as a function of the distance from the focusing horn compared with the theoretical results.

The radiated beam properties show an approximate 3 $w0/\lambda$ ratio. This ratio is greater than 1 so that the radiated beam is rather paraxial and this will ensure good quality of quasi optical element measurements and calibration of the test bench as already mentioned. The beam waist was located at the distance z=550mm (440 mm in theory) and its radius is about 36.2 mm (34.7 mm in theory) for the 26.5 GHz measurement frequency.

The design of a focusing horn using an analytical approach (the Gaussian beam theory) and an electromagnetic software is then validated. With these 2

Fig. 4. Fabricated corrugated horn. The external diameter of the antenna is about 250 mm and the total length is 257 mm.

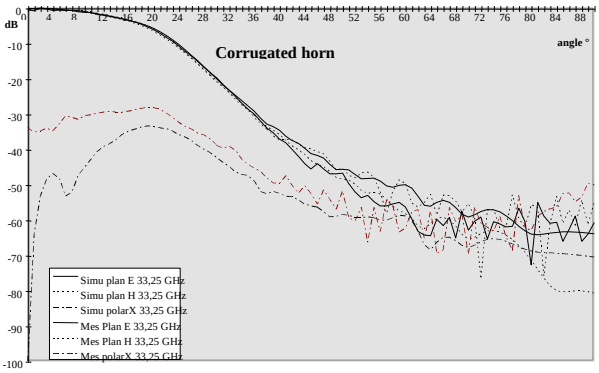


Fig. 5. Comparison between theory and measurement of the E- and H-plane radiation patterns of the corrugated horn at 33.25 GHz.

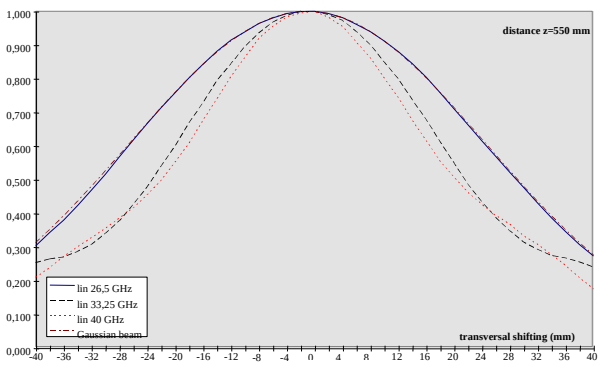


Fig. 6. Gaussian property measurement of the radiated beam at a distance z=550mm. Comparison with the theoretical Gaussian beam at 26.5 GHz

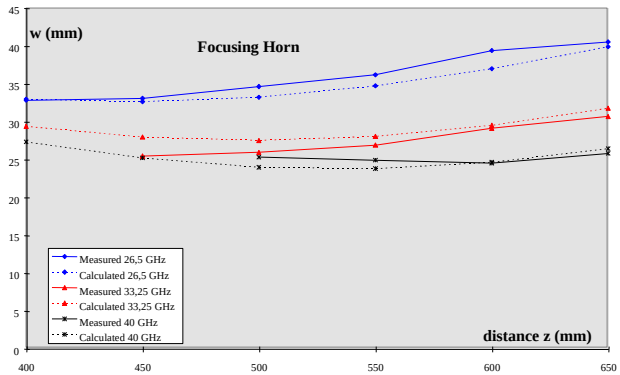


Fig. 7. Comparison between theory and measurement of the beam radius vs. distance

focusing horns, a quasi optical bench was carried out and tested. Fig. 8 shows a photograph of the test bench with the focusing horns which can be shifted on a rail. The four S parameters are measured using the normalized rectangular waveguide technology in the Ka band.

IV. CALIBRATION OF THE TEST BENCH AND QUASI OPTICAL CIRCUIT MEASUREMENTS

Calibration of the bench is performed by the TRL method which is very used for planar technologies [3]. The Through standard is realized by a fixed distance between the horns. The reflect standard is realized by a metal plate placed in the reference plane and the Line standard is realized by an additional shift between the focusing horns. This calibration method assumes that there is only one single beam propagation mode and a unique 377 Ohm normalization impedance (free space impedance). In the calibration procedure and then for measurements, the horn positioning and alignment are the most important point and should be handled with care. To validate the global test bench and the calibration procedure, a simple quasi optical element, that is, a dielectric slab was measured. The four scattering parameters were obtained without any processing of the measured data. Fig. 9 shows the comparison between measured and simulated S parameters. They agree very well. As a result, the extraction of the dielectric material permittivity (Rexolite) was performed from the S21 parameter. A mean value of 2.54 was obtained over the full Ka band. The same value was measured with a cavity method. The extracted value of the permttivity is then used for comparison between the simulated and measured S11 parameter for both magnitude and phase. Other quasi optical elements were also tested with the test bench such as polarizer and frequency selective surface (FSS) with good agreement between measured and simulated S parameters.

As extended results, measurements were also performed in the W band (75-110 GHz) with purchased Gaussian Optics Lens Antennas (GOLA). With a calculated 8λ waist radius (about 25-30 mm), these antennas radiate a very paraxial beam. Very good

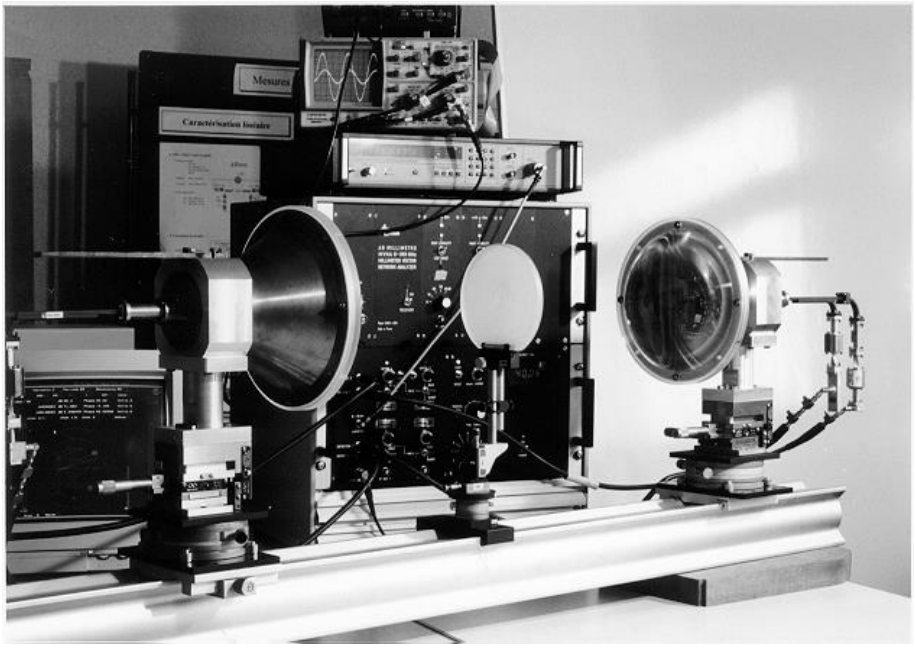


Fig. 8 : Photograph of the test bench in the Ka Band. The distance between the two focusing horns is 1.2 m and the diameter of the dielectric slab under test is 150 mm.

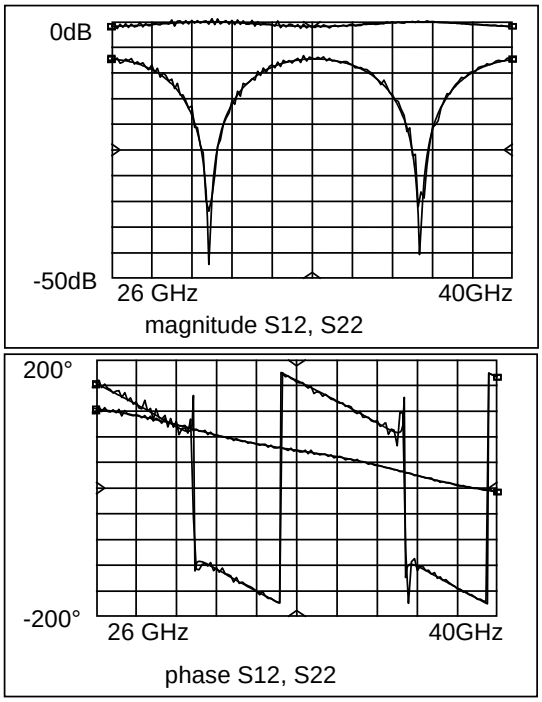


Fig. 9 : comparison between simulated and measured S parameters of a dielectric slab

agreement between measured and simulated S parameters of dielectric slabs, polarizers and FSS was also obtained in this high frequency range.

V. CONCLUSION

A test bench for quasi optical characterization in the Ka band has been presented. The main elements of the bench are the corrugated horns and the associated lens. The focusing horn was designed using the Gaussian beam theory for the main characteristics and an electromagnetic approach associated with FDTD software for the optimization of the corrugated horn. This design approach is validated by the experimental results of the radiation pattern and properties of the radiated Gaussian beam. A quasi optical test bench and its calibration procedure were used for the S parameter characterization of a dielectric slab. The design and characterization of more complex quasi optical devices such as amplifiers or frequency multipliers is now being investigated.

VI. REFERENCES

[1] P.F. Goldsmith, "Quasi-Optical Techniques", *Proceedings of the IEEE*, Vol.80, N°11, pp.1729-1747, Nov 1992.

[2] P.F. Goldsmith, "Quasi-Optics in Radar Systems", *Microwave Journal*, pp. 79-98, Jan. 1991.

[3] J.L. Le Bras, M. Le Goff, B. Deschamps, A. Péden, D. Bourreau and S. Toutain, "Quasi-Optical Circuit Measurement Method in W Band", *ESA Workshop on Millimeter Wave Technology and Applications*, pp. 453-457, May 1998.

[4] P.F. Goldsmith, "Quasi-Optics Techniques at Millimeter and Submillimeter Wavelengths", *Infrared an Millimeter Wavesl*, vol.6, New York : Academic, chap. 5, 1982.

[5] C. Dragone, "Reflection, Transmission and Mode Conversion in a corrugated Feed ", *The Bell System Technical Journal*, vol. 56, pp. 835-868, July-Aug. 1977

[6] X. Zhang, "Design of Conical Corrugated Feed Horns for Wide-Band High-Frequency Applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.41, N°8, pp.1263-1274, Aug 1993.

16-Way Radial Divider/Combiner for Solid State Power Amplifiers in the K Band

J. M. Denoual [#1], A. Peden [#2], B. Della[#], J.-Ph. Fraysse[*1]

[#]*LAB-STICC UMRS CNRS 3192, TELECOM Bretagne, technopole Brest-Iroise*
CS 83818, 29238 Brest Cedex 3, France
[1]JM.Denoual@telecom-bretagne.eu
[2]Alain.Peden@telecom-bretagne.eu

[*]*Thales Alenia Space*
26, av. J.F. Champollion, BP 1187
31037 Toulouse Cedex 1, France
[1]Jean-Philippe.Fraysse@thalesaleniaspace.com

***Abstract*— This paper presents the design and measurement results of a 16-way radial power divider/combiner for Solid State Power Amplifiers in the K band using an original assembly technique of the combined ways. The design is based on a radial non-resonant cavity connected to 8 peripheral rectangular waveguides with two waveguide-to-microstrip transitions inserted in each peripheral rectangular waveguide. Each combined way includes on the same tray the input and output waveguide-to-microstrip transitions and the MMIC amplifier location. The trays can be individually tested before mounting in the 16-way divider/combiner. The low insertion loss of the 16-way power divider/combiner leads to an estimated combining efficiency better than 86.5 % from 16.5 GHz to 21 GHz with a maximum value about 88 % from 17.2 to 19.2 GHz.**

I. Introduction

Solid State Power Amplifiers (SSPAs) are critical equipments in satellites due to their stringent specifications and power consumption. To minimize the latter, the efficiency of the SSPAs has to be continuously improved. One way to achieve this is to develop new techniques to combine several efficient solid-state amplification devices with very low combining loss.

Moreover, the increase in the operating frequency of satellite applications into the Ka or Q bands brings a need to efficiently combine several amplifiers in order to make up for the decrease in the power handling capability of semiconductor solid-state devices.

The traditional combining techniques based on two-dimensional binary or corporate structures, in rectangular waveguide or planar technologies using Wilkinson combiners or hybrid couplers, are not the most suitable for combining a large number of amplifiers with very low loss [1], [2]. Binary structures suffer from the increasing loss of the connecting lines as the number of combining stages is increased. The development of new or updated old techniques using three-dimensional structures is one solution to overcome the limits of the traditional techniques. Compared to two-dimensional techniques, spatial and radial technologies are very attractive to combine several amplifiers with high efficiency due to a single combining step. However, thanks to its symmetry the radial technique is more suitable for combining more efficiently a very large number of amplifiers.

In addition to combining efficiency, another point to take into account when designing a combiner with a large number of ways is the possibility to test each active way separately before mounting it in the divider/combiner. Moreover, the ability to easily connect and disconnect these ways is a major advantage.

This paper presents the design and the measurement results of the passive part of a 16-way radial power amplifier in the K band. It uses an original assembly technique which allows the combined ways to be tested separately before assembling and the ways to be easily mounted into the radial divider/combiner.

II. 16-Way Radial Power Combiner Description

The 16-way power divider/combiner is based on a radial divider superposed on a radial combiner as shown in the structure cross-section in Fig. 1.

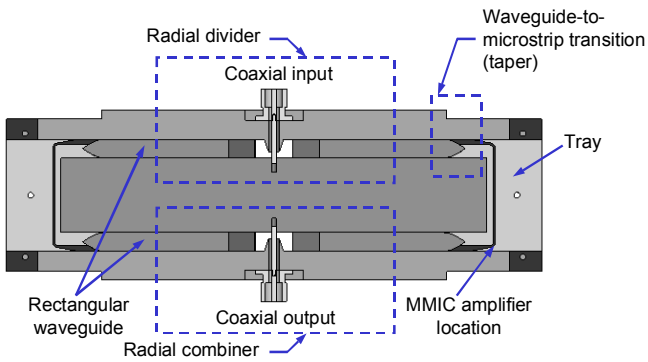


Fig. 1 Cross-section of the 16-way radial combiner showing two peripheral ways (two trays are inserted into each peripheral rectangular waveguide).

The divider (and combiner) structure is a parallel-plate non-resonant cavity, centrally fed using a coaxial port, connected to 8 peripheral rectangular waveguides. Two trays which connect a divider peripheral output to a combiner input are inserted into each peripheral rectangular waveguide by means of guiding slots. The tray is a microstrip circuit, attached to a metal plate, and consists of a waveguide-to-microstrip

transition and a microstrip-to-waveguide one linked together with a transmission line. In an active structure, an MMIC amplifier and its DC bias components are placed close to the output microstrip transition. A major advantage of the assembly technique is that it makes the assembling and dismantling of the trays very easy and that each tray can be individually tested before mounting in the 16-way divider/combiner [3]. The design of the transitions is performed using HFSS (Ansoft, High Frequency Structure Simulator) and their experimental validations are presented in the following sections.

III. 8-Way Radial Divider/Combiner Design

Radial combining offers very low insertion loss thanks to a single combining step while the symmetry of the structure provides amplitude and phase balance between the peripheral ports. Various demonstrators with 8 up to 60-ways from 1 GHz to 110 GHz have been published [4], [5], [6].

A. Coaxial-to-radial line transition design

The radial structure is centrally fed using an APC-3.5 mm standard 50-Ω coaxial line. A specific transition was designed to ensure the transition between the electromagnetic fields of the propagation lines. The fundamental mode in the coaxial line is a transverse electromagnetic mode (TEM) while the radial line supports a transverse E-mode defined by $H_z = 0$ and $E_z \neq 0$. The fundamental E-mode components in the cavity are: $E_r = E_\Phi = H_r = 0$ and $H_\Phi \neq 0$ (Fig. 2-a). This mode is generated by an electrical probe made of the extended inner conductor of the coaxial connector in contact with the metal-plate at z = 0. The inner conductor diameter (1.52 mm) is constant along the z-axis which minimizes the input reflection coefficient. Moreover, the mechanical machining of this element is facilitated and improves the symmetry of the structure. The outer conductor of the coaxial line is extended down to approximately a third of the cavity height (Fig. 2-b). The conical shape of the outer conductor is a taper that ensures a smooth transition between the two propagation lines. This shape also facilitates its mechanical machining.

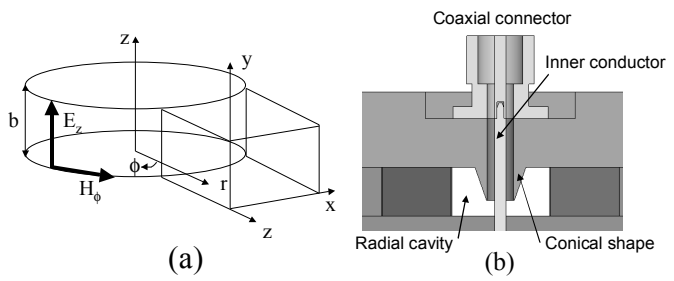


Fig. 2 a) radial parallel-plate transmission line and a connected peripheral rectangular waveguide. b) conical shape of the outer conductor in the radial cavity.

B. Radial-to-rectangular waveguide transition

In our design, the parallel-plate transmission line height is constant and set by the height of the WR51 normalized rectangular waveguide, b = 6.48 mm. In this case, a taper between the radial cavity and the peripheral waveguide is avoided, thus limiting insertion loss and bandwidth reduction. The E_z and H_Φ field components in the cavity generate, respectively, the E_y and H_x field components of the fundamental TE_{10} mode in the peripheral rectangular waveguides. The diameter of the radial cavity with eight WR51 peripheral waveguides is about 32 mm.

C. 8-way divider/combiner

The mechanical structure of the radial combiner is depicted in Fig. 3 and the simulated and measured insertion loss is presented in Fig. 4. The measured return loss at the coaxial input port is lower than -15 dB and the insertion loss is better than -0.22 dB from 17 to 20 GHz (-0.18 dB at 19 GHz). The magnitude and phase balance between each rectangular waveguide were measured: ±0.06 dB and ±1°. These results were obtained using two calibrations: a coaxial Short-Open-Load-Thru (SOLT) calibration and a rectangular waveguide Thru-Reflect-Line (TRL) calibration. The reference planes are then located at the coaxial input port and at a waveguide output port. The measured isolation between two peripheral waveguides (with a matched load connected to the coaxial port) varies from -7.5 dB to -15 dB depending on the output waveguide relatively to the input one.

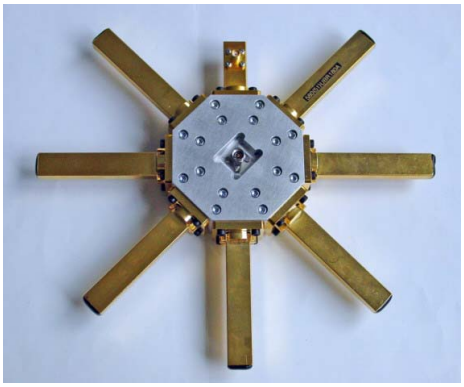


Fig. 3 The designed 8-way divider/combiner with seven matched loads connected to the peripheral rectangular waveguides. One peripheral waveguide is used for the divider/combiner insertion loss (coaxial-to-waveguide) measurement.

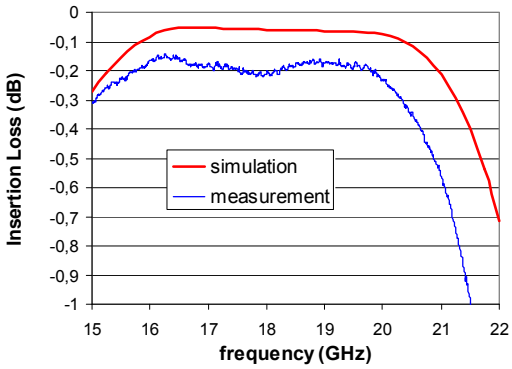


Fig. 4 Comparison between simulations and measurements of the 8-way divider/combiner. The measurement curve is the average of the 8 insertion loss values. Insertion loss reference value is 10 log 1/8 = -9 dB.

IV. Rectangular Waveguide-to-microstrip Transition

A. Waveguide-to-microstrip transition design

As mentioned in section II, two waveguide-to-microstrip transitions are inserted in each peripheral rectangular waveguide. First, a single transition realized on a Rogers RO4003® substrate (thickness h=305 µm, ε_r = 3.38) was designed to transform the TE_{10} mode of the rectangular waveguide into a quasi-TEM microstrip mode. Various transitions, using Vivaldi slot antenna structure and coplanar or microstrip transitions with bond wires or via holes, are proposed in the literature [7], [8], [9]. To reduce the length of the transition, an original cosine metallization profile (cosine taper) is printed on each side of the substrate (see Fig. 5) and the waveguide-to-microstrip mode conversion is directly performed without going through a slot mode. The design takes into account the microstrip bend and the straight 50-Ω line connecting the cosine input taper and the cosine output taper as the radial divider and the combiner will be superposed. The substrate cut along the metallization planes minimizes the transition transmission losses due to dielectric losses in the substrate. Via holes are provided to ensure electrical contact between the two sides of the metallization. The experimental validation of a single transition (or tray) was carried out in a back-to-back configuration with the test fixture shown in Fig. 6. It is made up of two superposed rectangular waveguides fitted with guiding slots where the tray is slid. Using a rectangular waveguide TRL calibration, the measured insertion loss is about -1.5 dB and the return loss better than -16 dB from 17 to 20 GHz (see Fig. 7).

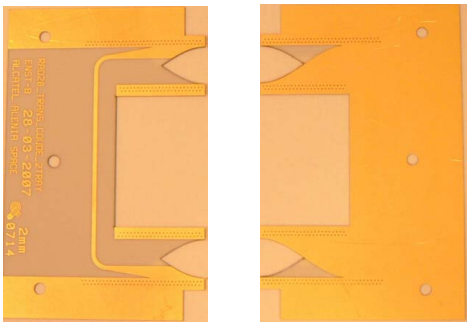


Fig. 5 Back-to-back waveguide-to-microstrip transition attached on a metal plate. Both sides of the substrate are shown : on the left, the microstrip line connecting the cosine tapers and, on the right, the ground plane.

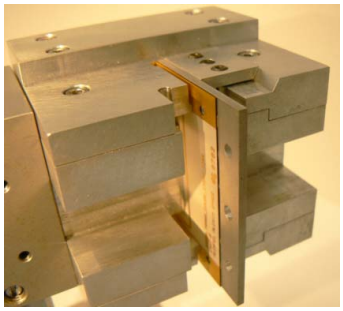


Fig. 6 Test fixture for the characterization of a single waveguide-to-microstrip transition in back-to-back configuration. Upper and lower wedges are used to improve electrical contacts between the microstrip metallization and the test fixture and to ensure that the tray remains fixed.

