

Rapport d'avancement Post-Doctoral n°1

CNES
IRCOM
Agilent NMDG

**ETUDE PRELIMINAIRE POUR LA MISE EN
PLACE D'UN SYSTEME DE MESURE DE
FORMES D'ONDES TEMPORELLES
MULTIHARMONIQUE AU MOYEN DE SONDES
« HAUTE-IMPEDANCE »**

Tibault Reveyrand

Novembre 2002

SOMMAIRE

SOMMAIRE	3
INTRODUCTION	5
LE LSNA.....	6
Systèmes de mesures de formes d’ondes temporelles.....	6
L’oscilloscope à échantillonnage	6
Le MTA : Microwave Transition Analyser	7
Le LSNA : Large Signal Network Analyser.....	7
Système conçu autour d’un ARV modifié	8
Présentation et principe du LSNA.....	8
Aspect matériel.....	8
Structure logicielle	9
Architecture simplifiée du LSNA	11
Principe de l’échantillonnage harmonique (DownConverter Box).....	11
Le générateur de référence (HPR).....	13
Principe de Calibration du LSNA	14
Evolutions du LSNA	15
Utilisation pragmatique du LSNA.....	15
Etalonnage.....	15
Mesures.....	17
PROBLEMATIQUE LIEE A LA MESURE DE FORMES D’ONDES TEMPORELLES A L’AIDE DE SONDES « HAUTE IMPEDANCE »	19
Formalismes théoriques	19
Matrices [S] et [T]	19
Les pseudo-ondes	20
Mesurer à l’aide de sondes haute-impédance.....	21
Principe de mesure	21
Banc de mesure autour d’un MTA	22
Banc de mesure autour d’un oscilloscope à échantillonnage.....	23
Banc de mesure envisagé autour du LSNA	25
Etalonnage des sondes haute-impédances	26

Méthode classique par « de-embedding ».....	26
Méthode améliorée : étalonnage dans le plan coaxial (SOLT).....	27
Méthode améliorée : étalonnage dans le plan des sondes (LRRM).....	28
Méthode supplémentaire envisagée avec le LSNA.....	29
CARACTERISATION DES LIGNES DE PROPAGATIONS.....	31
Formalisme théorique utilisé : la transformation d'impédance par matrices [T].	31
Définition de la matrice [Q^{nm}].....	31
Propriétés	32
Cas particulier utile.....	33
Caractériser une ligne par sa matrice [S].....	33
Détermination de la constante de propagation γ.....	35
Formalisme par paramètres [S].....	35
Formalisme par lignes multiples (MTRL).....	37
Conclusion	38
Détermination de l'impédance caractéristique Z_0.....	38
Formalisme par paramètres [S].....	39
Hypothèse d'une ligne à faibles pertes (substrat GaAs).....	39
Lignes à pertes (substrat Si).....	41
Lignes Multi-modes.....	41
CONCLUSION.....	42
BIBLIOGRAPHIE.....	43

INTRODUCTION

La mesure de formes d'ondes temporelles au cœur même d'un circuit MMIC est un aspect particulièrement intéressant pour comprendre et analyser les aspects fiabilité des transistors de puissance. Elle permet, en outre, des comparaisons avec des dispositifs simulés en équilibrage harmonique à des accès particuliers qui ne sont pas traditionnellement mesurables. La mise en place d'un système permettant ce type de mesure est le sujet de ce rapport.

Le système de mesure doté de sondes « haute-impédance », permettant un accès aux lignes internes d'un MMIC, sera conçu autour d'un appareil de mesure de forme d'onde temporelle. L'appareil choisie est le « Large Signal Network Analyser » (LSNA) conçu par Agilent NMDG (Network and Measurements Description Group). Les raisons de ce choix ainsi que des descriptions élémentaires du système LSNA constituerons la première partie de ce rapport.

La seconde partie traitera du principe de mesure et de la mise en place du couplage avec le LSNA, des sondes « haute-impédance ». Deux aspects seront traité : la mesure proprement dite, afin de déduire les ondes circulant dans la ligne sondée et l'étalonnage des sondes. Les solutions envisagées ainsi que les procédés équivalents présents dans la littérature seront commentés.

Enfin une troisième partie portera sur la caractérisation de ligne de transmission. En effet, une déduction des ondes (expliquée dans la seconde partie) ne peut se faire sans la connaissance précise de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique de la ligne mesurée.

LE LSNA

De nombreux systèmes permettant la mesure de formes d'ondes temporelles existent ou ont été l'œuvre de travaux antérieurs. Une présentation de différents systèmes de mesure est proposée dans ce chapitre. Parmi eux, le LSNA (Large Signal Network Analyser) s'impose, de part sa structure, comme l'élément essentiel et central du banc de mesure que nous désirons mettre en place. Ce chapitre propose ainsi une description élémentaire et un exemple pratique de mesures réalisées avec le système développé par Agilent NMDG.

Systèmes de mesures de formes d'ondes temporelles

Le noyau central du banc de mesure à établir doit être un système permettant la mesure de formes d'ondes temporelles aux accès d'un dispositif non-linéaire. Pour nos travaux, nous ne considérerons, dans un premier temps, que des formes d'ondes correspondant à des signaux de type monoporteuse. L'utilisation des mesures faites avec des pointes « haute-impédances » se fera dans le domaine de la « fiabilité » implicitement lié à un aspect « circuit ». Dès lors, une connaissance de la porteuse mais également de ses harmoniques est nécessaire. Cette condition rend les systèmes de mesure d'enveloppes au fondamental [28] inadaptés pour l'utilisation désirée. On doit donc pouvoir réaliser des mesures de forme d'ondes temporelles multi-harmoniques.

Les principaux systèmes permettant la mesure de formes d'onde temporelles multi-harmoniques sont : l'oscilloscope à échantillonnage ; l'analyseur de transition micro-onde (MTA : Microwave Transition Analyser) ; l'analyseur de réseaux non linéaire (NNMS : Nonlinear Network Measurement System, récemment renommé LSNA) et un système basé sur l'emploi d'un analyseur de réseau vectoriel modifié.

L'oscilloscope à échantillonnage

L'oscilloscope à échantillonnage semblerait une solution intéressante à première vue, d'autant plus qu'une procédure d'étalonnage (le nose to nose) permet de caractériser la réponse impulsionnelle de l'appareil en amplitude et en phase [29]. Des expériences ont même été réalisées par le NIST (National Institute of Standards and Technology) avec des sondes haute-impédances au moyen d'un oscilloscope à échantillonnage [5]. Cependant, des précautions doivent être prises concernant la base de temps des oscilloscopes qui est déformée [30] et à l'utilisation d'une entrée TRIGGER (typique des oscilloscopes) accreditant le système de mesure d'un manque de stabilité.

Si des solutions peuvent être apportées pour la correction des ondes enregistrées par l'oscilloscope à échantillonnage, il reste un défaut majeur à cet appareil : le temps d'acquisition des formes d'ondes temporelles.

Pour répondre à ce problème, la société Hewlett-Packard commercialisa dès 1992 le MTA.

Le MTA : Microwave Transition Analyser

L'analyseur de transition micro-onde [31] est un appareil qui a révolutionné la caractérisation non-linéaire en introduisant l'échantillonnage harmonique. Néanmoins, il a eu peu de succès à l'époque, ce qui a stoppé prématurément sa commercialisation.

Les principaux avantages du MTA sont sa bande d'analyse (DC-40 GHz) ainsi que l'absence d'entrée TRIGGER, abolissant le problème de base de temps connue sur les oscilloscopes à échantillonnage.

Le MTA possède néanmoins quelques désavantages, dont le fait de considérer lors de l'étalonnage, que les têtes d'échantillonnage ne présentent pas de réponse en phase et surtout la présence de seulement 2 voies de mesure, ne permettant pas une caractérisation totale d'éléments non-linéaire.

En ce qui concerne l'étalonnage du MTA, une solution peut être apportée par l'utilisation d'un générateur de référence (ce qui constituera plus tard l'étalonnage en phases absolues du LSNA), mais la présence d'uniquement 2 voies de mesure limite considérablement les applications.

Le MTA reste néanmoins un élément déterminant de systèmes de mesures de formes d'ondes temporelles [3]. Des mesures temporelles multi-harmoniques par des sondes haute-impédances utilisées avec un MTA sont d'ailleurs présentes dans la littérature [1] [2].

Un appareil pour caractérisation complète d'un dispositif non-linéaire doit disposer de 4 voies de mesures. Cela est possible en utilisant 2 MTA synchronisés, et c'est l'idée génératrice du LSNA.

Le LSNA : Large Signal Network Analyser

En disposant de 2 MTA synchronisés, on a accès à la mesures simultanée de 4 signaux RF indépendants. Ce dispositif permet ainsi une caractérisation complète des formes d'ondes présentes aux accès d'un dispositif non-linéaire à 2 accès [35]. Le LSNA, conçu par Agilent NMDG correspond à cette description.

Ce système de mesure est très perfectionné, et très avancé. Parallèlement aux avancées entreprises par Agilent NMDG depuis de nombreuses années, le système bénéficie des avancées de nombreux laboratoires. Citons par exemple : le département ELEC de la VUB* qui l'utilise à des fins de modélisation ; l'IRCOM qui utilise une version modifiée du prototype (le NNMS) pour travailler avec des formes d'ondes pulsées [34] et même le NIST (Don DeGroot se trouve actuellement à Bruxelles pour cela) qui en plus de vérifier la cohérence de l'étalonnage et des quantités mesurées par l'appareil, s'interroge sur la mise en place d'un étalon non-linéaire.

De très nombreuses utilisations de ce système apparaissent dans la littérature dont récemment les travaux de Jan Verspecht sur les « Scattering Functions » [32] et ceux de l'équipe de Yves Rolain de la VUB sur le NPR [33] ou la modélisation comportementale [10].

Il n'existe pas, à l'heure actuelle, référencé dans la littérature, un système de mesure utilisant des sondes « haute impédance » couplées avec un LSNA.

* VUB = « Vrije Universiteit Brussel » (université flamande de Bruxelles)

Système conçu autour d'un ARV modifié

Un système de mesure basé sur l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel modifié, pour des résultats analogues à ceux du LSNA a été développé à l'IRCOM il y a quelques années et a fait l'objet des travaux de thèse de Denis Barataud [11]. Le but fut d'accéder aux formes d'ondes temporelles multiharmoniques à moindre coup (d'où l'utilisation d'un ARV classique). L'idée est astucieuse mais aboutie à un système complexe issu de la recherche, par comparaison au LSNA qui est un appareil commercial, et donc « près à l'emploi ».

L'idée consistait alors d'utiliser les 4 voies de mesures internes à l'ARV d'une façon particulière. En effet une des voies réceptionnait le signal d'un générateur étalon (que l'on retrouve dans le LSNA, mais UNIQUEMENT pour la phase d'étalonnage). Ce générateur étalon fournissait un signal parfaitement connu (car mesuré avec un oscilloscope à échantillonnage étalonné en nose-to-nose). Les 3 autres voies réceptionnaient les ondes incidentes et réfléchies présentes aux accès du dispositif sous test. 3 voies pour 4 formes d'ondes impliquait donc l'utilisation d'un « switch » sur l'une des voies. L'analyseur de réseau mesurant qu'un rapport d'ondes, les mesures correspondaient au rapport entre une onde issue du dispositif sous test et celle issue du générateur de référence. L'onde du générateur étant parfaitement connue, on a donc accès à la véritable onde mesurée du DST.

Ce système de mesure est principalement un outils de recherche, et a connu moins d'avancées techniques depuis sa conception que ne peut en connaître un système voué à la commercialisation tel que le LSNA. De plus, Agilent NMDG mettant à disposition un système LSNA complet ainsi que leurs connaissances scientifiques au profit du sujet post-doctoral en cours, conduit à un choix implicite du LSNA comme système de mesure au cœur des expériences à mettre en place.

Présentation et principe du LSNA

Cette partie propose de présenter le LSNA de façon simple et générale. Une description détaillée sur système peut être obtenue dans [10] et [11].

Aspect matériel

Les mesures seront faites sur une ancienne version hardware du LSNA (la nouvelle version n'a de nouveau qu'un aspect esthétique simplifié ; le principe et les éléments constituant les anciens et nouveaux systèmes sont identiques). Les éléments principaux sont représentés figure 1 avec leurs liaisons. Aux tiroirs schématisés s'ajoutent au moins une source RF (synchronisée via le 10MHz de référence avec le système LSNA), un wattmètre (pour l'étalonnage en puissance et l'étalonnage en phase) et le rack VXI pour une configuration minimale d'un banc de mesure. Le rack VXI contient 6 cartes dont 4 sont les ADC 10 MS/s. Les 2 autres servent à piloter les blocs « conversion de fréquence » (FracN, atténuateurs programmables...) et « Module de calibration ».

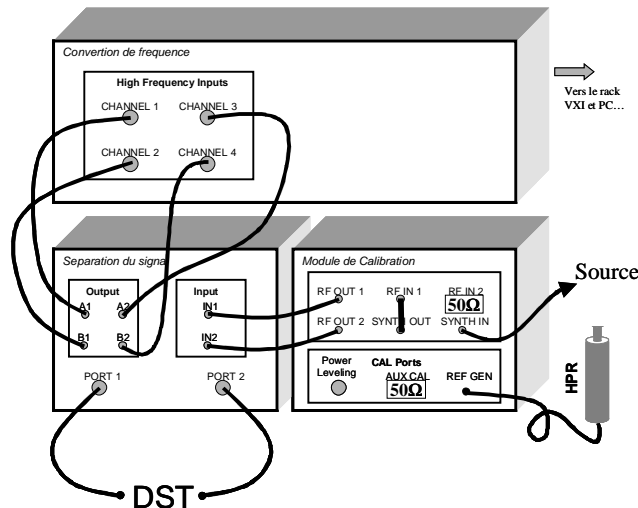


Fig. 1 - Tiroirs du système LSNA utilisé (« Downconvertor Box », « Test Set » et « Calibration Module ». A ces tiroirs s'ajoute un rack « VXI » non schématisé ici.

Le Test-set et le module de calibration dans leur dernière version (celle vraisemblablement qui sera reçue par l'IRCOM fin 2002 / début 2003 en ce qui concerne la HPR) ont un autre aspect. L'aspect de la boîte de translation de fréquence ne change pas.