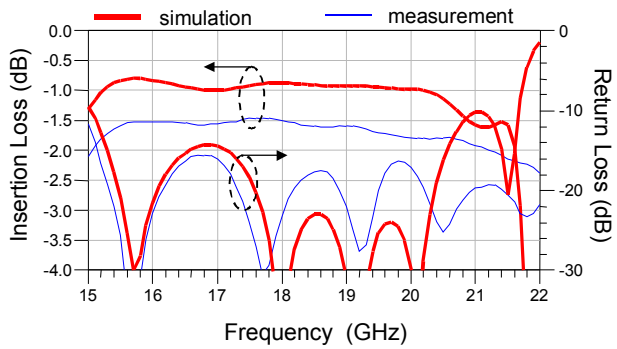


Fig. 7 Insertion loss and return loss measurement of a single waveguide-to-microstrip transition.

B. Double waveguide-to-microstrip transition design

As two parallel trays are inserted in each divider/combiner way, two waveguide-to-microstrip (cosine taper) transitions attached on a metal plate and separated by 4 mm in a WR51 waveguide were optimized. The test fixture shown in Fig. 8 was used to validate the design of this double transition. The measured and simulated performances are presented in Fig. 9. The measured insertion loss is about -1.5 dB and the return loss better than -18 dB from 17 to 20 GHz.

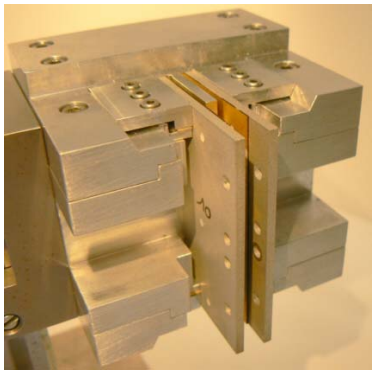


Fig. 8 Test fixture for the characterization of a double waveguide-to-microstrip transition in back-to-back configuration. Two wedges are visible.

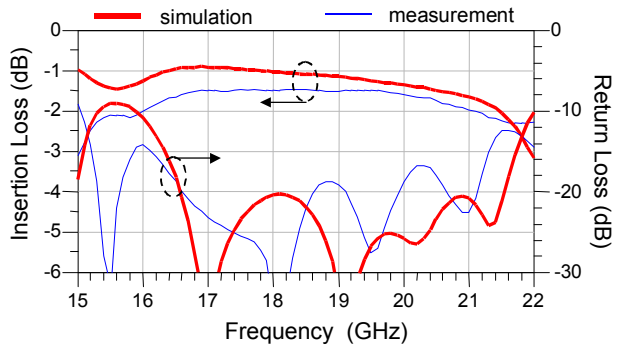


Fig. 9 Insertion loss and return loss measurement of a double waveguide-to-microstrip transition.

Once the experimental validation of the 8-way radial combiner and of the trays is performed, the combining loss can be estimated and therefore the combining efficiency. In a power combiner, the combining efficiency takes into account the insertion loss from the output of the power amplifier to the

output of the combiner. In our structure, the power amplifier will be mounted close to the cosine taper in order to minimize the combining losses.

From the measurement results of the single and double transitions and other investigations made to determine the microstrip line insertion loss, the cosine output taper loss was estimated to be about –0.34 dB at 19 GHz as detailed in Table I. Therefore, the estimated combining efficiency is about 88 % since the total losses of the radial combiner, the rectangular waveguide and the double waveguide-to-microstrip transition are about -0.55 dB. The 16-way structure insertion loss, between the two coaxial ports, can also be evaluated from these measurements: -1.92 dB.

TABLE I
INSERTION LOSS MEASUREMENTS

Part of the 16-way radial combiner	Insertion loss @ 19 GHz
Measurements:	
- Radial divider & combiner	-0.18 dB
- Output & input rectangular waveguide of the divider & combiner (25 mm)	-0.03 dB
- Microstrip line with bends (37.5 mm)	-0.77 dB
- Double transition back-to-back	-1.5 dB
Calculated values:	
- Cosine taper : (-1.5 + 2 x 0.03 + 0.77)/2	-0.34 dB
- Combining loss : -0.18 - 0.03 - 0.34	-0.55 dB
- 16-way radial divider/combiner : -1.5 – 2 x (0.18 + 0.03)	-1.92 dB

V. 16-WAY RADIAL COMBINER

The mechanical realization of the 16-way radial combiner is shown in Fig. 10. The size of this first demonstrator was not optimized and its diameter is about 20 cm. The measured insertion loss is lower than -2.5 dB and the return loss better than -12 dB from 16.5 to 21 GHz (see Fig. 11). In the 17.2-19.2 GHz band, the insertion loss is about -2 dB which is in very good agreement with the estimated value (see Table I). Therefore, the combining efficiency is about 86.5 % in the 16.5-21 GHz band and about 88 % from 17.2 to 19.2 GHz.

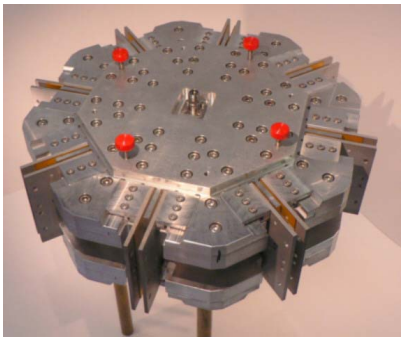


Fig. 10 Mechanical realization of the 16-way radial power combiner with two trays inserted in each rectangular way.

As mentioned in the second section, a major advantage of the assembly technique is that the assembling and dismantling of the trays are very easy as they are slid in the guiding slots. Moreover, each tray can be individually tested in the test fixture depicted in Fig. 6 before mounting in the 16-way divider/combiner. This individual test of the active trays is important to eliminate the failing ones.

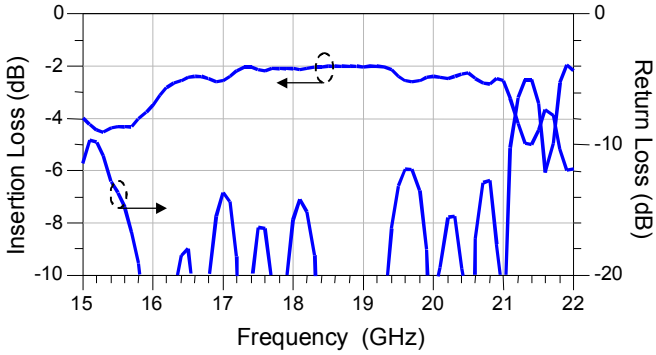


Fig. 11 Insertion loss measurement of the 16-way radial power combiner.

VI. CONCLUSION

The design of a 16-way radial power combiner in the K band (17-20 GHz) has been presented.

The design approach is based on a non-resonant cavity using parallel plates connected to 8 peripheral rectangular waveguides with two trays inserted into each one. An original coaxial-to-radial transition and a cosine taper for the waveguide-to-microstrip transition were optimized and validated by experimental results.

An original assembly technique using guiding slots to mount the active trays makes the assembling and dismantling of the 16 ways very easy. A high power combining efficiency around 88 % was achieved at 19 GHz which is why this combiner is an attractive solution to design efficient SSPAs for satellite applications in the K and Ka band.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to acknowledge the Centre National des Etudes Spatiales (CNES), Toulouse, France for the financial support of this work.

REFERENCES

[1] K. J. Russell, “Microwave power Combining Techniques”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 27, n°5, May 1979

[2] K. Chang, C . Sun, “Millimeter-Wave power-Combining Techniques”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 31, n°2, Feb. 1983, pp.9-107.

[3] J.-Ph. Fraysse, J. M. Denoual et A. Peden, “Dispositif d'amplification de Puissance Radiale à Compensation de Dispersion de Phase des Voies Amplificatrices”, patent 07 08848, 18 dec. 2007

[4] T.-I. Hsu, M. D. Simonutti, “A Wideband 60 GHz 16-Way Power Divider Combiner Network”, *IEEE MTT-S Digest*, may 1984, pp. 175-177.

[5] E. Belohoubek, R. Brown, H. Johnson, A. Fathy, “30-Way Radial Power Combiner for Miniature GaAs FET Power Amplifiers”, *IEEE MTT-S Digest*, 1986, pp. 515-518.

[6] B. J. Sanders, “Radial Combiner Runs Circles Around Hybrids”, Microwaves 1980, pp. 55-58.

[7] Y. Kwon, "44GHz Waveguide-based Power Amplifier Module Using Double Antipodal Finline Transition", *Electronics Letters*, vol. 38, n° 3, 2002, pp. 128-129.

[8] R. A. York, “A Compact Coaxial Waveguide Combiner Design for Broadband Power Amplifiers”, *IEEE MTT-S Digest*, 2001.

[9] N. S. Cheng, R. A. York , "Analysis And Design of Tapered Finline Arrays for Spatial Power Combining", *IEEE MTT-S Digest*, 1998.

source : WIPO
https://patentscope.wipo.int/search/en/detail.jsf?docId=WO2009077501&_cid=P22-K6KFH3-32857-1

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle
Bureau international

(43) Date de la publication internationale
25 juin 2009 (25.06.2009)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2009/077501 A1

(51) Classification internationale des brevets :
H01P 5/12 (2006.01) *H03F 3/60* (2006.01)

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2008/067546

(22) Date de dépôt international :
15 décembre 2008 (15.12.2008)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
07/08848 18 décembre 2007 (18.12.2007) FR

(71) Déposant *(pour tous les États désignés sauf US)* : **THALES** [FR/FR]; 45, rue de Villiers, F-92200 Neuilly sur Seine (FR).

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants *(pour US seulement)* : **FRAYSSE, Jean-Philippe** [FR/FR]; 10, rue Claude Monet, F-31200 Toulouse (FR). **DENOUAL, Jean-Michel** [FR/FR]; 120, rue de la gare, F-29190 Pleyben (FR). **PEDEN, Alain** [FR/FR]; 15, rue Commandant Drogou, F-29200 Brest (FR).

(74) Mandataires : **ESSELIN, Sophie** etc.; Marks & Clerk France, Conseils en Propriété Industrielle, Immeuble VISIUM, 22, avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil Cedex (FR).

(81) États désignés *(sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible)* : AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: RADIAL POWER AMPLIFICATION DEVICE WITH PHASE DISPERSION COMPENSATION OF THE AMPLIFICATION PATHS

(54) Titre : DISPOSITIF D'AMPLIFICATION DE PUISSANCE RADIALE A COMPENSATION DE DISPERSION DE PHASE DES VOIES AMPLIFICATRICES

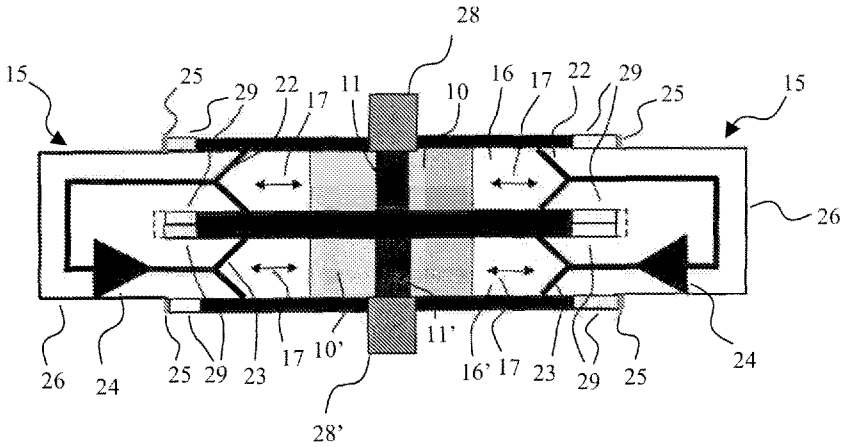


FIG.3B

(57) Abstract: The invention relates to a radial power combination system that comprises: a radial splitter (10) that includes rectangular wave-guide accesses (16) at the periphery; a radial combiner (10') superimposed to the radial splitter and including rectangular wave-guide accesses (16') at the periphery; a first input transition (11) emitting a first signal at the centre of the radial splitter; a second output transition (11') receiving the first amplified signal towards the output of the radial combiner (10'); at least two amplification paths (15) including: a third input transition (22) capable of interacting with the guides (16); a fourth output transition (23) capable of interacting with the guides (16'); and at least one amplifier (24). The system of the invention includes a means (29) for adjusting the positioning of the amplification paths, and thereby adjusting the phase shift of the different paths.

[Suite sur la page suivante]

WO 2009/077501 A1

(84) États désignés *(sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible)* **:** ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publiée :
— *avec rapport de recherche internationale*

(57) Abrégé : Un système de combinaison de puissance radiale comprenant : un diviseur radial (10) comprenant des accès en guides d'onde rectangulaires (16) en périphérie; un combineur radial (10'), superposé au diviseur radial, comprenant des accès en guides d'onde rectangulaires (16') en périphérie; une première transition d'entrée (11) émettant un premier signal au centre du diviseur radial; une seconde transition de sortie (H') captant le premier signal amplifié vers la sortie du combineur radial (10'); au moins deux voies amplificatrices (15) comprenant : une troisième transition (22) d'entrée apte à coopérer avec les guides (16); une quatrième transition (23) de sortie apte à coopérer avec les guides (16') et; au moins un amplificateur (24). Le système selon l'invention comprend des moyens de réglages (29) du positionnement des voies amplificatrices permettant ainsi d'ajuster le déphasage des différentes voies.

DISPOSITIF D'AMPLIFICATION DE PUISSANCE RADIALE A COMPENSATION DE DISPERSION DE PHASE DES VOIES AMPLIFICATRICES

La présente invention concerne le domaine des amplificateurs hyperfréquences à semi-conducteurs et plus particulièrement les systèmes de combinaison de puissance. Parmi les différentes techniques de combinaisons, le domaine de l'invention se situe dans les systèmes de combinaisons de puissance radiales.

La puissance de sortie des éléments semi-conducteurs diminuant avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement, il est nécessaire de combiner plusieurs amplificateurs semi-conducteurs élémentaires pour atteindre les puissances de sortie requises par certaines applications telles que les émetteurs de télémesure d'instruments haut-débit des satellites par exemple.

Aujourd'hui, les systèmes de combinaison de puissance utilisés dans le domaine spatial ne sont pas adaptés pour combiner réellement efficacement plus de 4 amplificateurs élémentaires aux fréquences millimétriques. Une conséquence de cette limitation conduit parfois à concevoir des composants à semi-conducteurs en privilégiant la puissance de sortie au détriment du rendement en puissance ajoutée et de la criticité des conceptions.

Par ailleurs, ces combinaisons sont parfois insuffisantes et limitatives pour obtenir les puissances de sortie des SSPA, signifiant « Solid State Power Amplifier » dans la terminologie anglo-saxonne, requises pour répondre aux réels besoins des applications.

Les systèmes de combinaison de puissance comportent généralement un diviseur, un amplificateur et un combineur permettant à partir d'un signal d'entrée de délivrer un signal de sortie amplifié. Ces systèmes comportent généralement des transitions permettant de changer de structures de propagation telles que d'une structure planaire vers un guide d'onde rectangulaire ou un guide d'onde coaxial par exemple.

Aujourd'hui, les principales technologies de combinaisons de puissance se déclinent selon une première catégorie de combinaison de puissance dite arborescente, une seconde catégorie de combinaison de puissance dite spatiale et une troisième catégorie de combinaison de puissance dite radiale.

Les techniques de combinaison arborescentes planaires permettent de combiner efficacement deux ou quatre amplificateurs. Toutefois, ces techniques ne sont pas adaptées pour combiner un grand nombre d'amplificateurs car l'augmentation du nombre d'étages de combinaison et l'allongement des lignes de liaison entre les additionneurs du combineur conduisent à dégrader très sensiblement le signal par des pertes de combinaison.

Afin de minimiser ces pertes de combinaison, des guides d'onde métalliques peuvent être utilisés à la place des lignes de propagation planaires. Dans ce cas de figure, il est alors nécessaire de rajouter entre le combineur et les amplificateurs élémentaires des transitions afin d'assurer la propagation des signaux entre les lignes planaires des amplificateurs élémentaires et les guides d'onde métalliques du combineur. Le rajout de ces transitions et surtout la taille des guides d'onde métalliques utilisés conduit à un encombrement important de ce type de combineur. Il n'est donc pas adapté pour combiner un grand nombre d'amplificateurs.

Les combinaisons arborescentes telles que représentées dans la figure 1 comprennent généralement un diviseur 1 permettant de diviser un signal d'entrée 5 dans différentes voies amplificatrices 2. Les différents signaux amplifiés sortant des voies amplificatrices peuvent être propagés et combinés dans différents étages d'additionneur binaire en guide d'onde rectangulaire 4, 4', 4'' à partir d'une transition 3. Un signal amplifié et combiné 6 peut alors être traité en aval.

Les techniques de combinaisons spatiales telles que la solution développée dans le brevet US5736908 sont caractérisées en ce que le dispositif d'amplification comprend plusieurs voies amplificatrices, généralement sous forme de plateaux, se superposant. Le signal d'entrée se répartit sur les voies amplificatrices grâce à la distribution spatiale de

l'énergie du signal et se re-combine en sortie une fois amplifié suivant le même principe. Ces techniques présentent plusieurs inconvénients.

Le premier inconvénient résulte d'une combinaison de nombreux amplificateurs avec cette technique. Il est alors nécessaire d'ajouter des dispositifs supplémentaires pour pouvoir exciter et combiner uniformément toutes les voies amplificatrices. Ces dispositifs supplémentaires rajoutant des pertes, l'efficacité de combinaison de ce type de combineur est dégradée.

Un second inconvénient est la difficulté d'obtenir une évacuation efficace de la puissance dissipée par les différentes voies amplificatrices superposées. Ceci a pour conséquence, avec ce type de technique de combinaison, lorsque de nombreux amplificateurs sont combinés, de rendre difficile le respect des contraintes imposées par le domaine spatial sur les températures maximales de jonction des composants à semi-conducteurs, ces dernières ne devant pas être dépassées.

En dernier lieu, un inconvénient est la relative dépendance des voies amplificatrices, une panne survenant dans l'une des voies amplificatrices, celle-ci peut perturber fortement le fonctionnement général du dispositif d'amplification.

Les techniques de combinaisons radiales telles que les solutions proposées dans les brevets US4700145, US4641106 et US4931747 sont caractérisées en ce que le dispositif d'amplification comprend plusieurs voies amplificatrices, chacune se connectant aux extrémités de deux guides d'onde radiaux, les extrémités étant situées entre le diviseur et le combineur, les deux guides d'onde radiaux étant superposés. Cette connexion permet d'amplifier un premier signal provenant d'un des accès du premier guide d'onde radial et de le réinjecter dans un des accès du second guide d'onde radial de manière à ce qu'il se re-combine avec les autres signaux provenant des autres accès du guide d'onde radial du combineur.

Ces techniques présentent de nombreux avantages notamment l'encombrement réduit du dispositif d'amplification par rapport à une technique de combinaison à structure arborescente avec des guides d'onde rectangulaires. Par ailleurs, un autre avantage est la possibilité d'améliorer le contrôle de la diminution de la puissance de sortie induite par la panne d'une ou plusieurs voies amplificatrices en améliorant l'isolation entre les voies

amplificatrices grâce à des matériaux absorbants ou des moyens dissipatifs placés au niveau des parois des guides d'onde radiaux.

En outre, les dispositifs d'amplification radiaux permettent de combiner plusieurs amplificateurs élémentaires en une seule étape. Les pertes de combinaison sont donc réduites par rapport aux techniques de combinaison arborescentes.

En revanche, une limitation actuelle de ces solutions provient du fait qu'il n'existe pas de système simple et efficace pour compenser la dispersion de phase des différentes voies amplificatrices combinées lors de la recombinaison du signal de sortie. Cet inconvénient nécessite d'effectuer un tri des voies amplificatrices sur la phase du coefficient de transmission ou nécessite de rajouter des déphaseurs variables sur les voies amplificatrices pour compenser la dispersion de phase des voies amplificatrices. Cette dernière solution est complexe à mettre en œuvre, encombrante, introduit de nouvelles pertes et consomme éventuellement une puissance supplémentaire.

Un but de l'invention est de pallier les inconvénients précités.

L'invention propose un dispositif d'amplification radial comprenant des moyens de réglage du positionnement des voies amplificatrices de manière à ajuster le déphasage des différentes voies, ce qui permet de combiner un signal de sortie en phase.

Avantageusement, le système de combinaison de puissance radiale à compensation de dispersion de phase dans le domaine des hyperfréquences comprend :

- un premier guide d'onde radial, appelé diviseur radial, ayant une entrée en son centre et une pluralité de sorties en périphérie, chacune des sorties étant un guide d'onde métallique, le premier guide d'onde radial permettant de diviser un signal d'entrée en plusieurs signaux de sortie ;
- un second guide d'onde radial, appelé combineur radial, superposé au diviseur radial ayant une sortie en son centre et une pluralité

d'entrées en périphérie, chacune des entrées étant un guide d'onde métallique, le second guide d'onde radial permettant de combiner une pluralité de signaux d'entrée en un signal de sortie ;

- une première transition d'entrée émettant un premier signal dans le diviseur radial ;
- une seconde transition de sortie captant le premier signal amplifié vers la sortie du combineur radial ;
- une pluralité de voies amplificatrices, chacune comprenant :
  - une troisième transition d'entrée apte à coopérer avec l'un des guides d'onde métalliques du diviseur radial et ;
  - une quatrième transition de sortie apte à coopérer avec l'un des guides d'onde métalliques du combineur radial et ;
  - au moins un amplificateur solidaire de la troisième et quatrième transition.

Avantageusement, le système comprend des moyens de réglages (29) du positionnement d'au moins une voie amplificatrice dans les guides d'onde métalliques.

Avantageusement, les moyens de réglages comprennent un jeu de cales.

Avantageusement, chaque voie amplificatrice comprend des moyens de fixations permettant de fixer chaque voie amplificatrice au combineur et au diviseur avec une cale.

Avantageusement, le jeu de cales contribue au transfert thermique entre les voies amplificatrices et les guides d'onde radiaux.

Avantageusement, des coquilles revêtent les voies amplificatrices et favorisent les échanges thermiques entre les amplificateurs et l'extérieur du système.

Avantageusement, les guides d'onde métalliques des sorties du diviseur et des entrées du combineur sont droits de manière à ce que la connexion des voies amplificatrices est réalisée dans l'axe radial.

Avantageusement, les guides d'onde métalliques des sorties du diviseur et des entrées du combineur sont coudés de manière à ce que la connexion des voies amplificatrices est réalisée perpendiculairement à l'axe radial.

Avantageusement, le diviseur radial et le combineur radial comprennent des matériaux absorbants ou des moyens dissipatifs assurant l'isolation entre les voies.

Avantageusement, les guides d'onde métalliques en périphérie des deux guides d'ondes radiaux sont des guides d'onde rectangulaires.

Avantageusement, l'entrée du diviseur et/ou la sortie du combineur sont des guides d'onde cylindriques.

Avantageusement, l'entrée du diviseur et/ou la sortie du combineur sont des guides d'onde coaxiaux.

Avantageusement, au moins une transition comporte une âme centrale en contact avec la partie inférieure d'un guide d'onde radial.