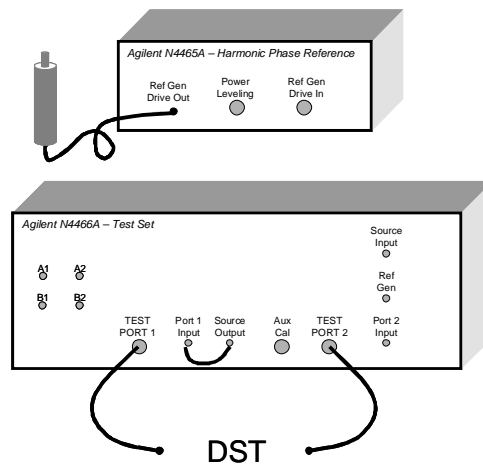


Fig. 2 - « Test Set » et « HPR » (« Harmonique Phase Reference » ou « Générateur de référence ») dans leur version la plus récente.

Structure logicielle

La structure logicielle du LSNA est représentée figure 3. L'interface utilisateur du LSNA est en fait le logiciel « Mathematica ». La communication entre le matériel et « Mathematica » se fait via protocole IP et est géré par un code en C compilé s'exécutant en tâche de fond.

L'interface « Mathematica » peut être vu à 3 niveaux. Les accès utilisateurs n°2 et 3 correspondent à une utilisation du LSNA sur des critères pré-définis. Ainsi l'accès n°2 est en fait une exécution de programme « Mathematica » déjà existant, et l'accès n°3 son équivalent avec une interface graphique « Java ». Ces niveaux s'adressent à des techniciens souhaitant mesurer des formes d'ondes avec un LSNA pré-configuré pour les mesures souhaitées.

L'accès utilisateur n°1 est celui qui nous intéresse, et qui sera illustré en exemple en fin de chapitre.

Le LSNA apparaît comme une extension de « Mathematica », et l'on exécute les commandes du LSNA comme de classiques fonctions « Mathematica ».

La configuration du banc de mesure apparaît dans un fichier appelé « fichier maître ». On y trouve toute la configuration du banc de mesures avec entre autres les liens vers d'autres fichiers : les ressources et les modules.

Les ressources correspondent aux paramètres de chacun des éléments utilisé dans le banc de mesure. Les modules sont des groupes de fonctions directement utilisables sous « Mathematica ». Il existe par exemple un module « Calibration Manager » dans lequel sont à notre disposition différentes fonctions pour étalonner l'appareil de mesure.

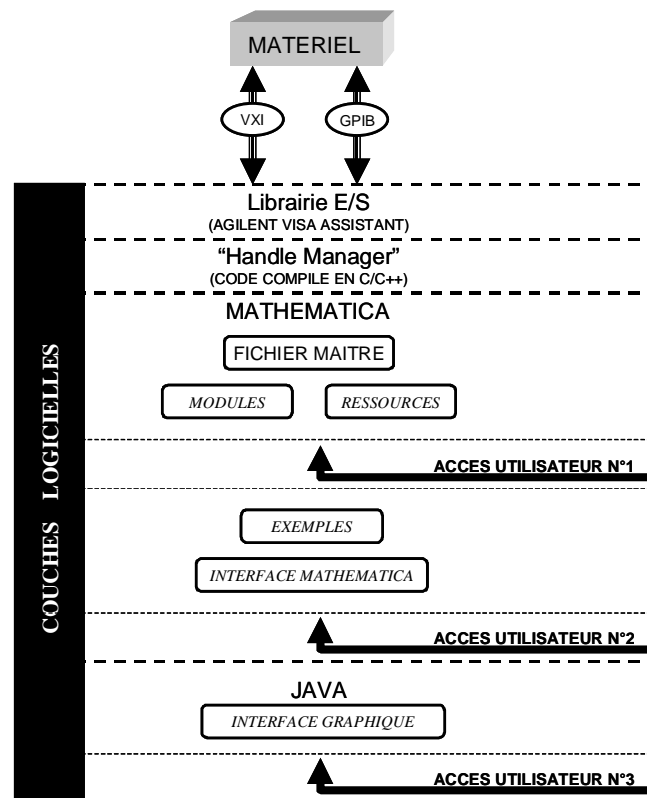


Fig. 3 - Structure logicielle du LSNA

Pratiquement, l'utilisation du LSNA sous « Mathematica » est relativement simple car une fois le système installé (les ressources et le fichier maître à jour) on a juste à charger le fichier maître avec « Mathematica » afin de disposer de toutes les fonctions contenues dans différents modules pour contrôler le LSNA.

En ce qui concerne la manipulation avec les sondes haute-impédance, il est envisagé de développer des modules sous « Mathematica » pour qu'un tiers utilisateur puisse calibrer les sondes ainsi que mesurer des formes d'ondes très facilement.

Architecture simplifiée du LSNA

Un schéma simplifié de la structure du LSNA est présenté figure 4.

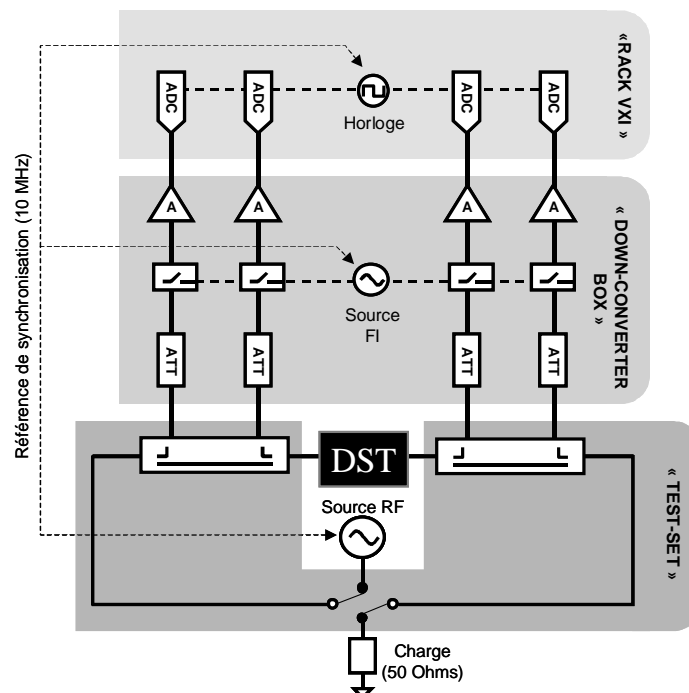


Fig. 4 - Schéma simplifié du système LSNA

Le cœur du système, à savoir le « Down-converter Box » est en fait constitué de 2 cartes de MTA. On retrouve donc sur 4 voies un mélange harmonique ainsi que des filtres actifs et autres éléments présents dans le MTA. Tous les éléments de ces cartes ne sont pas utilisés. Par exemple un amplificateur variable est présent dans les cartes pour permettre aux ADC du MTA (très faible en dynamique) une conversion optimale. Dans le cas du LSNA, les corrections à faire sur le signal sont faites de façon logicielle, après les mesures directes de ADC qui disposent d'une très grande dynamique (24 bits). Le tiroir n'est donc utilisé que pour le mélange harmonique (ou échantillonnage harmonique).

Les atténuateurs programmables assurent une dynamique optimale en s'assurant que les ADC du Rack VXI ne sont pas saturés. Les positions de ces atténuateurs programmables sont de 0 à 40 dB par pas de 10 dB : soit 5 positions possibles.

Principe de l'échantillonnage harmonique (DownConverter Box)

L'échantillonnage harmonique reprend le principe d'échantillonnage des oscilloscopes à échantillonnage car il repose sur un sous échantillonnage de l'onde RF. En considérant une fréquence d'échantillonnage f_e et une fréquence de signal RF f_{RF} , l'échantillonnage harmonique est représenté conjointement dans les domaines temporel et fréquentiel figure 5. Par soucis de simplification, seule la représentation fréquentielle a été représentée multi-harmonique.

On visualise par la représentation temporelle, que l'échantillonnage se fait par répétition et nécessite donc des signaux RF parfaitement périodiques.

Les relations arithmétiques reliant les ondes RF, la fréquence d'échantillonnage et le nombre de points du signal FI sont clairement explicité dans [11] et [34] par exemple. Avec le LSNA, la fréquence d'échantillonnage est typiquement comprise entre 19 et 20 MHz.

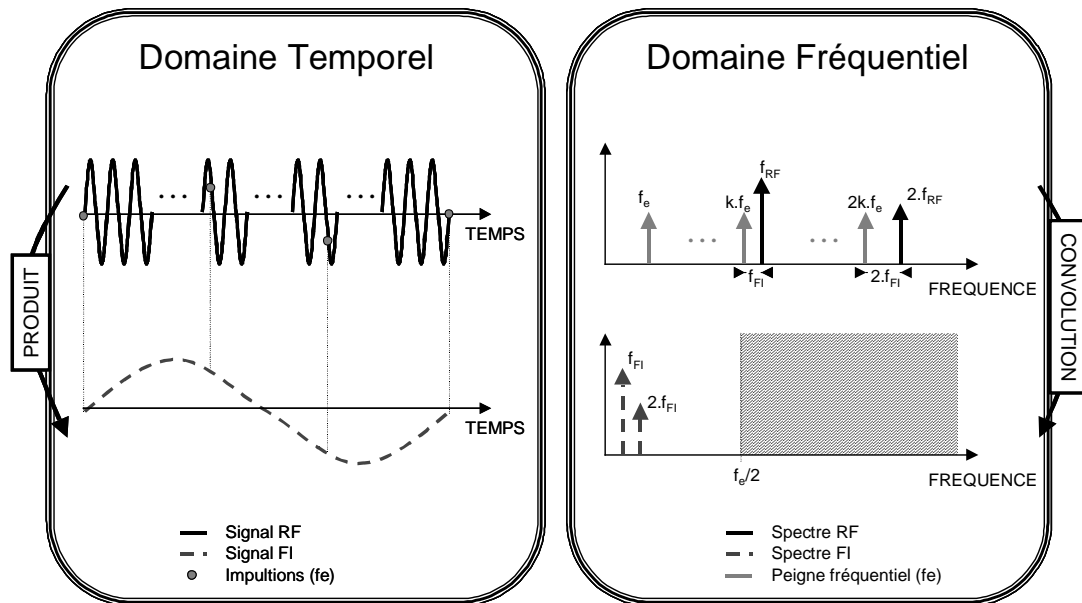


Fig. 5 - Illustration du principe d'échantillonnage harmonique

D'un point de vue matériel, la figure 6 propose une illustration d'une des voies de la partie « translation de fréquence » du LSNA.

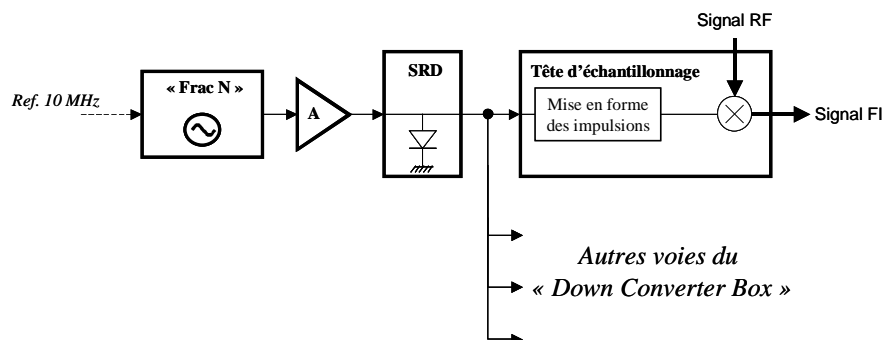


Fig. 6 - Schématisation d'une des voies de la boîte de conversion de fréquence

Le « Frac N » est un synthétiseur de grande qualité. Il peut fournir une fréquence comprise entre 10 et 20 MHz, avec une résolution supérieure à 1 Hz et une précision qui dépend de la source utilisée en référence.

La diode SRD (Step Recovery Diode) doit être vue comme un générateur d'impulsions. La période du train d'impulsions est celle du signal sinusoïdal généré par le « Frac N ».

Un mélange est ensuite réalisé entre le signal issu de la SRD (peigne fréquentiel) et les signaux RF. Des produits ainsi réalisés, seules les composantes FI de fréquence inférieure à 4 MHz sont conservées (utilisation d'un filtre passe bas).

Le générateur de référence (HPR)

Le générateur de référence est un générateur multi-harmonique qui constitue un étalon de phase lors de l'étalonnage du LSNA. Ce générateur a préalablement été mesuré (amplitude et phase de chacune des harmoniques) avec un oscilloscope à échantillonnage pour différentes fréquences et puissances incidentes au générateur. L'oscilloscope à échantillonnage est étalonné suivant la procédure du nose-to-nose.

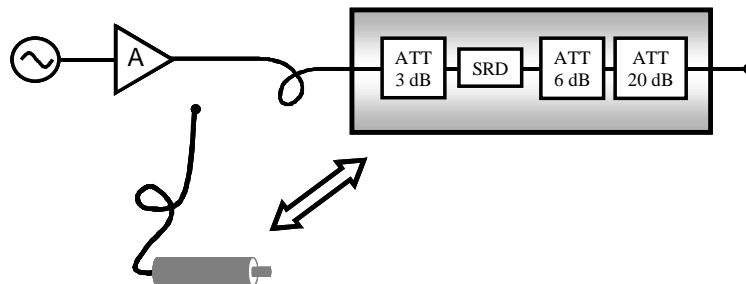


Fig. 7 - Structure du générateur de référence (HPR). L'amplificateur est inclus dans le module de calibration, mais la source RF est celle du banc de mesure (externe).

Sur le système LSNA utilisé, la diode SRD du générateur de référence est une Herotek GC1026RC. La fréquence incidente au HPR doit être comprise entre 0.7 GHz et 1.2 GHz. Ainsi, si l'on désire étalonner le LSNA pour une mesure dont le fondamental est à 3 GHz, on injectera un signal de 1 GHz au HPR pour n'utiliser que certaines des harmoniques issues de la SRD lors de l'étalonnage du LSNA.

Ci-dessous sont représentées la forme temporelle de l'onde b2 issue du HPR ainsi que son spectre (Fondamental à 1 GHz ainsi que ses 20 premières harmoniques).

L'atténuateur de 3 dB entre l'amplificateur et la SRD permet d'avoir une bonne adaptation, évitant d'éventuels retours de la SRD sur l'amplificateur ou même la source.

Les 26 dB d'atténuation en sortie impliquent un niveau acceptable du signal écrêté par la SRD. Une excellente adaptation est de plus réalisée.