Avantageusement, au moins un accès d'un guide d'onde coaxial centré sur le guide d'onde radial est destiné à recevoir un connecteur coaxial (28), une bague de centrage, une âme centrale et en ce que cet accès se prolonge en partie dans le guide d'onde radial par un conducteur extérieur (101) en forme de cône directement usiné dans le capot supérieur.

Avantageusement, la transition entre le mode de propagation en guide d'onde rectangulaire et le mode de propagation en micro-ruban comprend :

- des métallisations dont le profil est en cosinus avec une pente nulle à l'extrémité de la transition côté guide d'onde rectangulaire et ;
- un substrat découpé selon le profil en cosinus des métallisations de manière à minimiser le coefficient de réflexion de la transition.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à l'aide de la description qui suit, faite en regard des dessins annexés qui représentent :

- la figure 1 : un dispositif d'amplification à structure arborescente selon l'art antérieur ;
- la figure 2A : une représentation d'un dispositif d'amplification radial ;
- la figure 2B : une représentation d'un dispositif d'amplification radial comportant un jeu de cales.
- la figure 2C : une représentation d'un dispositif d'amplification radial coudé comportant un jeu de cales.

- la figure 3A : une vue de dessus d'un dispositif d'amplification radial selon l'invention ;
- la figure 3B : une vue en coupe du dispositif d'amplification radial de la figure 3A ;
- La figure 4A : une première variante de réalisation de la voie amplificatrice et des moyens de réglage du positionnement ;
- La figure 4B : une seconde variante de réalisation de la voie amplificatrice et des moyens de réglage du positionnement ;
- La figure 4C : une troisième variante de réalisation de la voie amplificatrice et des moyens de réglage du positionnement ;
- La figure 5A : une vue en coupe d'un exemple de transition entre un guide d'onde coaxial et un guide d'onde radial ;
- La figure 5B : une vue en coupe et une vue de dessus d'un cas de réalisation d'une transition entre un guide d'onde coaxial et un guide d'onde radial ;
- Les figures 6A et 6B : un cas de réalisation d'une transition entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne micro-ruban ;
- La figure 6C : un cas de réalisation d'une transition comportant plusieurs circuits pour réaliser une transition entre un guide d'onde rectangulaire et des lignes micro-rubans ;

Dans la description qui suit, on appelle « transition » tout dispositif qui permet le passage d'une onde électromagnétique d'une structure de propagation vers une autre avec le minimum de pertes de transmission comme par exemple, une ligne coaxiale vers un guide d'onde radial, ou un guide d'onde rectangulaire vers une ou plusieurs lignes planaires de type micro-ruban, coplanaire, fente, ou tout autre support.

Les figures 2A et 2B illustrent une représentation sous forme de blocs dans une coupe respectivement d'un dispositif de l'art antérieur et d'un dispositif d'amplification selon l'invention.

Le dispositif comprend un diviseur comportant un premier guide d'onde radial 10 dans lequel un signal d'entrée pénètre par l'intermédiaire d'une transition 11, la transition 11 assurant la propagation du signal entre un

accès 28, de type guide d'onde coaxial, guide d'onde cylindrique ou guide d'onde rectangulaire par exemple, et le guide d'onde radial 10.

Le diviseur du dispositif d'amplification comprend, dans l'exemple de la figure 2B, un guide d'onde radial 10 avec des accès en guides d'onde rectangulaires 16 en périphérie. Les signaux divisés se propagent dans chacun des guides d'onde rectangulaires 16 pour atteindre les transitions d'entrées des voies amplificatrices 15 enfichées ou connectées selon les modes de réalisation dans les guides d'onde rectangulaires pour y être fixées. Les voies amplificatrices 15 permettent de capter les signaux provenant des guides d'onde rectangulaires 16, de les amplifier grâce à un amplificateur 24, et de les émettre dans des guides d'onde rectangulaires 16' afin que les signaux se re-combinent entre eux dans le combineur 10'. Les signaux combinés sont transmis vers l'extérieur du dispositif par l'intermédiaire d'une transition 11' assurant la propagation du signal entre le guide d'onde radial 10' et un second accès 28', de type guide d'onde coaxial, guide d'onde cylindrique ou guide d'onde rectangulaire par exemple.

Les voies amplificatrices 15 peuvent être enfichées ou fixées par l'intermédiaire d'un dispositif de fixation aux guides d'onde rectangulaires 16 et 16' selon un sens 17 précisé sur la figure 3A.

Par exemple, des cales 29 peuvent être ajoutées, comme illustrées figure 2B, entre les voies amplificatrices 15 et les guides d'onde rectangulaires 16, 16'. Celles-ci peuvent être avantageusement de différentes épaisseurs selon les voies des guides d'onde rectangulaires 16, 16' pour s'adapter au déphasage propre de chaque voie amplificatrice 15.

Dans un autre mode de réalisation représenté figure 2C, les guides d'onde rectangulaires 16, 16' peuvent être coudés, par exemple à 90° de manière à ce que la direction de connexion des voies amplificatrices 15 s'effectuent selon la direction des axes des transitions 11, 11'.

Par la suite, on appellera voie amplificatrice, une voie comprenant au moins une transition d'émission, une transition de réception et au moins un amplificateur.

L'invention s'applique plus généralement, au-delà du mode de réalisation décrit, à des accès en guides d'onde métalliques en périphérie du guide d'onde radial.

La figure 3A représente une vue de dessus d'un dispositif selon l'invention comprenant un diviseur comportant un premier guide d'onde radial 10 par lequel un signal d'entrée pénètre par l'intermédiaire d'une transition 11 (non représentée sur cette figure) assurant la transmission d'un signal provenant d'un accès 28.

Le diviseur du dispositif d'amplification comprend, dans l'exemple de la figure 3A, un guide d'onde radial 10 avec des accès en guides d'onde rectangulaires 16 en périphérie. Dans ce mode de réalisation, le dispositif selon l'invention dispose de huit guides d'onde rectangulaires disposés symétriquement en périphérie du guide d'onde radial 10. Les signaux divisés se propagent dans chacun des guides d'onde rectangulaires pour atteindre les transitions d'entrée des voies amplificatrices 15 enfichées et connectées dans les guides d'onde rectangulaires.

Le dispositif d'amplification selon l'invention permet de disposer de moyens de réglage 29 de la position de chacune des transitions dans les guides d'onde rectangulaires 16. Ces moyens de réglages 29 dans un mode de réalisation représenté dans la figure 3A sont des jeux de cales qui peuvent être réalisés par des guides d'onde rectangulaires d'adaptation 29.

Avantageusement, la partie 14 formant un angle à l'intersection de deux guides d'onde rectangulaires 16 permet aux signaux de se répartir intégralement dans les différents accès en guides d'onde métalliques.

Le dispositif selon l'invention comprend un combineur superposé au diviseur comportant un guide d'onde radial avec des accès en guides d'onde rectangulaires, mais il n'est pas représenté sur la vue de dessus de la figure 3A.

La figure 3B représente le dispositif d'amplification de la figure 3A dans le plan de coupe selon l'axe 21. Ce dernier comprend deux guides

d'onde radiaux 10, 10' superposés qui coopèrent avec respectivement des guides d'onde rectangulaires 16 et 16' disposés en périphérie.

Une transition 11 émet le signal provenant de l'accès 28 dans le guide d'onde radial 10. L'accès 28 peut être un guide d'onde cylindrique, un guide d'onde coaxial ou encore un guide d'onde rectangulaire selon les modes de réalisation de l'invention. La géométrie du guide d'onde radial 10 et celle des guides d'onde rectangulaires 16 permettent de répartir le signal émis dans chacun des guides d'onde rectangulaires 16.

Le dispositif comprend également les voies amplificatrices 15 qui sont enfichées ou connectées et fixées à l'aide de moyens de fixation selon les modes de réalisation. Chacune des voies amplificatrices 15 comprend une transition de réception 22 assurant la propagation du signal d'un guide d'onde rectangulaire dans une ligne de propagation planaire, de type micro-ruban par exemple. En outre, chaque voie amplificatrice 15 comprend au moins un amplificateur 24 et une transition d'émission 23 du signal amplifié. De la même façon que la transition de réception, la transition d'émission 23 peut être une simple transition d'une ligne de propagation planaire, de type micro-ruban par exemple, dans un guide d'onde rectangulaire.

Le combineur comprend un guide d'onde radial 10', qui peut être appelé combineur radial, avec des accès en guides d'onde rectangulaires en périphérie. Le guide d'onde radial 10' reçoit chaque signal provenant de chaque voie amplificatrice 15 qui se propage par l'intermédiaire de guides d'onde rectangulaires 16'. Le guide d'onde radial 10' permet de transmettre les signaux de sortie combinés à l'accès 28' via la transition 11'.

Le principal avantage de la solution de l'invention est de permettre d'ajuster les phases des différents signaux provenant des guides d'onde rectangulaires 16' qui se re-combinent dans le guide d'onde radial 10'. Cet ajustement est effectué à l'aide de moyens de réglage de l'enfoncement des voies amplificatrices 15 dans les guides d'onde rectangulaires 16 et 16'.

Dans une variante de réalisation, ces moyens peuvent être des cales 29 de butées coopérant avec les guides d'onde rectangulaires 16 et 16' sous forme de guide d'onde d'adaptation rectangulaire, tel que représenté figure 4C.

Les cales peuvent être choisies en fonction du déphasage introduit par les voies amplificatrices 15.

Un autre avantage est de pouvoir tester les voies amplificatrices 15 séparément dans deux guides d'onde rectangulaires superposés de manière à connaître leurs caractéristiques avant leur montage dans le dispositif d'amplification.

La mesure du déphasage introduit par les voies amplificatrices permet de déterminer le positionnement de chaque voie amplificatrice dans les guides d'onde rectangulaires 16, 16' de manière à ce que toutes les voies amplificatrices se re-combinent en phase.

Une coquille 26 peut avantageusement revêtir la voie amplificatrice ainsi que des moyens de fixation 25 représentés par une butée sur la figure 3B.

Les amplificateurs 24 peuvent être avantageusement en contact avec la coquille 26 pour favoriser les échanges thermiques entre les amplificateurs et l'extérieur du système.

Le dispositif selon l'invention, dans d'autres modes de réalisation, permet d'augmenter le nombre d'amplificateurs combinés. Trois solutions peuvent être employées simultanément ou indépendamment.

La première solution consiste à augmenter le nombre d'accès en guides d'onde rectangulaires. La seconde solution est d'augmenter le nombre d'amplificateurs par voies amplificatrices. Enfin une troisième solution consiste à augmenter le nombre de voies amplificatrices enfichables dans chaque guide d'onde rectangulaire.

Le dispositif selon l'invention propose d'améliorer l'isolation entre les voies du combineur et du diviseur en plaçant avantageusement dans le combineur et le diviseur des matériaux absorbants ou des moyens dissipatifs, tel que décrit par exemple dans le brevet US4263568. Cette amélioration permet de rendre plus indépendantes les voies amplificatrices.

Les avantages du dispositif selon l'invention et notamment du mode de réalisation exposé est qu'il présente une faible dispersion de phase des

parties passives, qu'il introduit de faibles pertes de combinaison et qu'il permet des plages d'utilisation pouvant s'étendre des bandes centimétriques aux bandes millimétriques.

Par ailleurs, des avantages résident en ce que les voies amplificatrices sont facilement démontables, qu'elles puissent comprendre à la fois l'amplificateur et les transitions et enfin qu'elles puissent être caractérisées facilement, notamment par le paramètre intrinsèque du déphasage introduit par la voie amplificatrice.

En outre, la compacité du dispositif permet de réaliser un assemblage peu encombrant tout en conservant une gestion efficace des contraintes thermiques.

Les figures 4A, 4B et 4C illustrent des variantes de réalisations notamment de la voie amplificatrice 15 permettant d'intégrer l'amplificateur 24 et de réaliser les transitions d'émission et de réception par l'intermédiaire de lignes métalliques sur un substrat 50. Les voies amplificatrices 15 peuvent être connectées aux guides d'onde 16, 16' comme illustré figure 4A et 4B ou enfichées dans les guides d'onde rectangulaires comme illustré figure 4C.

Dans ces variantes de réalisation, les jeux de cales 29 peuvent être de simples cales de butée comme illustrés figure 4C ou encore des guides d'onde rectangulaires d'adaptation tels que représentés figure 4A.

Dans un cas privilégié de réalisation, ces jeux de cale permettent un échange thermique efficace entre les voies amplificatrices et les accès des guides d'onde radiaux aptes à dissiper sur une grande surface la chaleur. En outre, le positionnement des voies amplificatrices en périphérie de la structure permet d'envisager également une évacuation de la puissance dissipée par la périphérie.

La figure 4A illustre l'utilisation avantageuse de la coquille (26) pour favoriser l'échange thermique (30) entre l'amplificateur et l'extérieur du système.

La figure 5A illustre une vue en coupe d'un exemple de transition 11 entre un accès coaxial 28, également appelé connecteur coaxial, et un guide d'onde radial 10.

La figure 5B est un exemple de réalisation d'une transition telle que celle de la figure 5A.

La transition entre l'accès coaxial et le guide d'onde radial est composée de deux parties métalliques : un capot supérieur 100 et un capot inférieur 103 qui forment un guide d'onde radial 10. Le guide d'onde coaxial centré sur la structure radiale se prolonge en partie dans le guide d'onde radial 10 par un conducteur extérieur 101 en forme de cône directement usiné dans le capot supérieur 100. Le guide d'onde coaxial ainsi constitué a les mêmes dimensions intérieures que celles du connecteur coaxial 28 fixé sur le capot supérieur 100. L'âme centrale 110 du connecteur coaxial prolongé est réalisée par une tige métallique 112 s'introduisant, d'une part, dans la partie 110, dite femelle, du connecteur coaxial 28 et, d'autre part, dans un réceptacle 102 prévu dans le capot inférieur 103 du guide d'onde radial 10. Le diamètre de la tige métallique 112 doit également être le même que celui de l'âme 110 du connecteur 28. Il n'y a donc pas de changement des dimensions de la partie coaxiale lors du passage du connecteur 28 au guide d'onde coaxial prolongé dans le guide d'onde radial 10. Cette continuité de dimensions permet de garantir des performances optimales en adaptation de la transition.

Le positionnement précis de l'âme au centre de la structure est assuré d'une part par son réceptacle 102 dans le capot inférieur 103 et d'autre part par une bague diélectrique 111 insérée à l'intérieur du cône 101. Toutefois, dans le cas où cette bague est constituée d'un diélectrique dont la permittivité est différente de celle de l'air, du vide ou du matériau contenu dans la transition, des discontinuités dans le diamètre du conducteur extérieur et/ou le diamètre de l'âme centrale du guide d'onde coaxial peuvent être introduites pour compenser cette différence de permittivité.

Le maintien d'une pression verticale suffisante sur la tige métallique 112, appelée également l'âme, pour l'insertion dans la partie femelle 110 du connecteur 28 peut être réalisé en insérant un ressort ou un matériau compressible dans le trou 102 du capot inférieur 103.

Cette transition illustrée figure 5B permet :

- de simplifier l'usinage de l'âme centrale et d'améliorer la précision des dimensions géométriques, elle permet donc de réduire la désadaptation lors du passage de l'onde du connecteur dans la structure ;
- d'obtenir une bonne adaptation sur une large bande de fréquences grâce à l'adaptation progressive réalisée par le cône 101 usiné sur le capot supérieur 100 ;
- de relâcher les contraintes liées à l'usinage d'un profil de forme complexe sur le conducteur extérieur du coaxial grâce à l'utilisation d'un cône en ligne droite ;
- l'obtention d'une parfaite symétrie de révolution grâce aux différents systèmes de positionnement de l'âme centrale et du connecteur 110 ;
- de réaliser une transition d'un coaxial vers un guide d'onde radial de n'importe quelle hauteur en ré-optimisant les deux dimensions géométriques du cône, c'est à dire la hauteur et la largeur de la base ;
- l'obtention d'une bonne tenue en puissance du dispositif, l'âme centrale du coaxial étant en contact avec le fond de la structure (le capot inférieur 103).

L'incorporation de cette transition dans le diviseur et/ou le combineur permet :

- de relâcher les contraintes liées à l'usinage, les guides d'onde étant usinés dans le capot inférieur 103 et le cône 101 dans la partie supérieure 100 ;
- de réaliser, avec une transition d'un encombrement réduit du cône 101, l'adaptation entre un coaxial et un guide d'onde radial dont la hauteur correspond à la hauteur des guides d'onde rectangulaires présents sur la périphérie de la structure.

Les voies amplificatrices du dispositif selon l'invention permettent d'amplifier un signal capté par des transitions 22 et de les réinjecter après amplification dans les guides d'onde rectangulaires 16 par l'intermédiaire de

transitions 23. Ces transitions présentent des caractéristiques avantageuses dans le dispositif selon l'invention et peuvent être réalisées, par exemple, selon les figures 6A et 6B.

La transition du guide d'onde rectangulaire 16 vers une ligne micro-ruban 64, représentée sur les figures 6A et 6B par différentes vues, est composée de circuits placés à l'intérieur d'un guide d'onde rectangulaire et parallèlement à la propagation du champ électrique du mode dominant. Le support de ce circuit est un substrat 61 de permittivité quelconque sur lequel sont gravés de part et d'autre un plan métallique 60 et une ligne métallique 63. Le plan métallique 60 est tracé en forme de cosinus de pente nulle à l'extrémité de la transition 22 côté guide d'onde rectangulaire 16. La hauteur du cosinus correspond à la hauteur du guide d'onde rectangulaire 16 et sa longueur est à déterminer par optimisation. La ligne métallique 63 tracée sur l'autre face comporte, elle aussi, une partie en cosinus. La longueur de cette dernière partie est aussi déterminée par optimisation. Les paramètres, notamment la « période » et la « hauteur », utilisés pour tracer les cosinus du plan métallique 60 et de la ligne métallique 63 sont les mêmes. Le segment 62 reliant la ligne micro-ruban 64 à la partie haute de la transition 22 est réalisé en ligne droite mais peut cependant être réalisée en arc de cercle, cosinus ou autre. La position de la ligne ainsi que les valeurs géométriques de ce segment 62 sont à déterminer par optimisation. La découpe du substrat 61 est réalisée en suivant les profils en cosinus de la ligne et du plan métallique 60, au plus près des métallisations.

Dans un cas de réalisation comprenant plusieurs circuits, les transitions peuvent être placées parallèlement les unes des autres dans un guide d'onde rectangulaire pour réaliser une transition d'un guide d'onde 16 vers plusieurs lignes micro-rubans.

La figure 6C représente un cas d'une transition de trois lignes micro-rubans vers un guide d'onde rectangulaire composée de trois circuits 220, 221 et 222 positionnées parallèlement.

Ce type de transition permet :

- de passer directement du mode de propagation en guide d'onde rectangulaire à un mode de propagation de type micro-ruban ;

- de minimiser les pertes par la suppression d'une transition intermédiaire et ainsi de permettre une réduction de la complexité de réalisation ;
- d'obtenir un encombrement réduit grâce à l'utilisation de profils en cosinus sur la ligne et le plan métallique ayant une pente nulle à l'extrémité de la transition côté guide d'onde rectangulaire ;
- d'obtenir une large bande passante ainsi qu'un bon niveau d'adaptation ;
- d'obtenir un coefficient de réflexion très faible en entrée de la structure, vu du guide d'onde rectangulaire, même lorsque plusieurs circuits sont présents dans le guide d'onde.

L'incorporation de cette structure dans le combineur complet permet :

- de réduire son encombrement ;
- de maximiser ses performances.

REVENDICATIONS

1. Système de combinaison de puissance radiale à compensation de dispersion de phase dans le domaine des hyperfréquences comprenant :

- un premier guide d'onde radial (10), appelé diviseur radial, ayant une entrée en son centre et une pluralité de sorties en périphérie, chacune des sorties étant un guide d'onde métallique (16), le premier guide d'onde radial (10) permettant de diviser un signal d'entrée en plusieurs signaux de sortie ;
- un second guide d'onde radial (10'), appelé combineur radial, superposé au diviseur radial (10) ayant une sortie en son centre et une pluralité d'entrées en périphérie, chacune des entrées étant un guide d'onde métallique (16), le second guide d'onde radial (10') permettant de combiner une pluralité de signaux d'entrée en un signal de sortie ;
- une première transition d'entrée (11) émettant un premier signal dans le diviseur radial (10) ;
- une seconde transition de sortie (11') captant le premier signal amplifié vers la sortie du combineur radial ;
- une pluralité de voies amplificatrices (15), chacune comprenant :
    - une troisième transition (22) d'entrée apte à coopérer avec l'un des guides d'onde métalliques (16) du diviseur radial (10) et ;
    - une quatrième transition (23) de sortie apte à coopérer avec l'un des guides d'onde métalliques (16') du combineur radial (10') et ;
    - au moins un amplificateur (24) solidaire de la troisième et quatrième transition (22, 23) ;

caractérisé en ce que le système comprend des moyens de réglages (29) du positionnement d'au moins une voie amplificatrice (15) dans les guides d'onde métalliques (16, 16').

2. Système selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens de réglages (29) comprennent un jeu de cales.

3. Système selon l'une quelconque des revendications 1 à 2, caractérisé en ce que chaque voie amplificatrice comprend des moyens de fixations (25) permettant de fixer chaque voie amplificatrice (15) au combineur et au diviseur avec une cale (29).

4. Système selon la revendication 2, caractérisé en ce que le jeu de cales contribue au transfert thermique entre les voies amplificatrices et les guides d'onde radiaux.

5. Système selon la revendication 1, caractérisé en ce que des coquilles (26) revêtent les voies amplificatrices et favorisent les échanges thermiques entre les amplificateurs et l'extérieur du système.

6. Système selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que les guides d'onde métalliques des sorties du diviseur et des entrées du combineur sont droits de manière à ce que la connexion des voies amplificatrices est réalisée dans l'axe radial.

7. Système selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que les guides d'onde métalliques des sorties du diviseur et des entrées du combineur sont coudés de manière à ce que la connexion des voies amplificatrices est réalisée perpendiculairement à l'axe radial.

8. Système selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que le diviseur radial et le combineur radial comprennent des matériaux absorbants ou des moyens dissipatifs assurant l'isolation entre les voies.

9. Système selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que les guides d'onde métalliques (16, 16') en périphérie des deux guides d'ondes radiaux (10, 10') sont des guides d'onde rectangulaires.

10. Système selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce que l'entrée du diviseur (28) et/ou la sortie du combineur (28') sont des guides d'onde cylindriques.

11. Système selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce que l'entrée du diviseur (28) et/ou la sortie du combineur (28') sont des guides d'onde coaxiaux.

12. Système selon la revendication 11, caractérisé en ce qu'au moins une transition (11, 11') comporte une âme centrale (112) en contact avec la partie inférieure (103) d'un guide d'onde radial (10, 10').