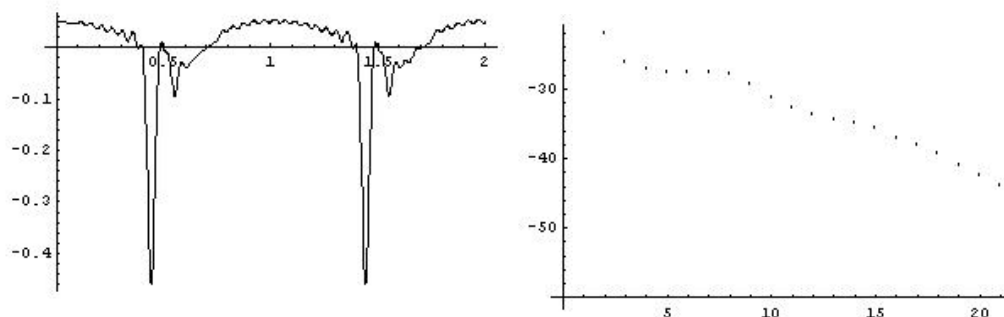


Fig. 8 - Forme temporelle (en volts) et fréquentielle (en dBm) de l'onde émise par le générateur de référence lorsqu'il est excité par un signal RF de 0 dBm à 1 GHz.

* Les ondes mesurées a et b ne sont pas des ondes de puissance [19] mais des pseudo-ondes [16]. Elles s'expriment en Volt.

Principe de Calibration du LSNA

Le principe de calibration du LSNA est divisé en 3 étapes :

- un étalonnage classique comme celui utilisé pour les analyseurs de réseau traditionnels ;
- un étalonnage en puissance ;
- un étalonnage en phase.

L'étalonnage utilisé par les Analyseurs de réseaux est un étalonnage relatif : les ARV ne mesurant que des rapports d'ondes. Ce type d'étalonnage conduit à la connaissance de matrices d'erreurs corrigeant les rapports d'ondes mesurées directement.

Disposant alors des rapports d'ondes CORRIGES, il convient de connaître la matrice d'erreur ABSOLUE du système pour 1 seule onde mesurée, afin d'en déduire les autres. C'est ce qui est fait avec le LSNA.

L'onde (a1) est donc mesurée très précisément en amplitude et en phase.

Les étalons utilisés pour cet étalonnage absolu sont le wattmètre (étalon d'amplitude tel qu'il est utilisé pour le banc télécom [28]) et le générateur de référence (amplitude et phase de chacune des raies ont été pré-caractérisé).

L'étalonnage du LSNA peut donc quasiment être vu comme l'étalonnage d'un ARV classique.

Les corrections apportées sur les mesures du LSNA par rapport aux termes d'erreurs déduits par étalonnage ne sont pas présentées dans ce rapport. On peut se reporter aux travaux sur l'étalonnage du LSNA pour cela [10] [11].

Les étalonnages qui sont utilisés couramment (et donc implémentés dans des modules « Mathematica ») à Agilent NMDG sont :

Pour des mesures en connecteurisé :

- SOLT (Short Open Load) ;
- MTRL (MultiLine / Through Reflect Line).

Pour des mesures « on-wafer » :

- LRRM (Line Reflect Reflect Match).

Une procédure d'étalonnage MTRL « on-wafer » est en développement. Elle conduit actuellement à des indéterminations. Bien que les procédures d'étalonnages ne soit pas décrites dans ce rapport, nous verrons néanmoins d'où vient cette indétermination car nous nous pencherons, lors de la dernière partie de ce rapport, sur le MTRL pour la détermination de la constante de propagation d'un mode d'une ligne.

La technique du Multiline TRL a été introduite par le NIST [7] [24]. C'est une technique extrêmement rigoureuse d'un point de vu théorique car elle prend ses sources aux équations de Maxwell, et permet un étalonnage d'appareil de mesure avec un minimum de conditions. Néanmoins, il s'agit plus d'un standard pour la métrologie que d'une méthode pratique pour étalonner rapidement un appareil de mesure.

Dans la bande DC-40 GHz, l'étalonnage connecteurisé en SOLT donne entière satisfaction et la technique du LRRM est la meilleure qui soit pour des mesures sous pointes [12].

Evolutions du LSNA

Le LSNA est l'objet de travaux qui tendent à le modifier et le faire évoluer.

L'équipe d'Agilent NMDG travaille actuellement sur une amélioration de l'étalonnage. En effet, actuellement l'étalonnage en phase donne un terme de déphasage existant entre un signal RF et le signal mesuré grâce au HPR. Il existe donc par exemple un terme à 1 GHz et à chacune des harmoniques de 1 GHz. Lors d'une utilisation du LSNA en signaux modulés, la correction en phase et celle obtenue en monoporteuse. Ainsi toute l'enveloppe au fondamentale est corrigée par un même terme d'erreur de phase, l'enveloppe de la première harmonique par un autre terme (celui de l'harmonique de 1 GHz), ...etc...

Le but des travaux menés consiste à trouver un étalonnage de phase d'enveloppe supplémentaire à l'étalonnage de phase de porteuse déjà existant.

Par ailleurs, compte tenu de la demande croissante de chercheurs et industriels en caractérisation « système », Agilent NMDG travaille sur des mesures calibrées de signaux biporteuses dont la fréquence de battement est supérieure à 8 MHz. Cela signifie que le spectre du signal FI en sortie de conversion de fréquence contient les informations du spectre RF mais de façon séquentielle désordonnée si on l'analyse en fonction de la fréquence intermédiaire (c'est assez similaire aux travaux entrepris par Jean-Pierre Teyssier pour retrouver la forme temporelle d'un signal pulsé [34]). Un étalonnage automatique pour permettre de telles mesures est envisagé.

De plus, l'équipe d'Agilent NMDG pense, dans le but de diminuer le prix d'un système LSNA, à remplacer les cartes d'échantillonnage VXI 23 bits par des cartes moins chères. En effets, une quantification sur 23 bits (soit 130 dB de dynamique) et un luxe vis à vis de l'échantillonnage harmonique qui présente une dynamique d'environ 65 dB.

Enfin, le département ELEC de la VUB travaille actuellement sur une version 3 ports (« Down-converter Box à 6 accès !!) afin de permettre une caractérisation non linéaire totale de mélangeurs.

Utilisation pragmatique du LSNA

Cette partie propose un exemple illustré d'un étalonnage (SOLT 2,4 mm) et d'une mesure sur un amplificateur connecté du commerce : le « HP 83006A Microwave System Amplifier .01-26.5 GHz ». Le kit d'étalonnage utilisé est prévu dans le fichier maître (« Master File ») par un lien vers le fichier ressource décrivant ses paramètres.

Ce qu'on appelle « port 1 » et « port 2 » sont les plans de références du dispositif sous test : les plans où est fait l'étalonnage.

Etalonnage

Après avoir lancé « Mathematica », les instructions suivantes sont exécutées :

```

In[1]:= << Z:\LSNASystems\NMRC\Rel_2_1_ZeroDCBias.m
]

In[2]:= OpenModule["NNMS`"]
]
Out[2]:= {True, True, NNMS` with resource file Z:/LSNASystems/NMRC/Resources/NNMS.mrs}
]

In[3]:= OpenModule["CalibrationMgr`"]
]
Out[3]:= {True, True, CalibrationMgr` with resource
file Z:/LSNASystems/NMRC/Resources/CalibrationMgr.mrs}
]

StartCal["LOS", {1.0 * 10^9, 10, 0}]
]

```

La première commande importe le « Master File » dans l'environnement « Mathematica ».