13. Système selon la revendication 12, caractérisé en ce qu'au moins un accès d'un guide d'onde coaxial centré sur le guide d'onde radial est destiné à recevoir un connecteur coaxial (28), une bague de centrage (111), une âme centrale (112) et en ce que cet accès se prolonge en partie dans le guide d'onde radial (10, 10') par un conducteur extérieur (101) en forme de cône directement usiné dans le capot supérieur (100).

14. Système selon la revendication 9, caractérisé en ce que la transition (22, 23) entre le mode de propagation en guide d'onde rectangulaire (16) et le mode de propagation en micro-ruban (63) comprend :
    - des métallisations (63) dont le profil est en cosinus avec une pente nulle à l'extrémité de la transition côté guide d'onde rectangulaire et ;
    - un substrat (61) découpé selon le profil en cosinus des métallisations de manière à minimiser le coefficient de réflexion de la transition.

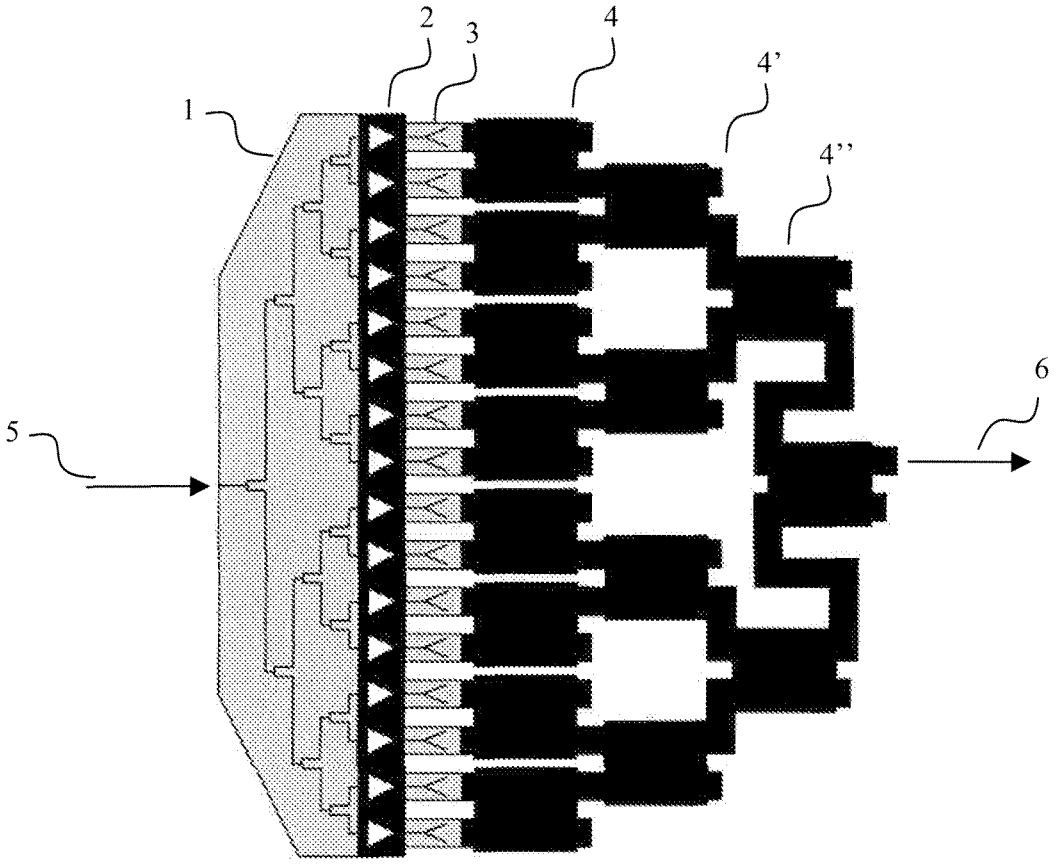


FIG.1

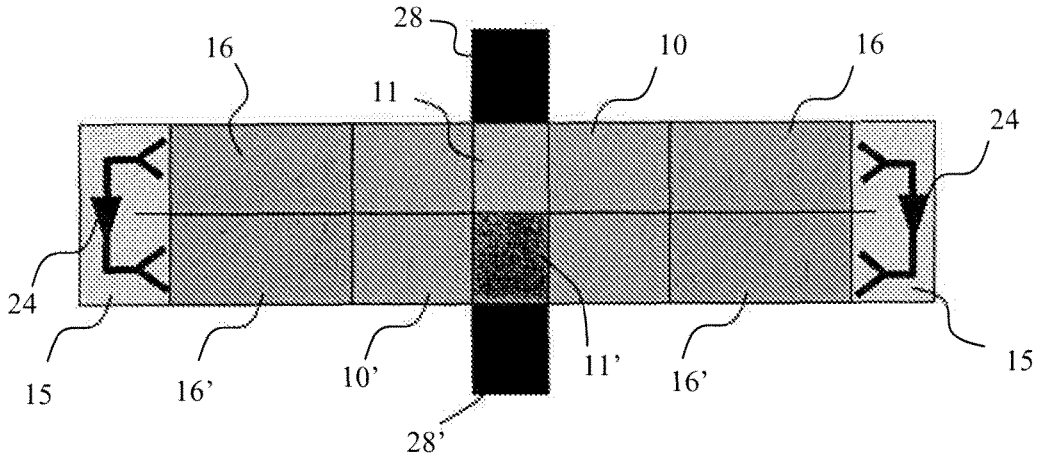

28
16
10
16
11
24
24
15
16'
10'
11'
16'
15
28'

FIG.2A

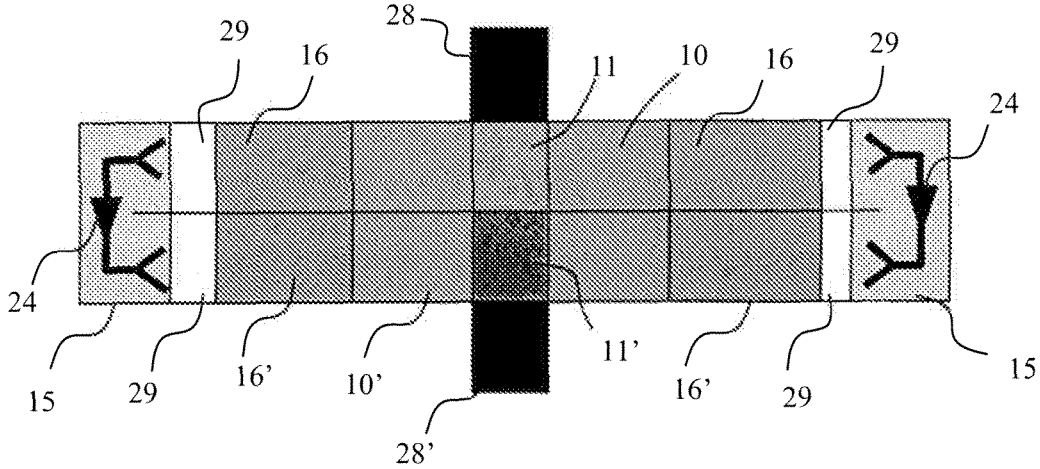

28
29
16
11
10
16
29
24
24
15
29
16'
10'
11'
16'
29
15
28'

FIG.2B

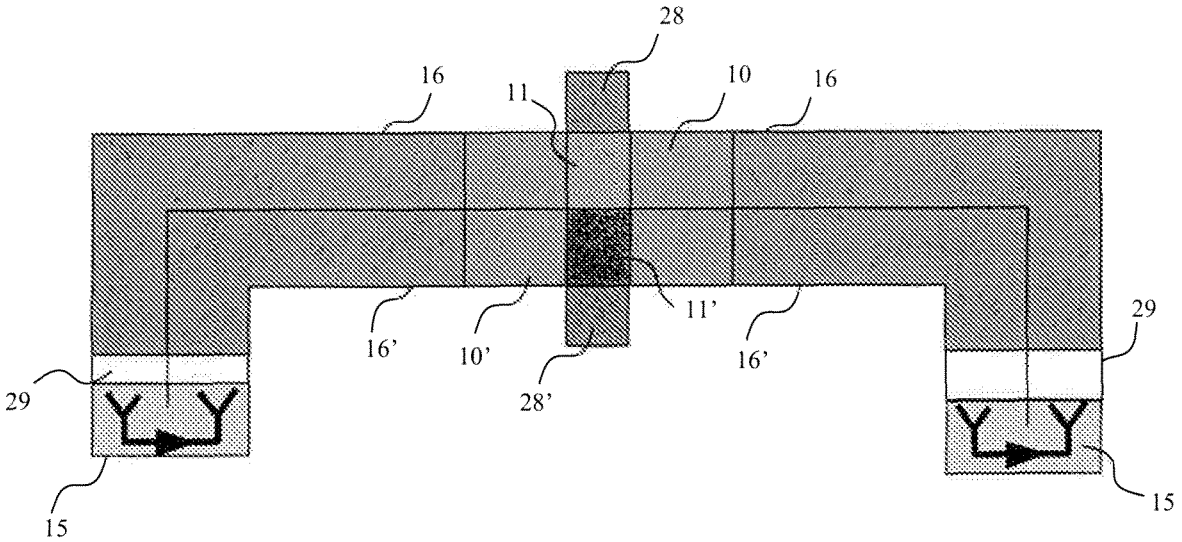


FIG.2C

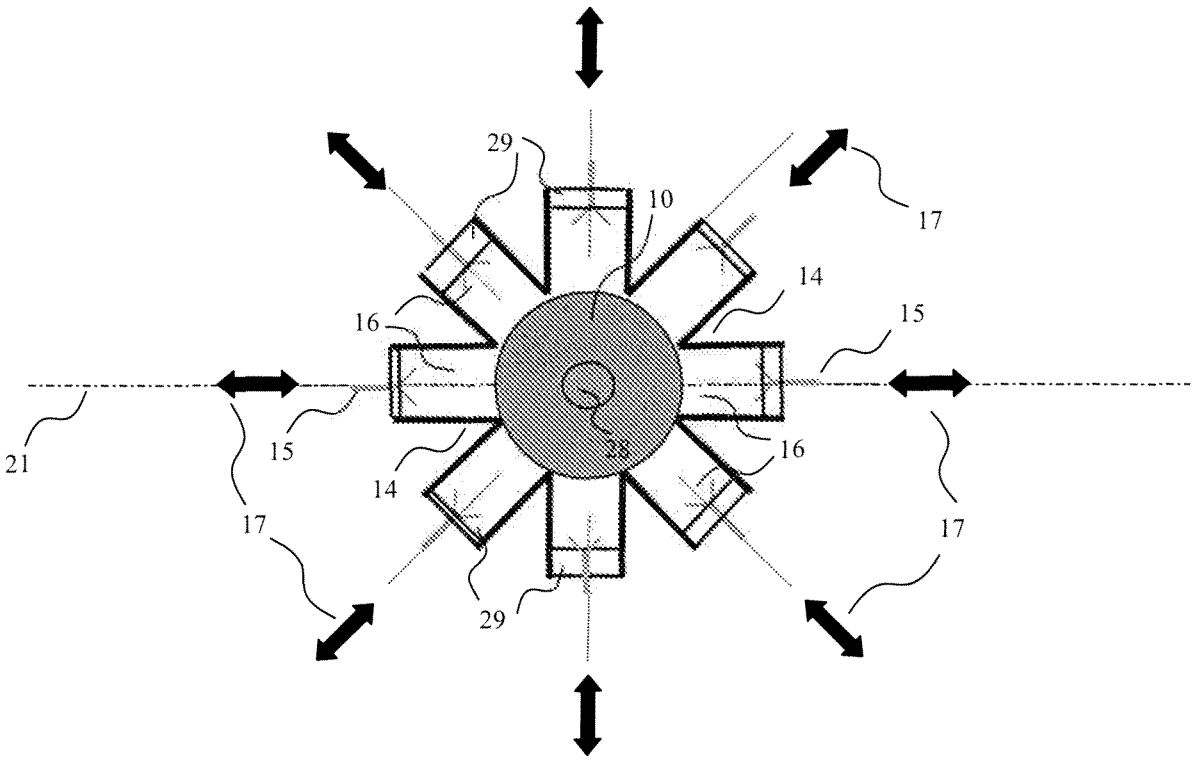


FIG.3A

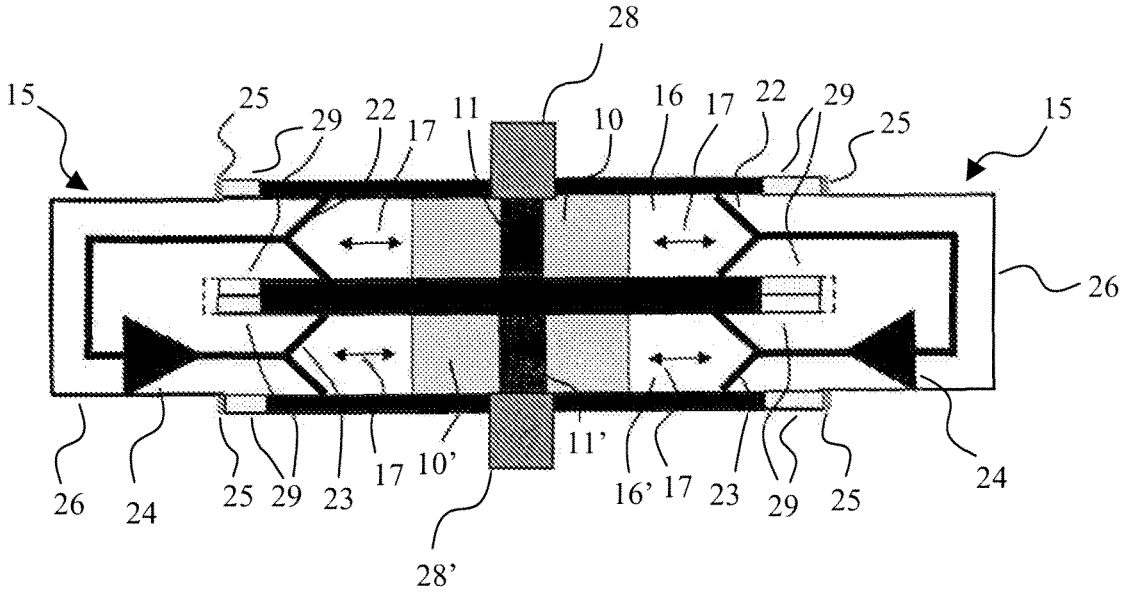

28
15
25
29
22
17
11
10
16
17
22
29
25
15
26
26
24
25
29
23
17
10'
11'
16'
17
23
29
25
24
28'

FIG.3B

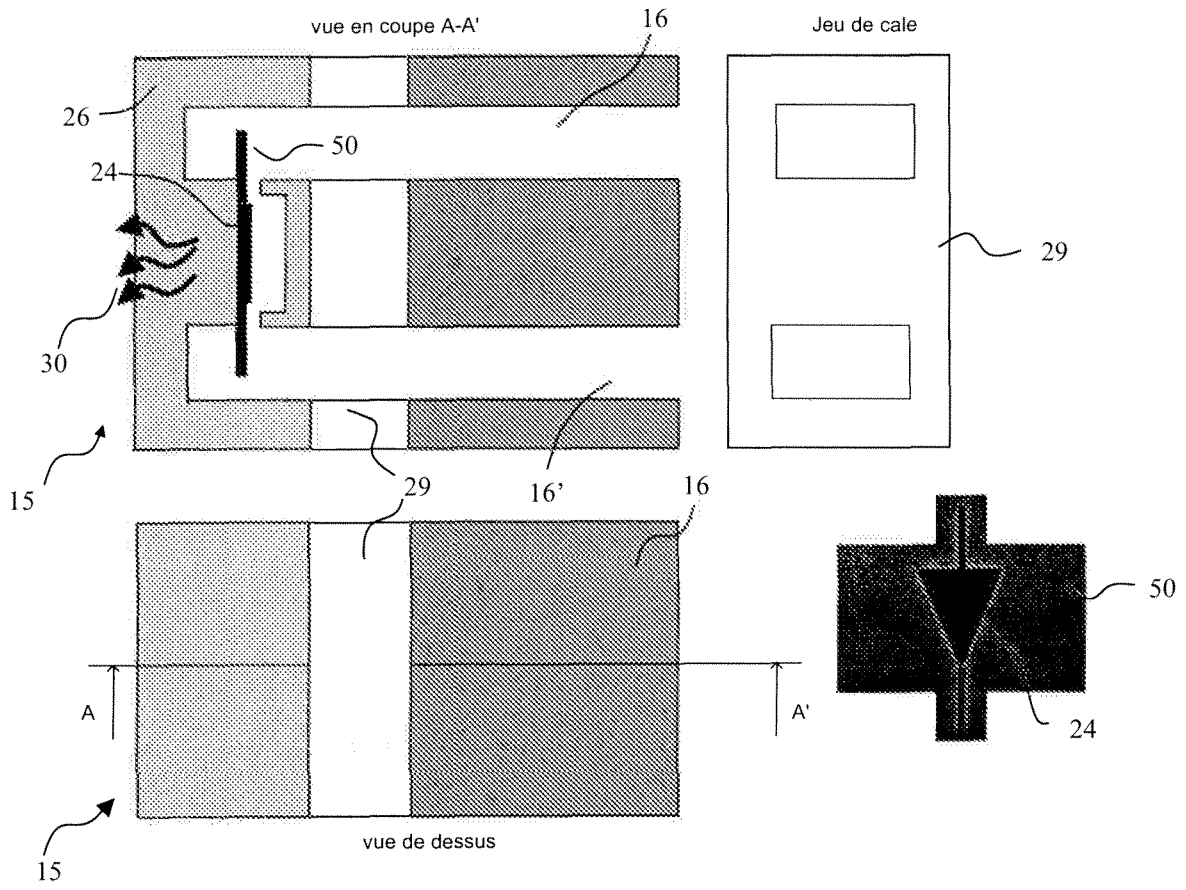

vue en coupe A-A'
16
Jeu de cale
26
50
24
29
30
15
29
16'
16
50
A
A'
24
vue de dessus
15

FIG.4A

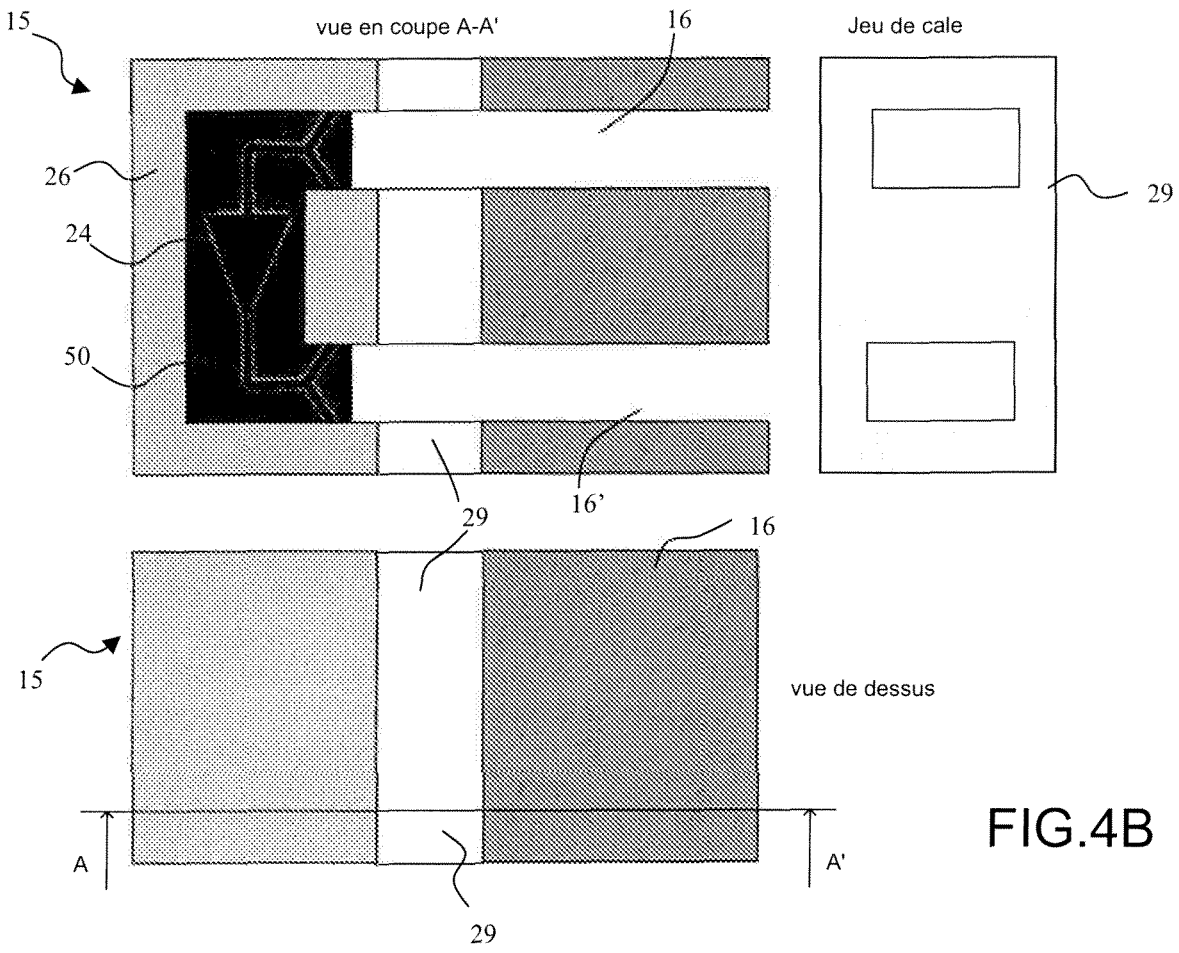

15
vue en coupe A-A'
16
Jeu de cale
26
24
50
29
16'
29
16
15
vue de dessus
A
A'
29

FIG.4B

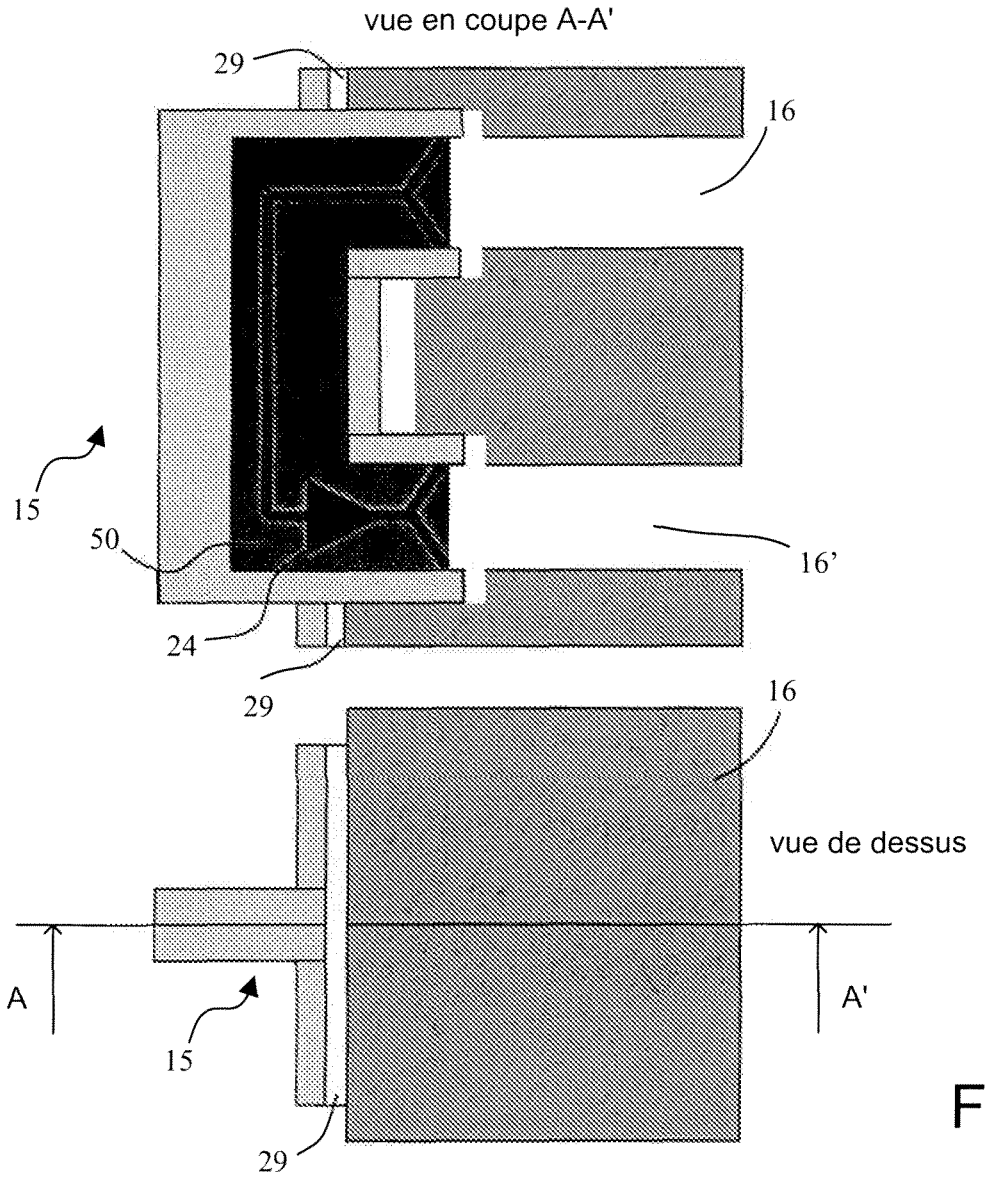


FIG.4C

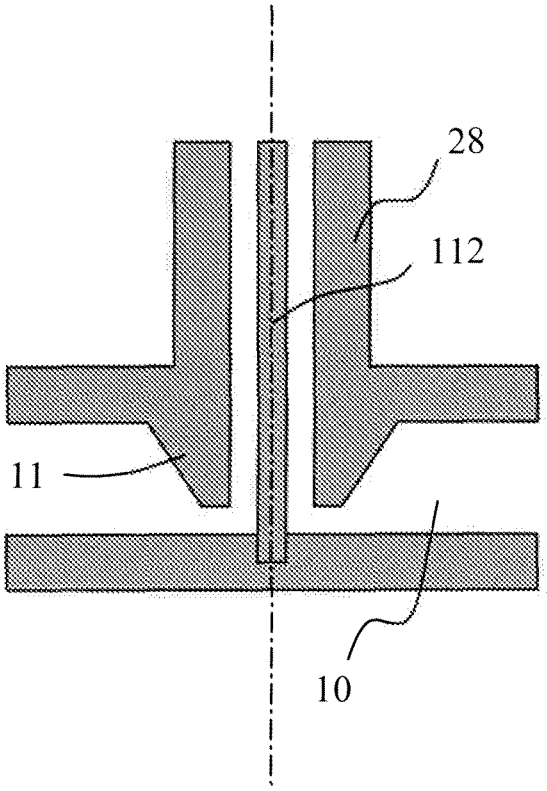


FIG.5A

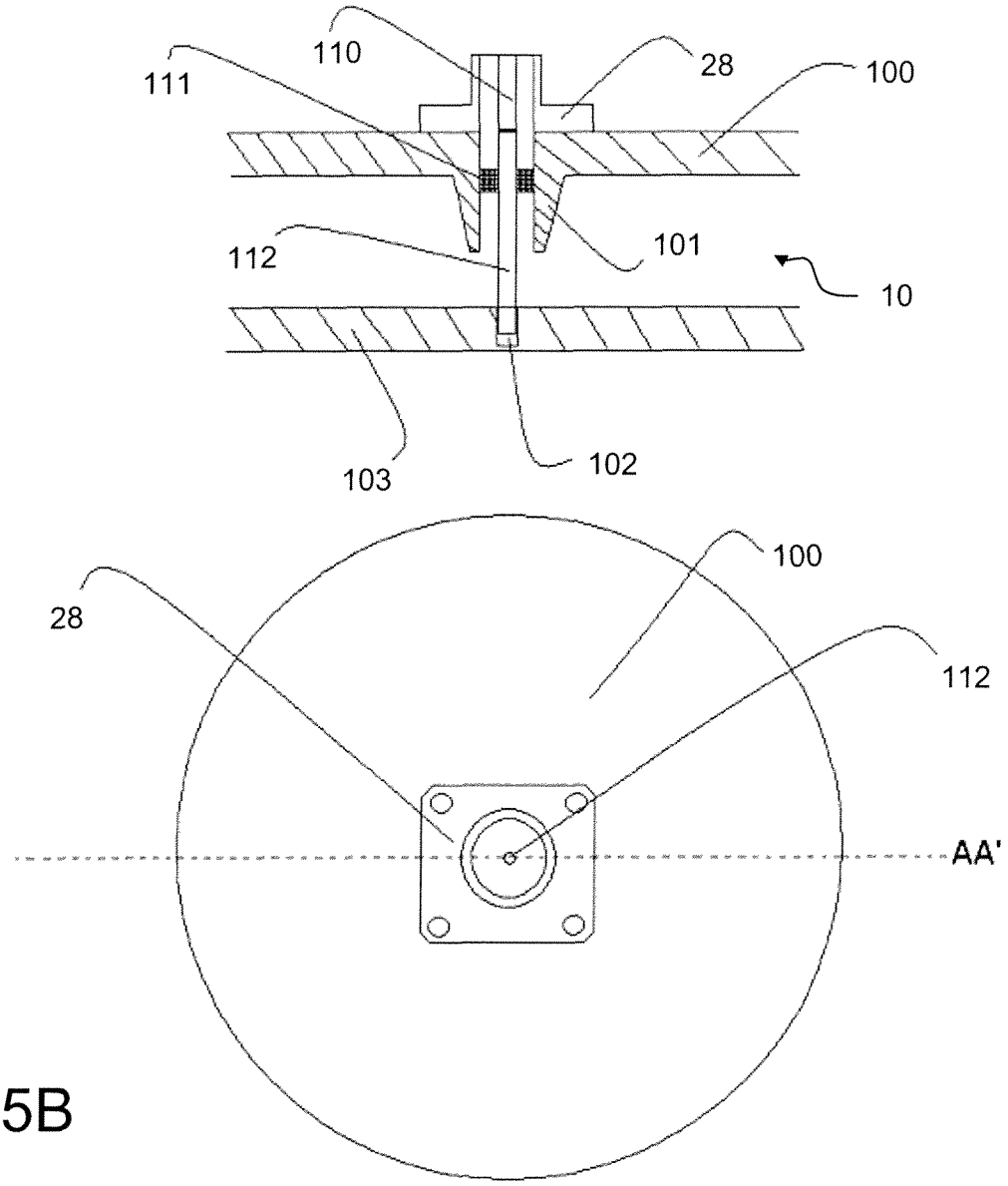


FIG. 5B

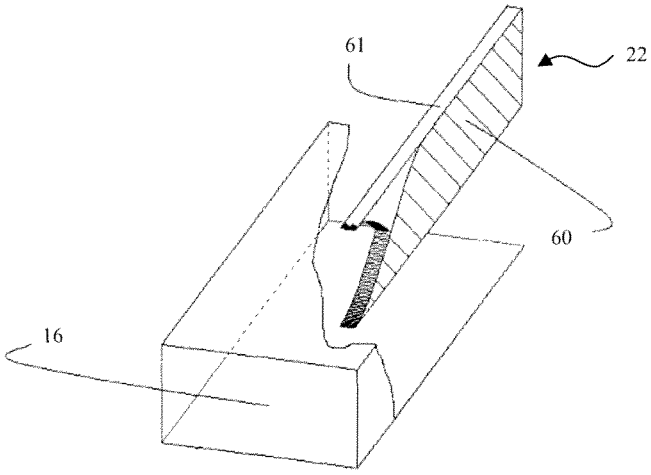


FIG.6A

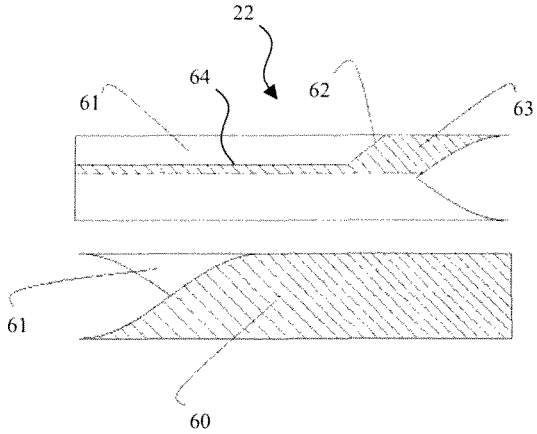


FIG.6B

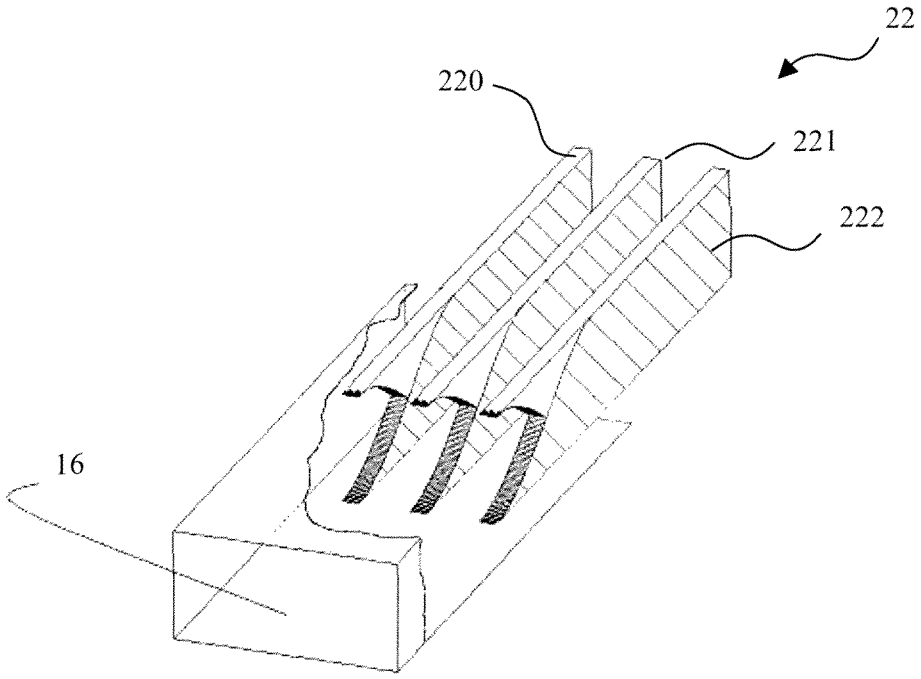


FIG.6C

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2008/067546

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H01P5/12 H03F3/60

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H01P H03F

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	BELOHOUBEK E ET AL: "30-WAY RADIAL POWER COMBINER FOR MINIATURE GAAS FET POWER AMPLIFIERS" INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST. BALTIMORE, MARYLAND, JUNE 2 19860602; 19860602 - 19860604 NEW YORK, IEEE, US, 2 June 1986 (1986-06-02), pages 515-518, XP002181723 the whole document	1-14
A	WO 2006/096771 A (WAVESTREAM CORP [US]; DECKMAN BLYTHE CHADWICK [US]; ROSENBERG JAMES JO) 14 September 2006 (2006-09-14) page 8, line 1 - line 17; figure 2	1-14
A	US 4 291 278 A (QUINE JOHN P) 22 September 1981 (1981-09-22) column 2, line 18 - line 34; figure 1	1-14

-/--

[X] Further documents are listed in the continuation of Box C.

[X] See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
16 mars 2009	23/03/2009

Name and mailing address of the ISA/	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016	La Casta Muñoa, S

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2008/067546

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 218 322 A (ALLISON ROBERT [US] ET AL) 8 June 1993 (1993-06-08) column 4, line 53 - line 68	1-14

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No
PCT/EP2008/067546

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 2006096771 A	14-09-2006	AU 2006220545 A1	14-09-2006
		CA 2600447 A1	14-09-2006
		CN 101189754 A	28-05-2008
		EP 1856763 A2	21-11-2007
		JP 2008533829 T	21-08-2008
		KR 20070119666 A	20-12-2007
US 4291278 A	22-09-1981	DE 3118394 A1	27-05-1982
		FR 2482384 A1	13-11-1981
		JP 1402750 C	28-09-1987
		JP 57007601 A	14-01-1982
		JP 62005535 B	05-02-1987
US 5218322 A	08-06-1993	AU 3566493 A	14-10-1993
		CA 2088624 A1	08-10-1993
		EP 0565053 A1	13-10-1993
		JP 6045850 A	18-02-1994

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°
PCT/EP2008/067546

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
INV. H01P5/12 H03F3/60

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
H01P H03F

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	BELOHOUBEK E ET AL: "30-WAY RADIAL POWER COMBINER FOR MINIATURE GAAS FET POWER AMPLIFIERS" INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST. BALTIMORE, MARYLAND, JUNE 2 19860602; 19860602 - 19860604 NEW YORK, IEEE, US, 2 juin 1986 (1986-06-02), pages 515-518, XP002181723 le document en entier	1-14
A	WO 2006/096771 A (WAVESTREAM CORP [US]; DECKMAN BLYTHE CHADWICK [US]; ROSENBERG JAMES JO) 14 septembre 2006 (2006-09-14) page 8, ligne 1 - ligne 17; figure 2	1-14
A	US 4 291 278 A (QUINE JOHN P) 22 septembre 1981 (1981-09-22) colonne 2, ligne 18 - ligne 34; figure 1	1-14

-/--

[X] Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

[X] Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

"A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
"E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
"L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
"O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
"P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

"T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
"X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
"Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
"&" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée	Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale
16 mars 2009	23/03/2009

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale	Fonctionnaire autorisé
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016	La Casta Muñoa, S

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°
PCT/EP2008/067546

C(suite). DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	US 5 218 322 A (ALLISON ROBERT [US] ET AL) 8 juin 1993 (1993-06-08) colonne 4, ligne 53 - ligne 68 -----	1-14

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°
PCT/EP2008/067546

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)			Date de publication
WO 2006096771	A	14-09-2006	AU	2006220545	A1	14-09-2006
			CA	2600447	A1	14-09-2006
			CN	101189754	A	28-05-2008
			EP	1856763	A2	21-11-2007
			JP	2008533829	T	21-08-2008
			KR	20070119666	A	20-12-2007
US 4291278	A	22-09-1981	DE	3118394	A1	27-05-1982
			FR	2482384	A1	13-11-1981
			JP	1402750	C	28-09-1987
			JP	57007601	A	14-01-1982
			JP	62005535	B	05-02-1987
US 5218322	A	08-06-1993	AU	3566493	A	14-10-1993
			CA	2088624	A1	08-10-1993
			EP	0565053	A1	13-10-1993
			JP	6045850	A	18-02-1994

Design of Broadband Ka Band Spatial Power Amplifiers

O. Houbloss, D. Bourreau, A. Peden, B. Della, R. Jezequel, Ph. Gelin
LEST/ ENST Bretagne Technopôle de Brest Iroise CS 83818 29238 BREST Cedex

***Abstract* — This paper presents the designs of two Ka band spatial power amplifiers using MMIC circuits and multilayer technology. The design approach is based on quasi-optical or spatial power combining techniques in a rectangular waveguide and according to the tray topology. An improved matching waveguide to coplanar transition is presented first with integrated bridges on the coplanar section for even mode cancellation. The transition exhibits very low insertion loss, better than 1 dB over the entire Ka band. The designed spatial amplifiers use two trays with either one MMIC amplifier on each tray (2x1) or two MMICs (2x2). The performances of the 2x1 spatial amplifier are presented showing a gain of 20 dB and a combining efficiency higher than 85% between 31 and 36 GHz. Simulation results of the 2x2 spatial amplifier are also presented showing a good combining efficiency level.**

I. Introduction

In many wireless applications, high power amplifiers are crucial to design. As they are limited in power at millimeter-wave frequencies, power combining techniques involving a large number of devices are often alternative solutions. Compared to traditional planar technologies using Wilkinson dividers, spatial or quasi-optical technologies are very promising as they offer higher combining efficiency. This advantage is due to the fact that insertion losses remain independent of the number of spatially combined active components [1].

Two architectures were so far introduced for the design of spatial power amplifiers in rectangular waveguide [2]. The combining structure proposed in this paper is based on the tray topology by means of SSPA connected to trays inserted in a rectangular waveguide parallel to the direction of wave propagation (see Fig. 1) [3]-[4]. Compared to the tile topology where the active components are mounted on a single layer transverse to the propagation (see Fig. 2) [2], the tray topology by its configuration is better suited to heat evacuation since heat will be distributed along the different plates of the whole combiner.

As the SSPAs are mounted on trays in a coplanar environment and to avoid via holes, an optimized waveguide to coplanar transition was designed and implemented using multilayer technology with integrated bridges for coplanar even mode cancellation. The designs of two Ka band spatial amplifiers in normalized rectangular waveguide are presented in this paper : the first is a 2×1 spatial amplifier (two parallel trays with one MMIC on each tray) and the second is a 2×2 spatial amplifier (two parallel trays with two MMICs on each tray). Gain measurements of the 2x1 spatial amplifier validates the tray approach with the waveguide to coplanar transition. Moreover, gain and combining efficiency simulations of the 2x2 spatial amplifier are also presented.

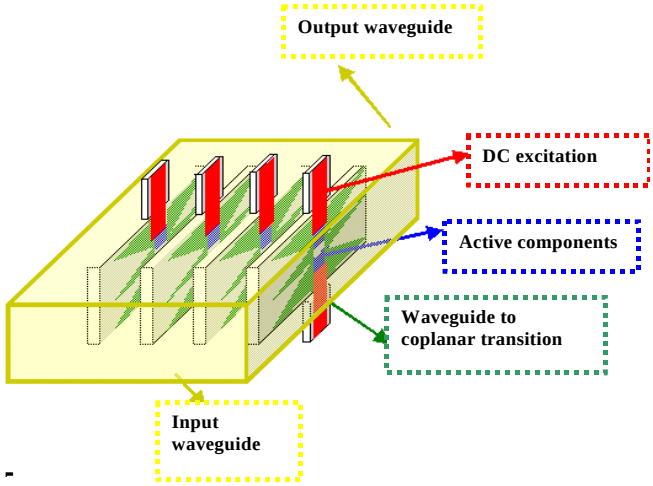


Fig. 1 : Tray Topology.

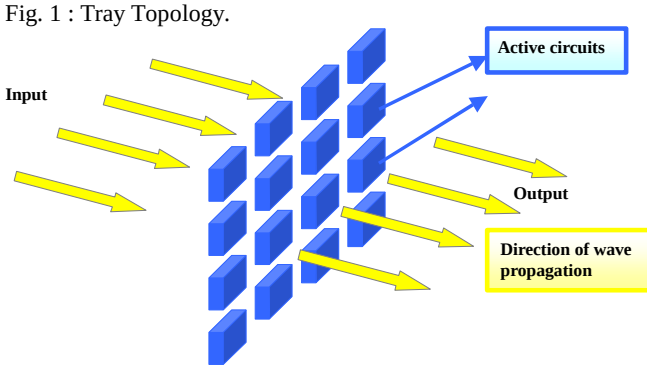


Fig. 2 : Tile Topology.

II. Spatial Amplifier Design

The design of a spatial power amplifier starts with an electromagnetic study of its passive part that is the transition between the rectangular waveguide and the planar circuits. As MMIC amplifiers can be connected either to microstrip lines or to coplanar lines, via holes will no longer be needed to ensure connections to the ground when using coplanar lines. Therefore, to ensure good transition between the waveguide input mode and the coplanar line mode, a tapered continuous profile similar to a Vivaldi antenna associated to a slotline-coplanar transition was optimized [5]-[6]. The Vivaldi antenna is used to match the TE_{10} electric field of the rectangular waveguide to the field in the planar circuit. The coplanar line dimensions were chosen in order to match the 50 Ω input and output impedance of the MMIC amplifier. The planar structure is implemented on a 0.254

µm thick Alumina substrate with 5 µm gold thickness. Integrated bridges eliminate the even mode generated along the gaps of the coplanar line. The height of the bridges must be precisely controlled because of its impact on the transition performances. To improve the process repeatability, integrated bridges are then preferred to bonding wires [7]. The additional substrate used to control the bridges height has a permittivity of 3.5 and the width of the coplanar line was reduced just below this additional substrate in order to compensate the capacitive effect introduced by the low height (30 µm) of the bridges (see Fig. 3).

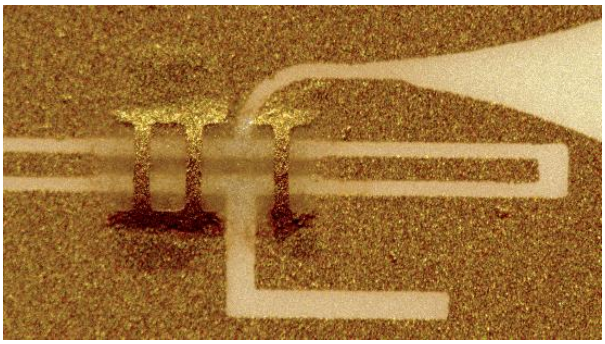


Fig. 3 : Zoom on the finline to coplanar transition with the width reduction of the coplanar line below the supplementary substrate used to control the height of the bridges

The transition dimensions were optimized with ANSOFT HFSS, using the symmetry axis of the structure, in order to minimize the return and insertion losses. The designed transition implemented in the multilayer technology is depicted on Fig. 4. Note that the substrate cut minimizes the return losses of the taper because of the Alumina high permittivity [8].

Instead of the common back-to-back configuration characterization, the single transition S-parameters were measured using two Thru-Reflect-Line (TRL) calibrations : a waveguide TRL calibration and a coplanar TRL calibration with a probe station. The two calibrations are then combined, using the "adapter removal" option of the network analyzer, in order to extract the actual S-parameters of the transition (see Fig. 5). This characterization allows the verification of the odd mode propagation in the coplanar line that is the even mode is properly cancelled using the bridges.