Les modules « NNMS` » et « CalibrationMgr` » ont ensuite été ouverts. Ils permettent d'accéder à des fonctions prédéfinies.

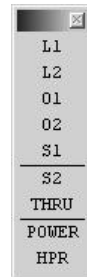
Pour avoir, par exemple, la liste détaillée des fonctions contenues dans le module « Calibration Manager », il suffit de taper :

?CalibrationMgr`*

CalibrationMgr`	
AfterCal	MissingCalElements
AllCalData	NNMSCalProcedures
AutomaticEnd	NofFreqs
CalAmplitudedBV	NofFrequencies
CalBusy	NofFrequenciesRelCalPower
CalculateCalCoefficients	NofRefGenAverages
CalData	NofUserSetups
CalElements	PowerRelCalPower
CalProcedureNames	PowerSetting
cha1	PreCal
cha2	RelCalPowerFile
chb1	RelCalPowerFunction
chb2	RelCalPowerMargin
DefaultSettlingTime	SaveCal
EndCal	SettledSpectralData
Freq	SingleCalSetupCalCoeff
GenerateRelCalPowerFile	StartCal
Go	ToRanges
LoadRelCalPowerFile	UserToCalSetup
MaxCalAmplitudedBVatADC	VerifyRFConnection
MeasuredCalElements	VNACalProcedures

« StartCal » est une des fonctions du « Calibration Manager ». Elle démarre un étalonnage. Ici l'étalonnage est de type SOLT, pour une CW à 1 GHz, en considérant 10 harmoniques. L'exécution de la fonction « StartCal » fait apparaître la boîte à outils ci-

contre. Elle permet de procéder à l'étalonnage. On place alors de façon classique (comme avec un analyseur de réseau) les standards de calibration sur les ports 1 et 2 avant de cliquer sur l'icône correspondante (S1 signifie qu'on a préalablement placé le court-circuit sur le port 1).



A cet étalonnage classique s'ajoute l'étalonnage en puissance. On relie alors la sonde du wattmètre au port 1 du LSNA. Puis on clique sur « Power ».

Enfin, un étalonnage en phase et réalisé. On relie le HPR du bloc « Calibration Module » au port 1 du LSNA, et simultanément la sonde du wattmètre à la sortie « Power Leveling » du « Calibration Module ».

On peut alors cliquer sur « HPR ».

L'étalonnage est fini, il faut sauvegarder les matrices de termes d'erreur de l'appareil :

```

In[5]:= SaveCal["ErrorCoeff_tibo.m"]
]

Out[5]:= ErrorCoeff_tibo.m
]

In[6]:= Quit[]
]

```


Mesures

Voici un exemple de mesure sans aucun DST : on applique une connexion directe.

Le début du programme est classique : on charge le fichier maître, et on ouvre les modules dont on souhaite se servir.

En premier lieu, il faut « récupérer » les données produites par l'étalonnage (matrices d'erreur) afin d'avoir des mesures corrigées.

On configure la source en utilisant les fonctions du module « Source` ».

L'Autorange signifie que le LSNA va positionner ses atténuateurs programmables de façon optimale pour avoir un minimum de bruit et être en zone linéaire des ADC. Par défaut (après l'initialisation du système), les ondes RF sont atténuées de 40 dB.

Une fois les niveaux de puissance corrects pour les ADC, on lance une mesure. Les formes d'ondes corrigées sont alors disponibles comme fonction sous l'environnement « Mathematica ».

Le traitement de l'information ainsi que l'accès aux formes d'ondes corrigées correspondent à des fonctions du module « NNMSProcessing` » (inclus dans le module « NNMS` »).

```
In[25]:= << Z:\LSNA\Systems\NMRC\Rel_2_1_ZeroDCBias.m
```

```
In[26]:= OpenModule["NNMS`"]
```

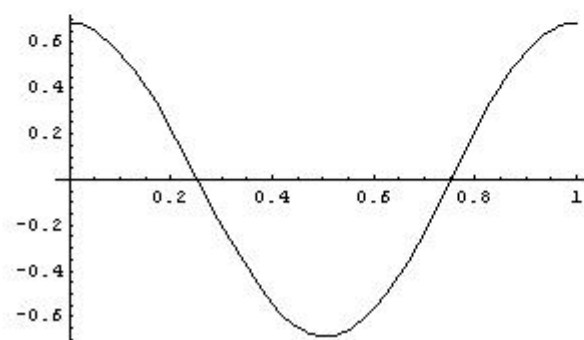
```
In[27]:= OpenModule["Source`"]
```

```
In[29]:= LoadCal["ErrorCoeff_tibo.m"]
```

```
SetSourcePower[0.0]; SetSourceFreq[Fundamental]; SetSourceOutput[On]  
AutoRange
```

```
In[42]:= Measure
```

```
In[72]:= Plot[alt[t], {t, 0, 1}]
```



Maintenant, un exemple de mesure CW sur un amplificateur du commerce va être réalisé.

Il faut penser à remettre les atténuateurs programmables à leur valeur maximale. La fonction « PossibleRanges » donne les niveaux de puissance « attendus » dans les plans de mesures. Cela permet d'être sûr de ne pas endommager les ADC lors de la mesure.

```
In[368]:= PossibleRanges // dB
```

```
Out[368]= {{-2., 8., 18., 28., 38.}, {-2., 8., 18., 28., 38.}}
```

Une atténuation de 40 dB est faite sur les 2 canaux de mesures (les 4 accès) en imposant la 5eme valeur d'atténuation parmi celles possibles (environ 40 dB d'atténuation).

```
In[369]:= SelectRange[5, 5]
```

```
In[370]:= RangeIndex
```

```
Out[370]= {5, 5}
```

Une mesure d'un amplificateur directement connecté au LSNA peut être noyée dans du bruit. Il faut donc faire un AutoRange avant l'acquisition :

```
In[378]:= Ranges // dB
```

```
Out[378]= {38., 38.}
```

```
In[379]:= AutoRange
```

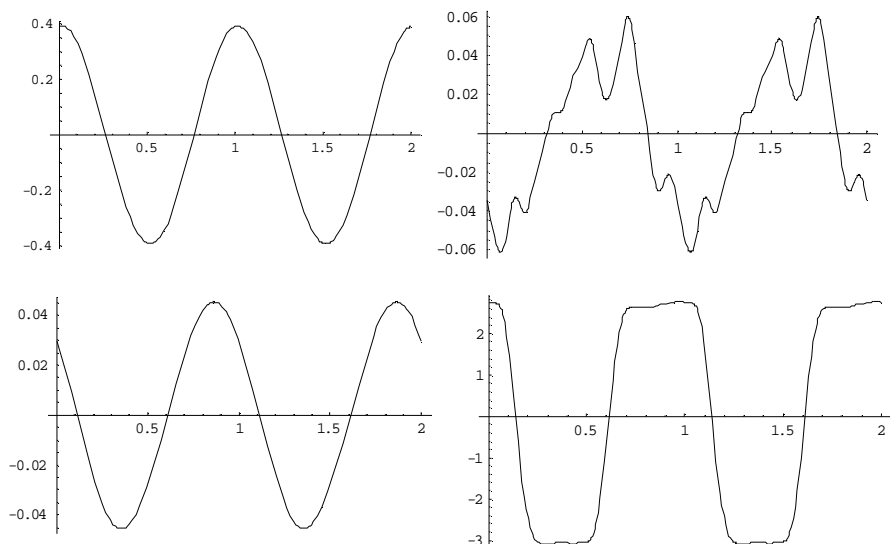
```
In[380]:= Ranges // dB
```

```
Out[380]= {-2., 18.}
```

Le programme réalise en fait un asservissement entre les ADC et les atténuateurs programmables en contrôlant si les ADC sont écrêtés. Il déduit ainsi les positions des atténuateurs programmables. Ils faut noter que les atténuateurs programmables ne sont pas accessibles indépendamment. Ainsi la voie a1 aura la même atténuation que la voie b1 (ici environ 0 dB), et la voie a2 que celle imposée sur la voie b2 (environ 20 dB). Cela peut être une limite lorsqu'on souhaite utiliser les 4 voies du tiroir compression de fréquence à des fins autres que pour les mesures classiques d'ondes de puissance couplée. Mais cela pourra être changé si le besoin s'en fait sentir avec les sondes haute-impédance.

Exemples de mesures corrigées :

```
Measure;
Plot[alt[t], {t, 0, 2}];
Plot[b1t[t], {t, 0, 2}];
Plot[a2t[t], {t, 0, 2}];
Plot[b2t[t], {t, 0, 2}];
```



PROBLEMATIQUE LIEE A LA MESURE DE FORMES D'ONDES TEMPORELLES A L'AIDE DE SONDES « HAUTE IMPEDANCE »

Des expériences avec des sondes haute-impédance ont déjà été le sujet de travaux présents dans la littérature. Ce chapitre propose d'avoir un aperçu des références existantes sur la mesure de formes d'ondes temporelles avec des sondes haute-impédance ainsi que sur les méthodes utilisées pour l'étalonnage des sondes. Les solutions envisagées pour la mise en place d'un banc de mesure autour du LSNA seront présentées.

Formalismes théoriques

Ce paragraphe présente quelques définitions et notions qui seront utilisées dans la suite du chapitre.

Matrices [S] et [T]

Pour un quadripôle, la matrice [S] est classiquement définie telle que :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Cette matrice donne une représentation directe des phénomènes d'ondes incidentes et réfléchies. Les ondes couramment utilisées avec cette représentation sont les ondes de puissance introduites par K. Kurokawa [19].

La matrice [S] n'est malheureusement pas cascadable. Ainsi préfère-t-on utiliser, pour des problèmes de « de-embedding » la matrice transfert [T] également appelée matrice chaîne ou cascade, telle que :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}$$

La matrice [T] est complètement cascadable. La matrice [T_{total}] d'un système composé de 2 éléments cascades de matrice respectives [T₁] et [T₂] sera telle que [T_{total}] = [T₁][T₂].

Les matrices [S] et [T] d'un quadripôle sont liées de la façon suivante* [8] [9] :

* D.A. Frickey [8] n'utilise pas la même définition de la matrice [T]. Sa définition est très peu utilisée dans la littérature et conduit à une expression légèrement différente (T₁₁ et T₂₂ échangés ; idem pour T₁₂ et T₂₁).

$$[T] = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} S_{12} \cdot S_{21} - S_{11} \cdot S_{22} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [S] = \frac{1}{T_{22}} \begin{bmatrix} T_{12} & T_{11} \cdot T_{22} - T_{12} \cdot T_{21} \\ 1 & -T_{21} \end{bmatrix}$$

Frickey, dans son article [8] propose également les relations existantes entre les ondes de puissances et les tensions et courants présents aux accès d'un quadripôle. Les relations ont été discutées et contredites par Marks et Williams [9]. L'origine du problème est qu'une onde de puissance est un artefact mathématique ne correspondant pas réellement aux ondes qui se propagent, et n'ont aucun sens lorsque l'impédance caractéristique de la propagation est complexe. Marks et Williams [16] proposent un autre artifice mathématique qui prend en compte une éventuelle partie imaginaire d'impédance caractéristique et correspond, dans certaines conditions, parfaitement aux ondes qui se propagent : les pseudo-ondes.

Les pseudo-ondes

Dans un but de compréhension des phénomènes aux interfaces entre des espaces régis par la théorie des ondes et d'autres par la théorie des circuits, Marks et Williams ont présenté une nouvelle formulation des ondes incidentes et réfléchies permettant une relation très simple avec les courants et tensions induits. Le formalisme utilisé est très rigoureux car il prend ses racines aux solutions des équations de Maxwell d'un guide d'onde.

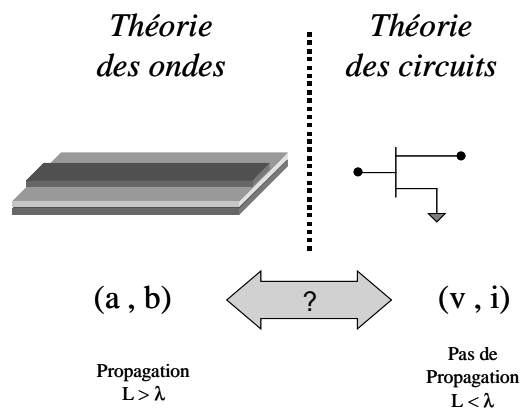


Fig. 9 - Interface : établir une relation simple entre 2 approches complémentaires

Les quantités déduites (les pseudo-ondes) n'ont pas de représentation physique et correspondent à une combinaison des ondes se propageant dans le guide (champs électrique et magnétique). Elles permettent, néanmoins, de considérer des impédances de références complexes : chose impossible avec les ondes de puissances classiques. Ces pseudo-ondes sont des fonctions de la fréquence et d'une impédance de référence arbitraire qui peut être complexe. Dans le cas où l'impédance de référence choisie est exactement celle du guide étudié dans le mode considéré, les pseudo-ondes correspondent aux ondes qui se propagent dans ce guide.

Ces pseudo-ondes (avec $Z_{REF} = 50\Omega$) sont utilisées par le LSNA. En fait le LSNA est étalonné pour mesurer précisément les quantités v et i dans le plan de référence. Les ondes a et b sont les pseudo-ondes définies telles que :

$$\begin{cases} a = \frac{v + Z_{REF}.i}{2} \\ b = \frac{v - Z_{REF}.i}{2} \end{cases} \quad \begin{cases} v = a + b \\ i = \frac{a - b}{Z_{REF}} \end{cases}$$

La plupart des relations utilisées avec les ondes de puissances (matrices [S] ou [T]) restent valides avec les pseudo-ondes. L'unité des pseudo-ondes est le volt.

Mesurer à l'aide de sondes haute-impédance

Nous allons voir comment obtenir des informations utiles (tension et courant ou ondes incidente et réfléchie) au cœur même des circuits MMIC grâce à la mesure de formes d'onde temporelles réalisée avec des sondes haute-impédance.