The comparison between simulated and measured S-parameters shows good agreement over the whole Ka band (see Fig. 6). The observed parasitic resonances are caused by multiple reflections between the bridges of the transition and the probes due to the length of the coplanar line (1.3 cm). Because of this long line, insertion losses are about 1.3 dB. However, simulations show that insertion losses for such a line length on Alumina substrate are about 0.7 dB/cm. So, the transition exhibits 0.6 dB for a 300 µm line which is quite enough for the design of the spatial combiner. This good result is very important to ensure high combining efficiency. Moreover, the return losses remain below 10 dB from 27 to 40 GHz.

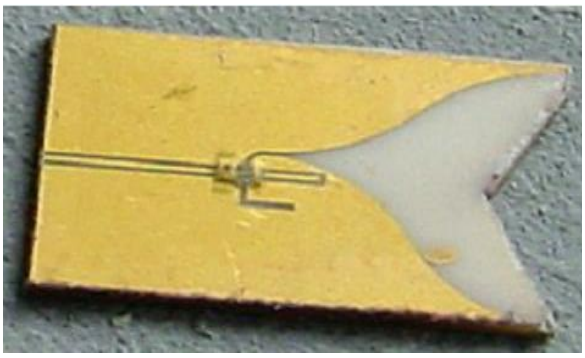


Fig. 4 : Top view of the finline to coplanar transition.

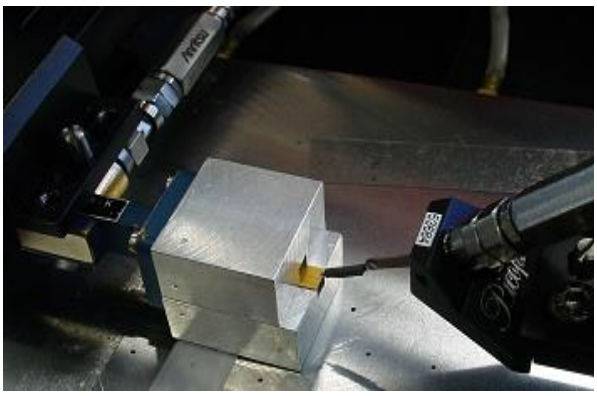


Fig. 5 : S-parameters measurements of the waveguide to coplanar transition.

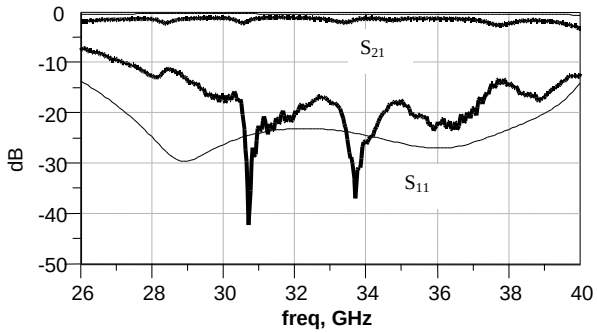


Fig. 6 : Comparison between simulation (thin line) and measurement (thick line) of the return and insertion losses of a single waveguide to coplanar transition in the Ka band.

Using these preliminary results, a 2×1 spatial amplifier was designed. It is composed of two identical trays on which one MMIC amplifier (UMS CHA3093c) is mounted as shown in Fig.7. The normalized WR28 waveguide (Ka band) is large enough to place the two trays. However, spacing between them was optimized to reject the parasitic TE mode which is supported by the presence of two metal surfaces parallel to each other, that is, the metallic surfaces of the coplanar lines having narrow gaps of 40-µm. DC bias supplies are connected to the MMIC amplifiers using bonding wires and decoupling capacitors as shown in Fig.7. Finally, the trays are assembled in a WR28 rectangular waveguide that is mounted on a metallic base for heat sink as shown in Fig 9. The design of the 2×2 spatial amplifier is derived from the design of the 2x1 spatial amplifier. The main difference is therefore the modification of each tray in

order to accommodate two transitions instead of one, as shown in Fig.8.

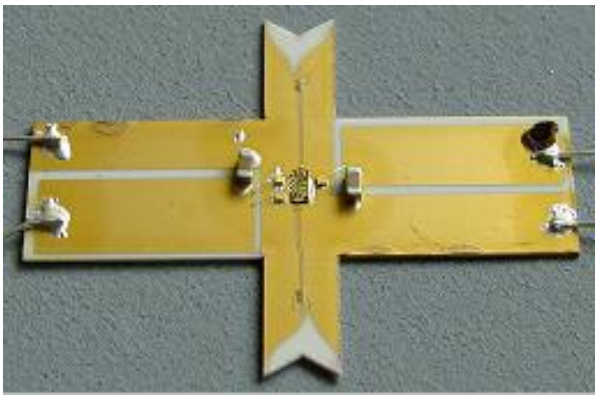


Fig. 7 : Top view of one tray for the 2×1 spatial amplifier

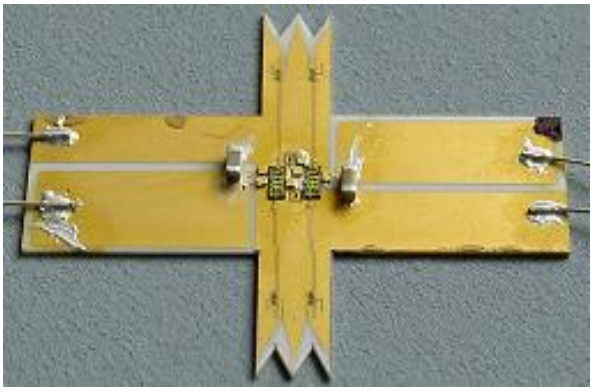


Fig. 8 : Top view of one tray for the 2×2 spatial amplifier

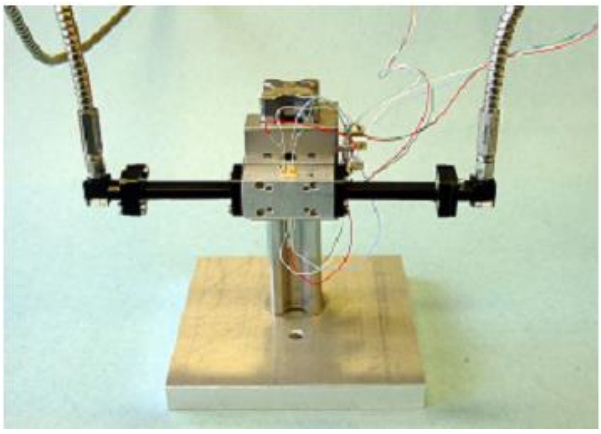


Fig. 9 : 2x1 spatial amplifier in WR28 rectangular waveguide mounted on a metallic base, with DC bias supplies and connections to the network analyzer

III. Simulations And Measurements Of The Spatial Amplifiers

Prior to measurements, simulations of the performances (S-parameters) of each spatial amplifier were performed using ADS software (Agilent Technologies). As a result of the divider or combiner symmetry, the half structure is simulated with HFSS for the 2×1 divider/combiner and the quarter structure for the 2x2. Simulated S-parameters are then exported toward ADS as black boxes. The measured S-parameters of a MMIC amplifier are then used to simulate the 2x1 and 2x2 spatial amplifiers as shown in Fig. 10; this way, the spatial amplifier simulated S-parameters can be compared to the single MMIC amplifier S-parameters.

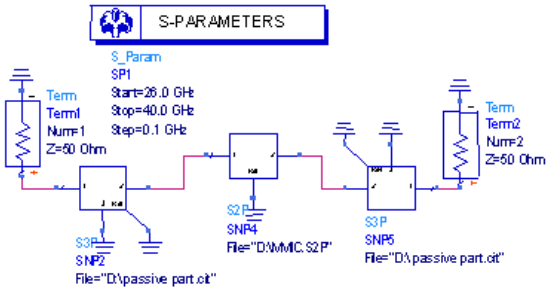


Fig. 10 : ADS simulation of a 2×1 (or a 2×2) spatial amplifier.

For the 2x2 spatial amplifier, simulations show very good agreement between the spatial amplifier gain and the single MMIC amplifier gain with return losses less than 10 dB in the 27 to 40 GHz frequency band as shown in Fig.11. The combining efficiency of a spatial amplifier is given by the following equation:

$$\eta_c = P_o/(N \times P_{oa}) = L_o \qquad (1)$$

P_o is the output power of the spatial amplifier, P_{oa} is the output power of each amplifier, N is number of amplifiers, and L_o is the output losses of the spatial amplifier [1]. The simulated combining efficiency, deduced from equation (1), of the 2x2 spatial amplifier remains above 90 % from 27 to 40 GHz (see Fig.12)

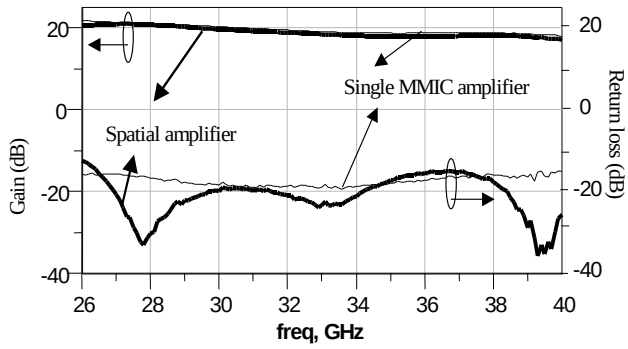


Fig. 11 : Simulated gain and return losses of the 2x2 spatial amplifier (thick line) Comparison with a single MMIC amplifier (thin line).

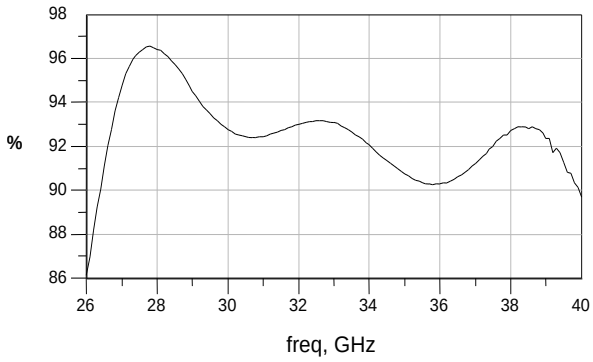


Fig. 12 : Simulated combining efficiency of the 2x2 spatial amplifier.

Furthermore, the 2x1 spatial amplifier was tested. The measured results of this amplifier are shown in Fig.13. From 31 to 36 GHz, the difference between the spatial amplifier gain and the planar amplifier gain varies from 0.4 to 1.1 dB; this leads to more than 88 % combining efficiency over this same bandwidth (see Fig. 14). On the other hand, gain degradations are observed at 29 GHz and 38.2 GHz. In fact, at 38.2 GHz, the degradation is caused by insufficient electrical contact between the ground plane of the planar circuit and the metallic rectangular waveguide. And this is due to irregular waveguide dimensions. HFSS simulations of the waveguide to coplanar transition show the impact of this faulty connection on the return and insertion losses. On the other hand, the second degradation observed at 29 GHz is caused by a resonance of the quasi TEM modes along the coplanar lines whose exaggerated lengths (1.5λ) were necessary as a first trial for the insertion of the trays into the waveguide.

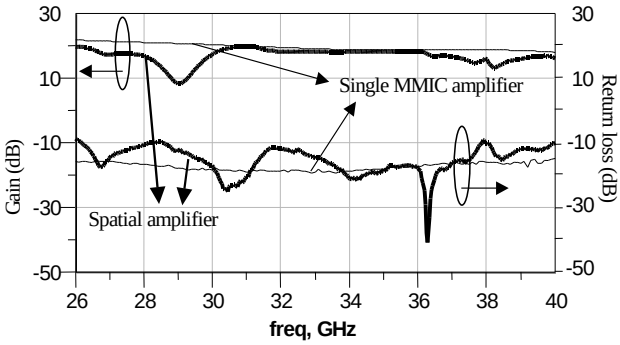


Fig. 13 : Measured gain and return losses of a 2x1 spatial amplifier (thick line) versus a single amplifier (thin line).

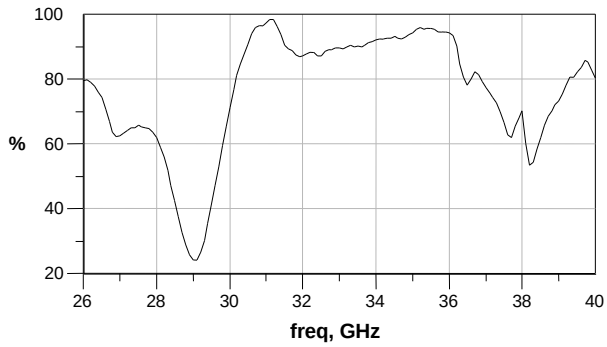


Fig. 14 : Combining efficiency of the 2x1 spatial amplifier deduced from measurement.

In order to eliminate the gain degradations, new circuits are under design where the coplanar line lengths are shorter to avoid any resonance and the mechanical part dimensions are more precise. The output power of the 2x1 and 2x2 spatial amplifiers will be measured as well as the power added efficiency.

IV. Conclusion

The design of Ka band spatial power amplifiers in rectangular waveguide was presented in this paper. An optimized broadband transition between rectangular waveguide and coplanar line was designed and implemented in a multi-layer technology with integrated bridges for even mode elimination. The measured insertion loss of the full band transition is better than 1.3 dB. This same transition was used to implement a 2x1 and a 2x2 spatial amplifiers. Simulation results of the spatial amplifiers validate the theoretical approach. Measurements of the 2x1 spatial amplifier showed good results between 31 and 36 GHz with a combining efficiency better than 88%. The causes of gain degradations observed are identified as the extreme lengths of the coplanar lines and a bad electrical contact between the trays and the waveguide. Electromagnetic simulations showed the impact of these two effects. To improve the electrical contact, modifications of the structure are currently being investigated. Moreover, S-parameters and power measurements of the 2x1 and 2x2 amplifiers are also under investigation. Finally, this first step has led to the development of other power combiners with 4, 6 and 8 trays.

Acknowledgement

The PALMYRE program financed by the Brittany region supports this work.

The authors wish to acknowledge the assistance and support of all those who contributed to the expected success of this work.

References

[1] Robert A. York, " Some Considerations for Optimal Efficiency and Low Noise in Large Power Combiners," *IEEE Transactions on MTT*, vol. 49, no 8, Aug. 2001.

[2] Michael P. DeLisio, Robert A. York, " Quasi-Optical and Spatial Power Combining , " *IEEE Transactions on MTT*, vol. 50, no 3, March 2002.

[3] Nai-Shuo Cheng, Pengcheng Jia, David B. Rensch, " A 120-W X-Band Spatially Combined Solid-State Amplifier," *IEEE Transactions on MTT*, vol. 47, no 12, Dec. 1999.

[4] N.-S.Cheng, A.Alexanian, M. G.Case, D. B.Rensch, and R. A.York, "40-W CW broad-band spatial power combiner using dense finline arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 1070-1076, July 1999.

[5] Chien-Hsun Ho, Lu Fan, Kai Chang, "Experimental Investigations of CPW-Slotline Transitions for Uniplanar Microwave Integrated Circuits," *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, pp. 415-416, June 1992.

[6] N.-S.Cheng and R. A.York, "Analysis and design of tapered finline arrays for spatial power combining," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.* Atlanta, GA, pp. 466-469, June 21–28, 1998.

[7] Eric Rius, Jean Philippe Coupez, Serge Toutain, Christian Person, and Pierre Legaud, " Theoretical and Experimental Study of Various Types of Compensated Dielectric Bridges for Millimeter-Wave Coplanar Applications," *IEEE Transactions on MTT*, vol. 48, no 1, pp. 152-156, Jan. 2000

[8] Cornelius J. Verver, Wolfgang J.R Hoefer, " Quarter-Wave Matching of Waveguide-to-Finline Transitions", *IEEE Transactions on MTT*, vol. 32, no 12, pp. 1645-1648, Dec. 1984

A Millimetre communication system for IVC

I. Yattoun*, T. Labia*, A. Peden*, G. Landrac*, M. Ney*, M. Résibois*, JM. Bonnin**, A. Baghdadi*, N. Montavont**, M. Fujise***, Y. Le Roux*

*GET/ENST Bretagne, CS 83818 29238 BREST Cedex – France.
**GET/ENST Bretagne, 2 rue de la Châtaigneraie CS 17607 35576 Cesson Sévigné Cedex – France.
***NICT ASIA RESEARCH CENTER, 112 Paholyothin Road, Klong 1, Klong Luang, Pathumthani 12120 THAILAND

{ismail.yattoun, thierry.labia, alain.peden, gabrielle.landrac, michel.ney, michel.resibois, jm.bonnin, amer.baghdadi, nicolas.montavont, yvon.leroux}@enst.bretagne.fr, fujise@nict.go.jp ; Phone : (+33)229001439, Fax : (+33)229001343.

Abstract **– Millimetre-wave devices for intelligent transport systems (ITS) are among the research topics for Road-Vehicle Communications (RVC) and Inter-Vehicle communications (IVC). Up to now, the only commercialized millimetre wave ITS devices are Automotive Cruise Control radars (ACC), as those manufactured in France by Autocruise Company [1]. The idea which we are working on is to implement a communication function on the AC20 radar from Autocruise in order to improve road safety, transport efficiency, comfort as well as environmental conservation. The reuse of the RF functions that already exist on the radar makes it possible to reduce the new equipment costs and the frequency band used (millimetre waves) allows a high traffic to be run out [2, 3, 4].**

Keywords : **safety, millimetre waves, ITS, RVC, IVC, FSK monopulse radar, Two rays model, Identification-Communication.**

I. INTRODUCTION

Nowadays, the topics of the intelligent transport systems (ITS) bring important technological innovations in order to elaborate and update a real-time driving solution. Several efforts have been dedicated to the investigation of wireless communication systems able to provide interactive services to users in different contexts, such as mobile environment (tunnel, highway, junction, vehicles). The improvement of the road safety is an essential objective in order to save lives and to reduce injury severity. The aim of our work is to add a communication function to the driver assistance radar (AC20 radar from Autocruise) in order to establish data exchange:

- on one hand, between transponders (road signs) and vehicles (Fig.1).
- on the other hand, between vehicles (each vehicle is equipped with a radar ahead and a transponder behind) as shown by Fig.2.

The use of the millimetre waves for designing the ITS systems has become essential. Indeed, they present the following advantages:

- low attenuation caused by rain, fog and snow compared with light-wave
- potential for wide-band transmission
- high capacity of frequency use
- large data traffic
- small size of RF unit

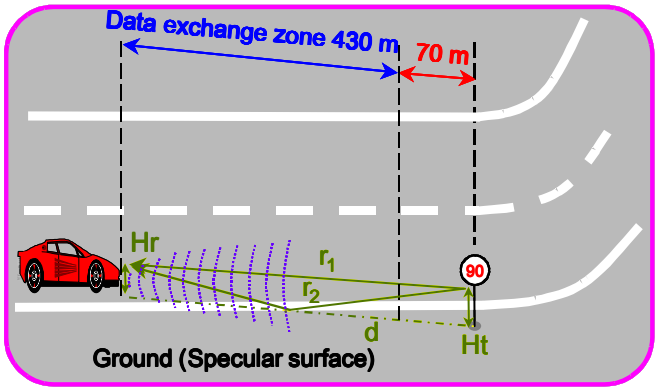


Figure 1: Transponder-vehicle exchange scenario

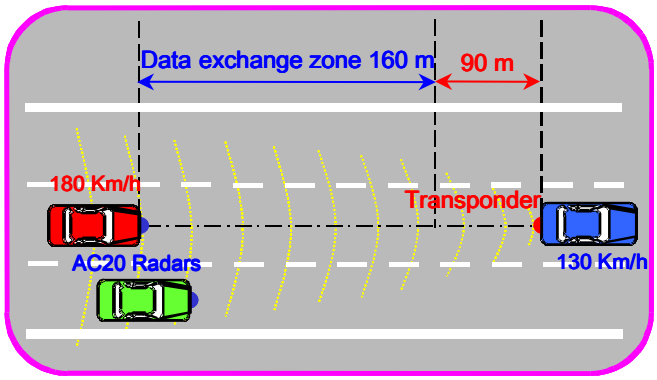


Figure 2: Inter-vehicle exchange scenario

The exchanged data may contain the traffic information such as traffic conditions and the speed limit. The AC20 radar, as shown in Fig.3, is a monopulse radar operating in

continuous wave mode with FSK modulation [5], and working at millimetre waves (76-77 GHz). Thus, it is possible to achieve large data traffic.

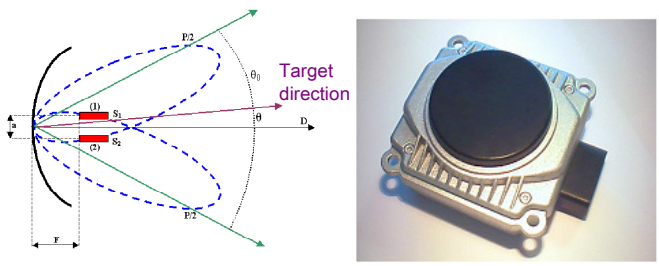


Figure 3: amplitude monopulse system associated to the AC20 radar

The communication function should reuse components of the existing radar as much as possible to reduce the product cost. Furthermore, the transponder architecture must be as simple as possible to contribute to the cost reduction, and its function should be compatible with the different types of other existing radars like radars made in Japan.

There is some difficulty in establishing a communication link, rich in information, between the radar and the transponder. Indeed, this requires the use of a very long data frame and therefore complex protocols. Thus, we initially carried out a study focused on the transponder identification by the radar and the improvement of this operation success (identification phase). The last is defined as being the simplest exchange between the radar and the transponder and it is the first step to be performed before taking up the exchange of large quantities of information.

II. RADAR AND TRANSPONDER ARCHITECTURE

The main modification of the radar transmitter consists in introducing a switch before the Voltage Control Oscillator (VCO) as shown in Fig.4.

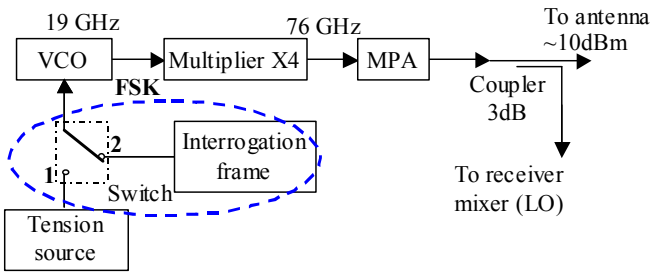


Figure 4: simple modification of the radar transmitter

The radar, in its proper operation, need about 60 ms uninterrupted to acquire the measurement of distances and target speed for the safety function (radar mode). Then, after each 60 ms, the radar mode is switched to the communication mode (Fig.5). Hence, during 60 ms the switch remains in the position 1 to insure the security mode. Then, it passes to the position 2 during a Time Slot of 15 µs (ST = 15 µs) for road-to-car and car-to-car identification: the AC20 radar of the vehicle, which is behind, will try to identify the transponder placed at the road edge or at the back of the car which is ahead. In each time slot reserved to the identification (simple communication), the switch transmits the interrogation frame to the transponder and receives the reply frame through the VCO and the radar antenna. The VCO permits to generate the FSK signal, which undergoes frequency multiplications to obtain the radar operating frequency (≈ 76 GHz).

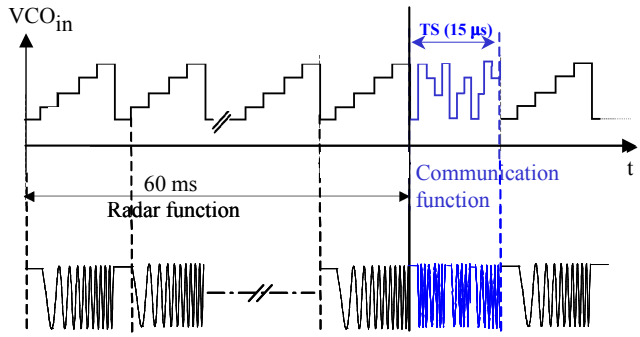


Figure 5: VCO$_{in}$ shape for the radar mode and the communication mode / the carrying envelope modulated FSK/CW

Concerning the transponder, the proposed architecture is presented in Fig.6. The received signal is amplified by the LNA (Low Noise Amplifier) and demodulated by the FSK demodulator. Data are stored, processed and the new data are loaded to be then emitted. Next, the signal is again FSK-modulated, then amplified by the MPA (Medium Power Amplifier) and transmitted via the circulator and the antenna.

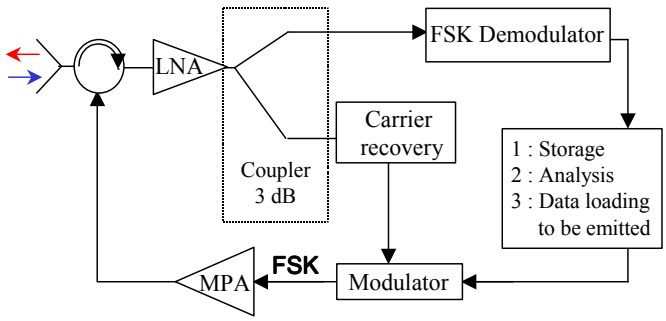


Figure 6: transponder architecture

III. PROPAGATION CHANNEL

The propagation channel is based on the two rays model [6, 7]. In addition to take into account the space and the atmosphere attenuation affected to the direct way (r_1), this model takes into account a second ray reflected by the road surface (r_2) before arriving at the receiver antenna. Hence, it is possible to estimate the considered effects when both rays arrive out-of-phase at the transponder or car. The r_2-path

undergoes the same loss but also the attenuation and the phase shift due to reflection over the flat earth (see Fig. 1). The average ground relative complex permittivity is $\varepsilon_r = 15 - j*0.1$). The loss expression associated to the two-ray model is given by the following equation:

$$Loss_{2ray} = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 . \left| \frac{e^{\left(\frac{-j2\pi r_1}{\lambda}\right)}}{r_1} + \Gamma_G \frac{e^{\left(\frac{-j2\pi r_2}{\lambda}\right)}}{r_2} \right|^2 \quad (1)$$

where Γ_G is the ground reflection coefficient. In our case the incoming wave polarization is parallel. Thus, Γ_G expression is given by [8].

$$\Gamma_G = \frac{\varepsilon_r.\cos\alpha - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\alpha}}{\varepsilon_r.\cos\alpha + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\alpha}} \quad (2)$$

where α is the signal incidence angle on the road surface as shown in Fig.7. The ground reflection coefficient versus the incidence angle is given in Fig.7.

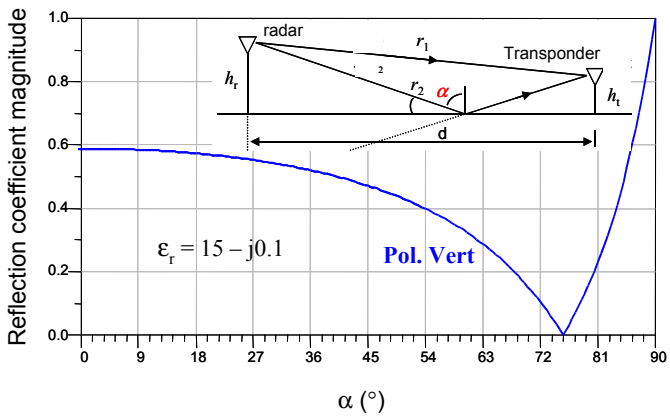


Figure 7: reflection coefficient magnitude on a flat earth ($\varepsilon_r = 15 - j*0.1$) versus the incident angle α

In order to avoid masking between the vehicles and the transponders, in particular in the presence of large cars (e.g. trucks), it was necessary to determine the height at which the transponders will be placed. It was decided to locate the transponders at 50 cm from the ground. Indeed, in Fig.8 which shows a comparison of the simulated losses at 76 GHz, we notice that the lower losses are when the transponder is at 50 cm from the ground compared with other heights in the 70 – 500 m data exchange zone. Moreover, we will have more loss minima points at heights 100 and 150 cm due to the destructive interferences. The height of the radar depends on the car structure, but it is fixed here at 50 cm by considering that is question of a small car.

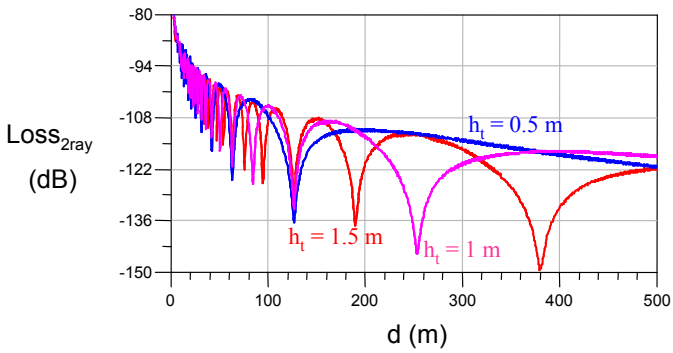


Figure 8: loss evolution at 76 GHz for 3 different heights of the transponder (50, 100 and 150 cm)

IV. Theoretical Results of the Received Power and the Signal-to-Noise Ratio

In this section we present some results concerning the evolution of the receiving power as well as the Signal-to-Noise Ratio (SNR) at the level of transponder antenna.

While the vehicle advances towards the transponder, the latter moved out of radar antenna main beam. Thus, the transponder is detected with a decreasing antenna gain as shown by Fig.9.

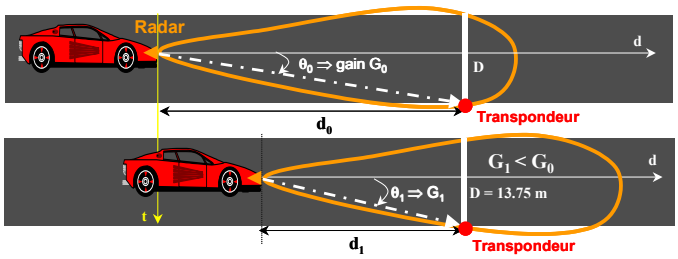


Figure 9: Illustration of the reducing antenna gain when the vehicle radar is moving towards the transponder

By making the assumptions that the motorway width is 13.75 m, the transponder is placed at the road edge and using the antenna radiation pattern of the AC20 radar, we evaluated the radar antenna gain variation according to the distance *d* separating the radar from the transponder at about 76 GHz (see Fig. 10).

At 70 m from the transponder (the minimum distance at which the data exchange between the radar and the transponder must end) the panel is seen with a radar antenna gain of approximately 24 dBi. Beyond this distance, the transponder is detected with a gain almost constant (about 27 dBi).

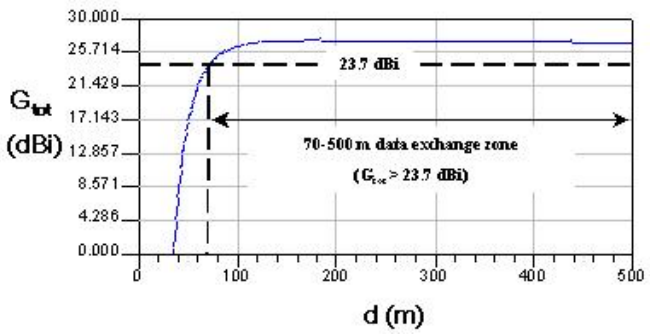


Figure 10: evolution of the radar antenna gain versus the radar-transponder distance at 76 GHz

In the 76 – 77 GHz band, the radar transmitted power is approximately 10 dBm. Knowing the gain variation of the radar antenna versus the distance *d*, it is possible to evaluate the variation of the Equivalent Isotropically Radiated Power (EIRP) according to *d* as shown by Fig. 11 at 76 GHz. At 70 m distance, the EIRP is equal to 33.7 dBm. Then, it increases with distance d until it reaches 37.4 dBm at about 170 m from the transponder. Beyond this distance, it remains constant at around 37 dBm.

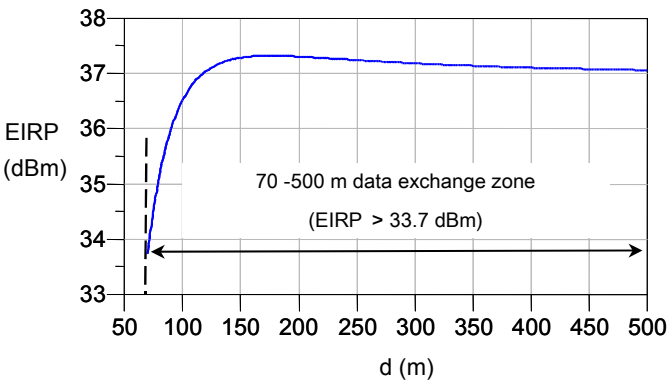


Figure 11: EIRP evolution versus the distance d at 76 GHz

Based on the loss variation versus the distance *d* with a transponder placed at 50 cm from the ground and by using the EIRP curve as a function of *d*, we determined the evolution of the transponder received power for different transponder antenna gain values *Gr*. Note that *Gr* is supposed constant with *d* to simplify the model (see Fig. 12). Also, we established the variation of the Signal-to-Noise Ratio (SNR) according to the same parameters at 76 GHz as shown in Fig.13. Noise is calculated at the ambient temperature of 15°C, a 8-dB noise factor and a 10-MHz frequency modulation.

It is clear that SNR is significantly improved with the transponder antenna gain. However, the choice of a strong gain for the transponder antenna will undoubtedly increase the cost of the system.

It may be asserted also that during exchange interval corresponding to 70-500 m, only one minimum of the SNR is observed. It corresponds a distance of 123 m from the transponder. This value corresponds to the destructive combination of both rays (see Fig. 8).

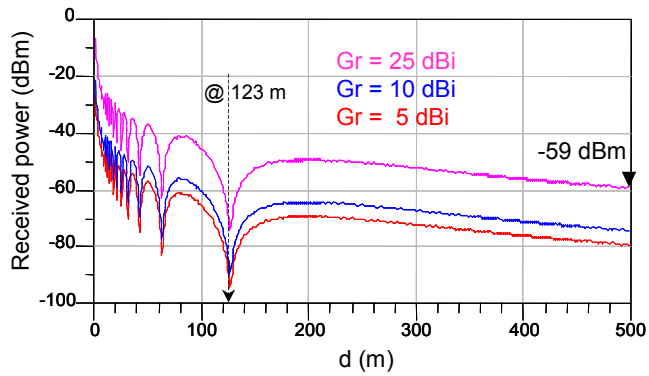


Figure 12: 76 GHz -transponder received power versus the distance d for three constant transponder antenna gain values

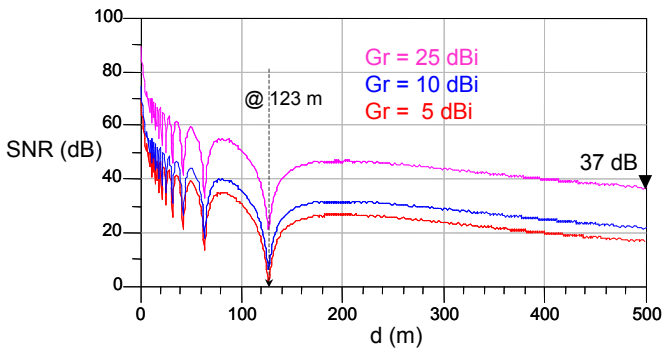


Figure 13: 76 GHz –SNR versus the distance d for three constant transponder antenna gain values

The channel coding will be carried out by using the code CRC-32 (Cyclic Redundancy Code) which yields a residual error rate about 10^{-10}.

V. PROTOCOLS AND COMMUNICATION OPTIMISATION

It is very important that the car achieves a correct reading of the information contained in the road panels. Indeed this information, provided by the cars which are in front on the motorway, concerns possible traffic problems such as accidents, , traffic jam, objects on the motorway, etc. This functionality of communication is a critical operation and requires primarily that the radar is able to recognize the transponders and to prevent those of its listening request.

First, before contemplating the data exchange (communication phase) between the radar and the transponder, we initially establish a simple protocol allowing vehicles to obtain the identification of the transponders. In

this phase, two steps are carried out: the first is the triggering of the communication procedure and the detection of the transponder by the radar; the second is the reply to the radar by the transponder with the requested information. This phase is not easy to achieve. Indeed, the exchange may be done by several cars that try to identify the same panel at the same time. As a result, there is an important collision risk that can cause transponder detection failure.

The simplicity of the suggested protocol comes from the fact that it is based on a request/reply scheme, taking place in one step. This approach is necessary since the radar has to be in listening mode to be able to receive the answer. During a 15-µs time slot, the radar transmits the interrogation frame and then switches to the listening mode to receive the information processed and issued by the transponder (reply frame). This is shown in Fig.14, where Ti and Tr are the durations of the interrogation and the reply frame, respectively.

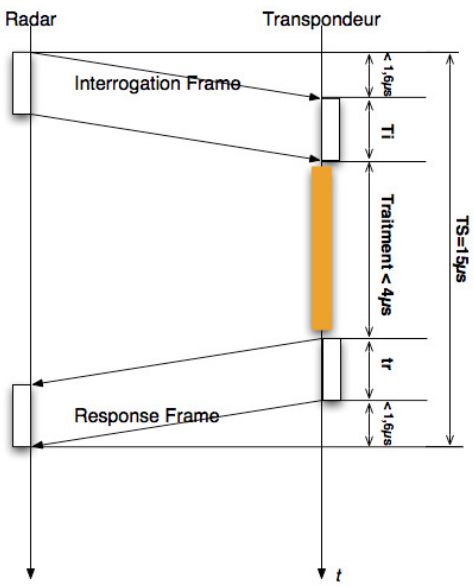


Figure 14: Elementary intervals of radar /transponder exchange

The interrogation frame contains a heading part and an identification part. This allows the vehicle to ignore messages that are not intended for it, as explained in table 1. Nevertheless, the reply frame sent by the transponder contains a part where the data will be stored, a part of redundancy for error coding and a part indicating the end of frame as shown in table 2. The considered size of the total frame (request and reply frame) is 80 bits and enough to carry out the identification phase.

TABLE 1 : INTERROGATION FRAME

Head (6 bits)	Identification (18 bits)

TABLE 2: REPLY FRAME

Head (6 bits)	Identification (18 bits)	Data (12 bits)	Redundancy (12 bits)	End frame (8 bits)

As indicated previously, the problem of message collision prevents a correct dialogue between the radar and the road panels. In order to improve the success rate in transmission, we opted for the solution to drift the time slot of the identification in a window from 1 to k time slots (k intervals of TS), every time a message is not received in reply (Fig.15). The parameter L represents the number of time slots necessary for radar mode function ($L \approx 4096$).

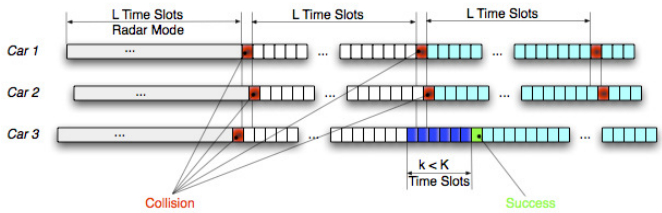


Figure 15: time shifting of identification time slots

We show by recurrence that the failure probability of a vehicle among n vehicles at the end of m attempts, is given by the following equation:

$$P_{n_m} = 1 - \left[P_{n_{m-1}} + \left(1 - P_{n_{m-1}}\right) \times \sum_{i=0}^{n-2} \left(1 - P_e^{'}\right)^{i+1} \times P_i \right] \qquad (3)$$

with :

$$P_e^{'} = \frac{2}{k} \qquad (4)$$

and $$P_i = C_{n-2}^{i} \times \left(\frac{K}{L}\right)^{i} \times \left(1 - \frac{K}{L}\right)^{n-2-i} \qquad (5)$$

For instance, after three attempts (m = 3) of transmission and for k = 100, a probability failure for identification of the transponder by the radar is as low as about 10^{-6} (Fig.16).

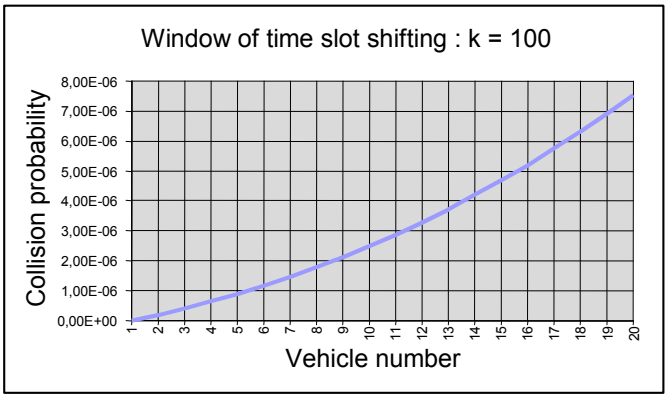


Fig.16. Collision probability in the transponder covering versus vehicle number

Next, we considered to increase the duration of radar communication with the transponder to a 10-ms heading time. This yields a wider time slots (>15us) as shown in Fig.17. This allows one to increase the data rate and to exchange larger quantities of data. Thus, it will be possible to establish more complex communication link such as IVC or multi-media (Internet for example).

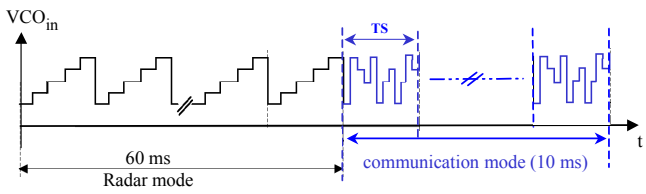


Fig.17. widening of radar communication time

Cutting the radar function during 10 ms doesn't present any problem provide that the car doesn't exceed 180km/h speed. In other words, the vehicle radar passes in communication mode over the very short distance of 0.5 m, estimated as negligible to interfere the safety function of the radar.

The objective of increasing the data rate for allowing more complex data communication becomes within reach with the development of more efficient integrated circuits (MMIC). The available data rate will be more important, in particular with new VCO chips that operate at 20 Msymbol/s. This should theoretically allow data rates up to 2Mbit/s.

VI. CONCLUSION AND FUTURE WORK

A first study to show the feasibility of a millimetre-wave communication system based on FSK modulation for exchange traffic condition information was presented.

It showed the possibility of establishing an identification link (for communication purpose) between an ACC commercial radar (AC20) and a transponder with minimum additional cost. The solution consists to a slight modification of the radar architecture along with the simplicity of both the transponder architecture and the implemented protocols for data exchange.

In the framework of intelligent transport market, the proposed system may provide some attractive features. It will make it possible to exchange complex data for communication purposes, allowing both RVC and IVC functionalities with a expected data rate of up to 2 Mbit/s. The cost certainly will undergo some increase but it will be compensated some how by extended services (multi-media for example).

The system safety against possible threats remains an important issue to be addressed. They can be of different natures such as, for example, physical degradation, transponder theft, transmission error or voluntary channel interferences. Consequently, information provided by the system should provide traffic information to the driver only. No direct action on the vehicle driving system is considered at the moment.

REFERENCES

[1] http://www.autocruise.fr

[2] K. Sato, M. Fujise. "Propagation characteristic for millimetre-wave high-speed spot communication system". The 5th International Conference on ITS Telecommunications, Brest, France, June 2005.

[3] DJ Gunton & al. "Miltrans-millimetric transceivers for transport applications". ITST 2005, Brest, France.

[4] DJ Gunton. "Millimeter Wave Technology in ITS".ITST 2006, Chengdu, China.

[5] G. Piel, A. Peden, P. Mallejac. "Virtual platform for the design and the analysis of the performance of an adaptive cruise control radar". ITST 2005, Brest, France.

[6] O. Andrisano, M. Chiani, V. Tralli, R. Verdone. "Impact of cochannel interference on vehicle-to-vehicle communications at millimeter waves". ICCS/ISITA, pp. 924-928, Singapore, November 1992.

[7] M. Heddebaut, J. Rioult, J P Ghys, Ch Gransart, S Ambellouis. "Broadband vehicle-to-vehicle communication using an extended autonomous cruise control sensor". Meas. Sci. Technol. 16 1363-1373, May 2005.

[8] D.E. Barrick. "Impact Grazing behaviour of scatter and propagation above any rough surface". IEEE Trans. Antennas Propag. Vol. 46, pp. 73–83, January 1998.

A MIMO-OFDM Testbed for Wireless Local Area Networks

Albert Guillén i Fàbregas, Maxime Guillaud, Giuseppe Caire
Karine Gosse, Stéphanie Rouquette, Alexandre Ribeiro Dias, Philippe Bernardin,
Xavier Miet, Jean-Marc Conrat, Yann Toutain, Alain Peden, Zaiqing Li

***Abstract*— This paper describes the design steps and final implementation of a MIMO OFDM prototype platform developed to enhance the performance of wireless LAN standards such as HiperLAN/2 and 802.11, using multiple transmit and multiple receive antennas. We present the design methodology, including cross-validation of the Matlab, C++ and VHDL components, and the final demonstrator architecture. We highlight the increased measured performance of the MIMO testbed over the single-antenna system.**

***Index Terms*— FPGA Implementation, OFDM/Multicarrier, MIMO/Space-time Coding.**

I. Introduction

This paper describes in some detail the implementation aspects of a testbed for wireless LANs using OFDM and multiple antennas. The main goal of the testbed development is the validation of the performance of MIMO algorithmic approaches in real-time hardware, in order to highlight the potential improvements brought by different modes implemented, in comparison with the single antenna case. We also highlight the methodology used in the testbed development, using an FPGA for digital processing. The full setup is depicted on Figure 1. The steps followed include full C++ floating-point and fixed-point simulations and cross-validations with VHDL code simulations. Performance results have been checked at each step.

After an extensive algorithmic study (details of which can be found in the companion paper [1]), a limited set of MIMO algorithms were selected for further implementation, based on the following criteria: 1) best complexity vs. performance trade-off, assessed by high-level simulations, 2) acceptable level of complexity, given the available computational resources, 3) embedded reconfigurability with a single antenna fallback mode. In the view of the above, the selected solution for demonstration embeds up to $N_T = 2$ Tx and $N_R = 2$ Rx antennas. The modulation is based on the Alamouti Space-Time block code [2] for the 2 Tx modes, and on per-subcarrier Maximum Ratio Combining (MRC) for the 2Rx modes, since it is very low-complexity and it still offers excellent performance on a realistic channel generated by the ray-tracing simulator of [3], [4]. The demonstrated system also embeds an OFDM modulator, with modulation schemes ranging from BPSK to 16QAM, and forward error correction mechanisms based on the HiperLAN/2 (or equivalently, IEEE802.11a) specifications, as well as synchronization and frequency-domain least-squares channel estimation procedures [5]. This results in a point-to-point setup, with embedded performance evaluation mechanisms (such as Bit Error Rate computation), usable in different locations and scenarios.

A. Guillén i Fàbregas is with the Institute for Telecommunications Research, University of South Australia, SPRI Building - Mawson Lakes Blvd., Mawson Lakes SA 5095, Australia, e-mail: albert.guillen@unisa.edu.au, M. Guillaud and G. Caire are with Eurecom Institute, France, K. Gosse, S. Rouquette, A. Ribeiro Dias, P. Bernardin and X. Miet are with Motorola Labs, France, J. M. Conrat is with France Telecom R&D, France, Y. Toutain is with ANTENNESSA, France and A. Peden and Z. Li are with Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne

The research leading to this publication was partially supported by the French National Telecommunications Research Network (RNRT) project ANTIPODE, by the IST FITNESS project, and by Antennessa, France Télécom R&D, Eurecom Institute, Motorola and ENST Bretagne.

II. Hardware characteristics

A. Baseband platform

The algorithms have been ported to the Advanced Research Technologies (ART) platform. The hardware used in this demonstration platform consists of a radio module and a baseband processing card. The baseband processing card consists of a general-purpose microprocessor, for the non time-critical MAC code, a large FPGA (a 1.5M gates ALTERA EP20K1500EBC652-1X) for the time-critical Data Link Control (DLC) and physical (PHY) layer functions, and the analog components needed to interface to the RF subsystems. Explicitly, there are two digital-to-analog converters (DACs) and two analog-to-digital converters (ADCs) on each baseband card. The FPGA transmitter and receiver designs include the automatic gain control (AGC), the synchronization, the OFDM engine and the digital I/Q modulator/demodulator. The base-band processor is connected to the radio front end via two 12-bit AD/DA converters (respectively Analog Devices AD9432BST-105 and AD9752ARU), sampled at 80MHz. The transmitter and receiver designs are based on proprietary blocks written in VHDL. We choose the development to be performed within three main steps: algorithm level simulation (Matlab & C++), then VHDL simulation and FPGA implementation. The validation of the test bed relies on a cross verification: simulation and implementation environments are compared via common scenarios and bit-accurate test vectors. The base-band implementation of the receiver is split into two designs: one is dedicated to the testbed signal acquisition while the other one helps to validate the digital loop-back process of the cyclic prefix OFDM (CP-OFDM) modulator. In addition, the transmitter uses a frame scenario player relying on an instruction pipelined sequencer. The system can handle BSPK, QPSK and 16-QAM constellations. The PCI base-band

board is controlled by a C application under MS-Windows. It allows to set any base-band parameters and frame scenario. On the receiver side, the signal acquisition and analysis is handled by an additional Matlab environment including the OFDM demodulator chain for both, the CP-OFDM and PRP-OFDM modes. All commands and transfers initiated by the host PC are relayed by the PowerPC available on the board; we choose to run this CPU with the real time operating system (RTOS) VxWorks. The signal acquisition modules handled by the PowerPC allow to capture approx. six OFDM frames of 256 data symbols each.

B. RF front-ends

The architecture of the receiver RF front-end is based on classical heterodyne (double IF – Intermediate Frequency) conversion. It performs the frequency down-conversion only, since the demodulation is performed digitally in baseband (digital I&Q separation) on a signal sampled at 80MHz, with a lower IF at 20MHz. At the transmitter, the frequency up-conversion is achieved with the same principle. The obvious advantage of this scheme is that only a single baseband processing cards is needed for the 2 radios. A digital anti-aliasing filter is needed in the receiver to prevent the real and imaginary parts of the signal being mixed, which can be combined with an adjacent channel rejection filter. Although analog I&Q would allow to use a lower sampling clock, and therefore reduce clock jitter and non-linearities due to skew, it requires the compensation of the imbalances, both in amplitude and phase, introduced by the separate processing of analog I and Q channels. Furthermore, using digital I&Q involves only one DAC and ADC per radio channel, versus two in the analog version. Two local oscillators are used for the frequency conversions (the same for up and down conversions) and are based on programmable PLL synthesizers which enable channel selection over the HiperLAN/2 band. The demonstrator uses the lower HiperLAN/2 band ($5.180 - 5.320$ GHz), in which the EIRP is limited to 23 dBm. The maximum receiving power to be supported according to the specifications is -30 dBm (class 2 receiver). The measured performances of the receiver fulfill the sensitivity and SNR specifications for the various data rates (from 6Mbit/s to 54 Mbit/s). The demonstrator, pictured in Figure 2(a), is built upon purchased components and circuits that were mounted on dielectric substrates. Some circuits were specifically designed for the RF architecture such as local oscillators, Image Rejection filter, Automatic Gain Control (AGC) amplifiers at the first and second IF. Compliant with the IEEE802.11a/HiperLAN/2 definition of the PHY layer, the demonstrator architecture of the 5GHz part uses an intermediate fixed frequency at 930MHz and a voltage controlled oscillator (VCO) at 4.2GHz to address several 20MHz channels between 5.15GHz and 5.35GHz. At the receiver, the chain embeds an AGC with a dynamic range of 80dB that pushes the overall sensitivity below -85dBm. At the transmitter, the output power is controlled by an attenuator with 15dB of dynamic range followed by two power amplifiers in order to maintain the output power between -13dBm and +10dBm.

In order to reduce cost, size and volume, the integration of the RF front-end close to the antenna is essential. An RF front-end, pictured in Figure 2(b), was designed specifically for this project. Almost all of the RF and IF functions of a single front-end were implemented on one side of a 10cm$\times$15cm double-side PCB, with the DC power supply occupying the other side, together with the synthesizers and the second IF AGC amplifier. In order to achieve this, new designs of some circuits were performed: the Image Rejection filter was designed on a separate high permittivity dielectric substrate and then mounted on the PCB, the transmitter power amplifier, the receiver low noise amplifier and the switch were mounted using separate packaging integrated circuits. The sheet metal antenna is reported on the opposite side of the RF circuits. The integrated front-end circuit board is depicted on Figure 2(b).

C. Antenna characteristics

The antennas selected for the demonstration platform address different sets of requirements, and thus have different characteristics at the Mobile Terminal and the Access Point. At the MT, we selected low cost sheet metal patch antennas to be integrated into the lid of a laptop, on the corners, so as to get maximum space diversity (see Figure 3(a)). They are also oriented so as to get polarization diversity. The radiation pattern is omnidirectional, and such antennas present a good radiation efficiency, but a poor isolation in cross-polarization configuration. It was verified that in all cases the coupling between elements is below -30dB. At the AP, we selected again a low cost sheet metal antenna, as baseline single element, having a radiation pattern with $110°$ 3dB aperture in the vertical plane, and $90°$ in the horizontal plane, and the 2 antennas used also present polarization diversity with 15dB decoupling. The antenna gain here is 6dBi. In addition, we considered a second possibility, which consists in using the baseline elements described above within an antenna array, having this time a radiation pattern of ($110°$, $30°$) and a 9dBi gain. Again, it is possible to use polarization diversity in addition to space diversity, and the antennas are mounted on a board, so that they can be tilted (see Figure 3(b)).

III. Development methodology

The VHDL design is validated through the following steps:

1) test VHDL-blocks using software simulation (e.g. [i]FFT, Viterbi decoder, synchronization, etc.); all output vectors are compared to bit-accurate test-vectors in C++ and/or Matlab;
2) synthesize the blocks and check their behavior within the FPGA on the platform. During this process, the FPGA outputs must correspond exactly to the results of the bit-accurate simulations. This approach is valid for the Tx as well as for the Rx: concerning the Tx, the signals at the output of the I/Q modulation (which feed the D/A conversion) are read and validated.
3) these reference signals are used to test the Rx modules. They are stored in an internal memory of the platform and processed by the Rx substituting real received data. This way, it is ensured that no interference due to D/A or

A/D conversion is present. Processing results of the Rx base-band blocks are read and compared to the results of bit-accurate simulations.

The base-band loop-back allows to check the interoperation of the Tx and Rx without requiring any RF front-end. Nevertheless, a simple connection of the Tx outputs to the Rx inputs is insufficient since neither of the analog front-ends deal with I/Q (de)modulation. Thus, digital I/Q (de)modulation at an IF of 20MHz is implemented on the base-band platform using an 80MHz sampling clock. Hence, the real-valued signal after the D/A conversion is centered around 20MHz with a 20MHz bandwidth. An extensive evaluation of the precision of the different variables involved at the receiver side was performed using a fixed point C++ simulator. First, each variable is isolated by assuming that the rest has full precision. The number of bits used for the fixed-point representation is then adjusted in order to avoid error propagation and have reasonable performance degradation.

IV. Overall testbed performance: measurements in the wireless set-up

The wireless testbed was operated in our lab, within a demonstration scenario aiming at emphasizing the performance improvement brought by multiple antennas in the WLAN context. The exact configuration of the demonstration scenario is depicted on Figure 4, with the AP on the left and the MT on the right. Given the presence of lab furniture, it was expected that the propagation channel contained multipath. Realizations of the MIMO propagation channel are plotted on Figure 5, both in frequency domain and time domain. The two curves are: the first channel response estimated during a given data acquisition period, and the last channel response of the same acquisition period, leading to the computation of a given Bit-Error Rare (BER) value. Figure 5 highlights several important characteristics of the propagation at hand in our demonstration context:

- During the data acquisition phase leading to the computation of a given BER value, the channel is static;
- The MIMO propagation channel encountered is frequency selective, with attenuations up to 15dB from one carrier to another (power measurements);
- The multipath does not create any additional inter-block interference, since it is completely absorbed by the 16 sample (800ns) guard interval; However, this guard period is not over-dimensioned for our scenario;
- The 4 sub-channels display very different characteristics.

The BER was measured with respect to the transmitted power for all supported antenna configurations, and the benefits of the proposed MIMO extensions appear clearly: up to 14.5 dB gain is measured for the 2Tx, 2Rx configuration with respect to the reference single antenna setup. These results have been measured for a 16QAM constellation and coding rate 1/2, which corresponds to a data rate of 24Mbps, and they are presented in Figure 6. Some comments on these results are in order. First of all, the performance improvement when going from the 2×1 (MISO) configuration to the 1×2 (SIMO) configuration is 3dB, as expected. Second, a large reduction in Tx power required can be expected at a given BER level, if a large difference in slope is observed. Now, the slopes at the bottom part of Figure 6 appear to be quite similar for the different cases. It may be that this impression arises due to the possibility that the implemented receiver only starts to work well at lower BER. This is an effect that would raise the curves at higher BER levels, creating a steeper slope for the lower BER levels. Also, as mentioned earlier, each point on these curves has been obtained with a different channel realization, that probably did not move much over the 20 frames of data gathered to produce each point. This lack of averaging leads to some variations in the curves. It should be emphasized that the results obtained depend on the positioning of the antennas of MT and AP, though the results reported in Figure 6 correspond to a random positioning, that has not at all be chosen so as to lead to maximum gain. Several other positions have been tried, with less extensive measurement results, and in one other position a gain of 9dB was observed.

V. Conclusions

The measured results obtained with the 2×2 testbed confirmed the algorithmic choices made on the basis of analysis and simulations. In particular, the simple Alamouti code with standard channel coding and simple channel estimation provides impressive improvements for the 2×2 configuration over the 1×1 configuration in terms of robustness to the placement of receive and transmit antennas and general BER. This improved performance can be exploited to increase bit-rate and/or decrease Tx power and/or increase range. Also, patch antennas were found to constitute a satisfactory low-cost solution, allowing for the integration of active RF components close to the antennas at the MT. The developed testbed demonstrates that interesting MIMO performance can be obtained with readily available hardware components and reasonable wordlengths and overall complexity. Experience with the testbed shows that the choice of antenna array (pattern and e.g. polarization diversity) is a critical issue and that the algorithms may be usefully adapted to the considered environment.

References

[1] Albert Guillén i Fàbregas, Maxime Guillaud, Dirk T.M. Slock, Giuseppe Caire, Karine Gosse, Stéphanie Rouquette, Alexandre Ribeiro Dias, Philippe Bernardin, Xavier Miet, Jean-Marc Conrat, Yann Toutain, Alain Peden, and Zaiqing Li, "A MIMO-OFDM testbed for wireless local area networks," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Special issue on Implementation Aspects and Testbeds for MIMO Systems*, 2005, to appear.

[2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998.

[3] J.-M. Conrat and P. Pajusco, "A versatile propagation channel simulator for MIMO link level simulation," Project report, COST 273, May 2003, Project report #TD(03)120.

[4] L. Chaigneaud, V. Guillet, and R. Vauzelle, "A 3D ray-tracing tool for broadband wireless systems," in *Proc. Vehicular Technology Conference*, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2001.

[5] A. Ribeiro Dias, S. Rouquette, and K. Gosse, "MTMR channel estimation and pilot design in the context of space-time block coded OFDM-based WLANs," in *IST Mobile & Wireless Telecommunications Summit*, Thessaloniki, Greece, June 2002.

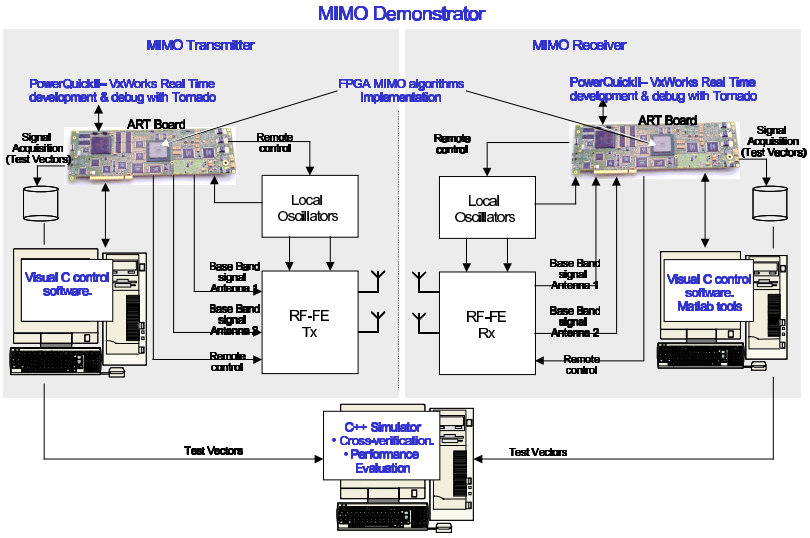
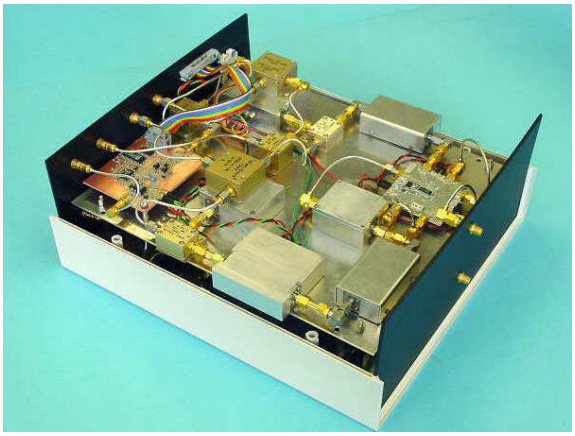
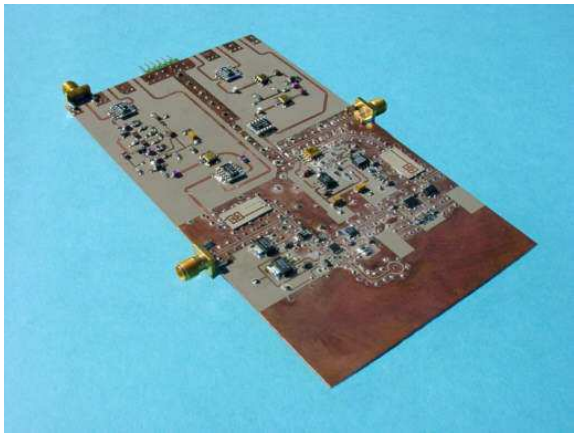


Fig. 1. Multiple antenna testbed and performance assessment.

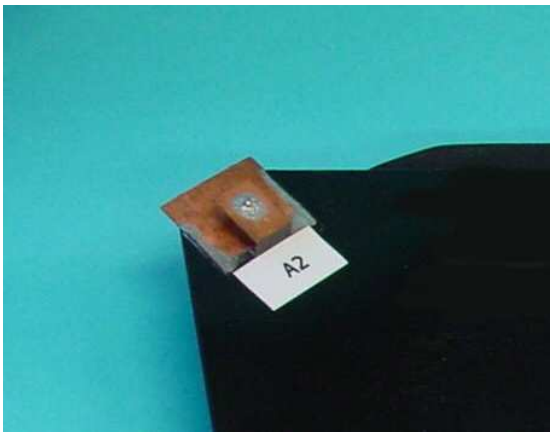


(a) RF FE stage for 2Tx/Rx modules.

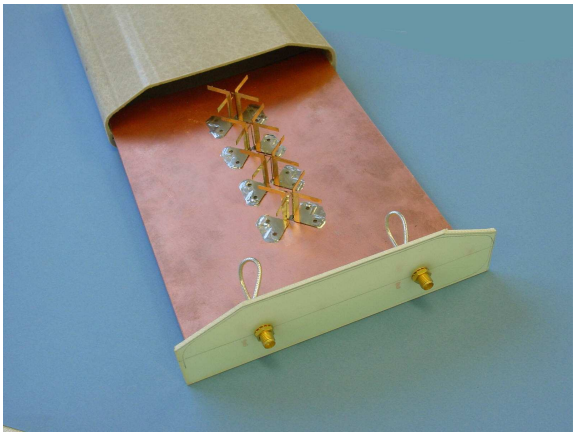


(b) Integrated RF front-end PCB.

Fig. 2. RF front-ends.



(a) MT patch antenna.



(b) AP antenna array

Fig. 3. MT and AP antenna prototypes.

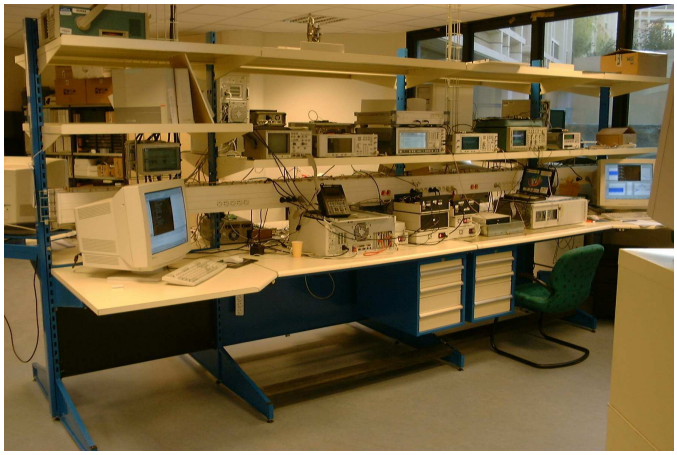
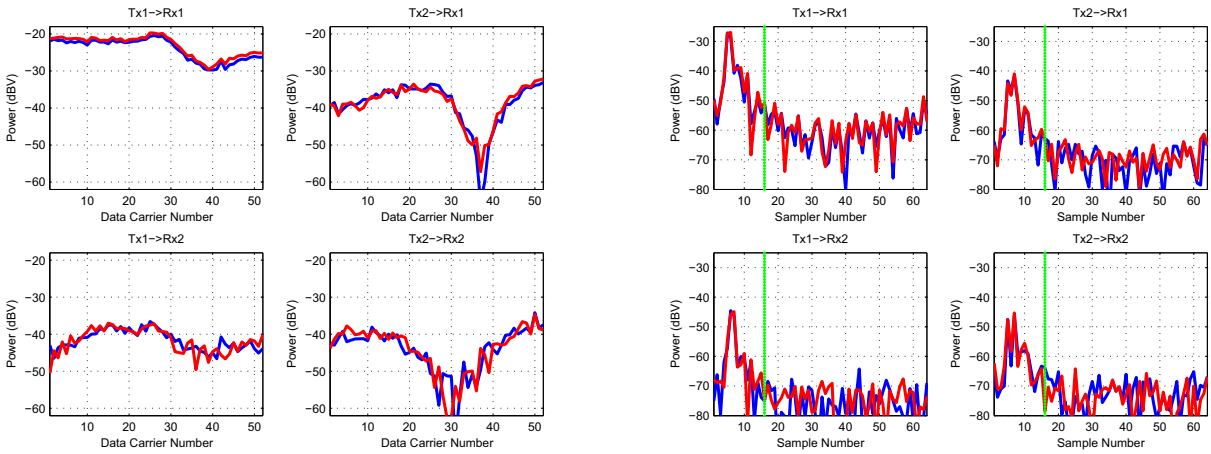


Fig. 4. Demonstration scenario for BER measurements.



(a) Frequency domain observation.

(b) Time domain observation.

Fig. 5. Frequency response and time impulse response of measured realizations of the MIMO propagation channel.

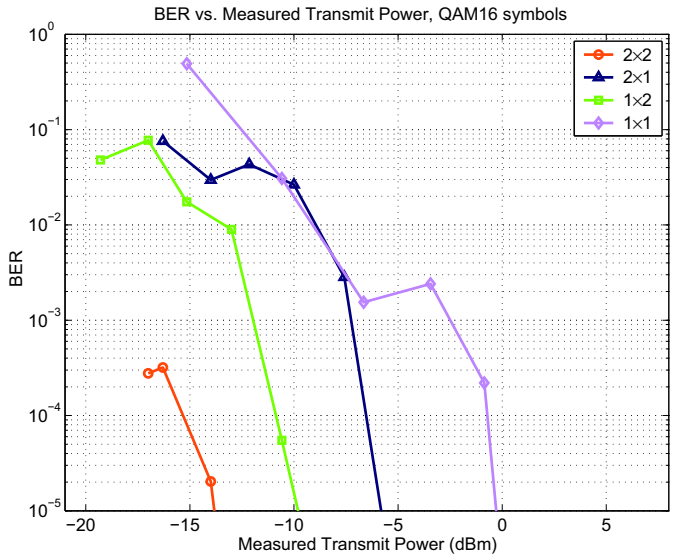


Fig. 6. BER measured at 24Mbps for the 4 antenna configurations.