Principe de mesure

On s'intéresse à la caractérisation des ondes temporelles à certains points de circuits MMICs. Pour cela, on se propose de mesurer 2 tensions (V_1 et V_2), à des positions distantes d'une longueur connue L , sur une des lignes du circuit grâce aux sondes haute-impédance. Au sein de la ligne se propagent des ondes incidentes et réfléchies correspondant à une porteuse RF et à ses harmoniques. Le principe des mesures à effectuer est représenté schématiquement figure 10.

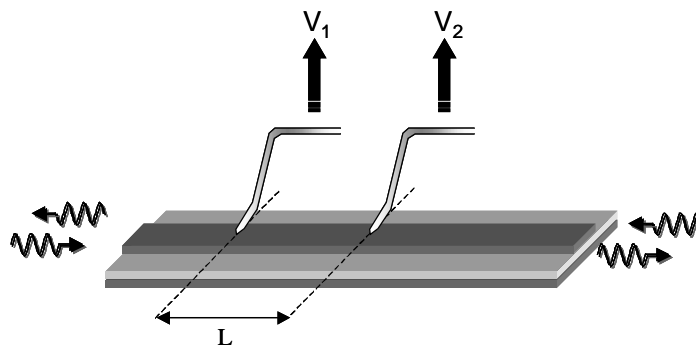


Fig. 10 - Principe de caractérisation sur une ligne à moyen de sondes haute-impédance

Les mesures de 2 tensions distinctes à un même instant, à des positions connues sur la ligne sont indispensables pour pouvoir séparer les ondes incidentes et réfléchies.

En effet, d'après l'équation des télégraphistes, et en posant l_1 et l_2 les positions respectives des sondes donnant lieu aux mesures V_1 et V_2 , on a :

$$\begin{cases} V_1 = V(l_1) = V_+.e^{-\gamma.l_1} + V_-.e^{+\gamma.l_1} \\ V_2 = V(l_2) = V_+.e^{-\gamma.l_2} + V_-.e^{+\gamma.l_2} \end{cases}$$

Les solutions de ce système sont :

$$\begin{cases} V_+ = \frac{V_1 \cdot e^{-\gamma \cdot l_1} - V_2 \cdot e^{-\gamma \cdot l_2}}{e^{-2\gamma \cdot l_1} - e^{-2\gamma \cdot l_2}} \\ V_- = \frac{V_1 \cdot e^{+\gamma \cdot l_1} - V_2 \cdot e^{+\gamma \cdot l_2}}{e^{+2\gamma \cdot l_1} - e^{+2\gamma \cdot l_2}} \end{cases}$$

Le changement de variable $l_1 = 0$ et $l_2 = L$ conduit aux expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_+ = \frac{V_1 \cdot e^{+\gamma \cdot L} - V_2}{2 \cdot \text{Sinh}(\gamma \cdot L)} \\ V_- = \frac{V_1 \cdot e^{-\gamma \cdot L} - V_2}{-2 \cdot \text{Sinh}(\gamma \cdot L)} \end{cases}$$

En raisonnant en ondes de **tension** incidente (a) et réfléchie(b), on peut écrire :

$$\begin{cases} a = V_+ \\ b = V_- \end{cases} \text{ et } \begin{cases} v = a + b \\ i = \frac{a - b}{Z_0} \end{cases}$$

où

- v est la tension total au point de mesure l1 ;
- i est le courant total au même point ;
- Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne mesurée.

En conclusion, pour permettre la caractérisation des ondes de propagation dans une ligne d'un MMIC, il faut connaître les caractéristiques de cette ligne ; à savoir :

- $\gamma(\omega)$: la constante de propagation du mode en cours en fonction de la fréquence ;
- $Z_0(\omega)$: l'impédance caractéristique de la ligne en fonction de la fréquence.

On peut simplifier d'avantage les expressions des ondes en émettant les 2 hypothèses restrictives suivantes :

- $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \approx j\beta(\omega)$: on néglige toutes les pertes dans l'expression de la constante de propagation ;
- $\beta(\omega) \approx \frac{\omega \cdot \tau}{L}$ où τ correspond au temps de propagation dans la ligne de longueur L.

Ce temps est supposé constant dans toute la bande d'analyse. Il vient alors les expressions :

$$\begin{cases} a(\omega) = V_+(\omega) = \frac{V_1(\omega) \cdot e^{+j \cdot \omega \tau} - V_2(\omega)}{2j \cdot \text{Sin}(\omega \tau)} \\ b(\omega) = V_-(\omega) = \frac{V_1(\omega) \cdot e^{-j \cdot \omega \tau} - V_2(\omega)}{-2j \cdot \text{Sin}(\omega \tau)} \end{cases}$$

Banc de mesure autour d'un MTA

Le banc de mesure présenté est celui développé par C.J. Wei. Le schéma du banc est présenté figure 11. Des résultats ont été présentés pour différents dispositifs sous test : un

simple transistor à effet de champs entouré de lignes à ses accès [1] et un véritable circuit MMIC, afin d'analyser les formes d'ondes sur des nœuds internes du circuit [2].

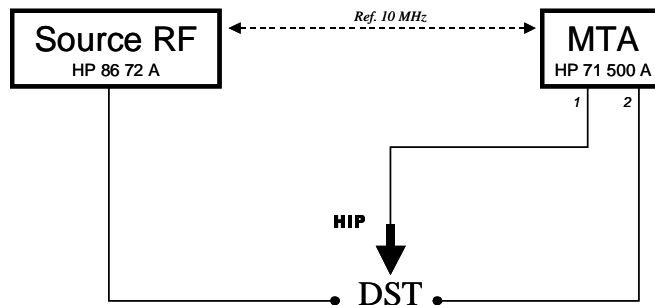


Fig. 11 - Mesures sous haute-impédance avec un MTA

Deux mesures séquentielles, en 2 points de la ligne d'accès, sont réalisées avec la sonde haute impédance. Le MTA est synchronisé par rapport au signal de sortie du dispositif sous test (voie 2 du MTA). Les 2 mesures avec la sonde haute-impédance sont donc synchrones et peuvent être considérées comme simultanées.

Wei déduit les formes d'ondes par les relations suivantes qu'il ne démontre pas :

$$A_n = \frac{V_{1n} \cdot e^{jn\omega\tau} - V_{2n}}{2 \cdot \sin(n\omega\tau)} \quad B_n = \frac{V_{1n} \cdot e^{-jn\omega\tau} - V_{2n}}{-2 \cdot \sin(n\omega\tau)} \quad I_n = \frac{A_n - B_n}{Z_0}$$

avec n , l'harmonique considérée du signal ($n=1$: fondamental)

Les expressions sont quasiment identiques à celles obtenues dans le paragraphe précédent hormis une erreur de phase de $-\frac{\pi}{2}$ sur toutes les raies des ondes déduites. Elles correspondent, de plus à des simplifications drastiques sur la constante de propagation. Néanmoins, les résultats obtenus (V et I) ont été accrédités par une comparaison avec les résultats de simulation en équilibrage harmoniques lorsque le dispositif sous test est une diode Schottky.

La procédure d'étalonnage n'est pas expliquée. Il est juste stipulé qu'il s'agit d'une combinaison faisant intervenir une sonde classique GSG, une ligne « Thru » et la sonde haute-impédance. Cela laisse supposer qu'une procédure de « de-embedding » classique a été réalisée [6].

Il est néanmoins précisé qu'il est souhaitable de faire les mesures sur une ligne identique à celle de l'étalonnage afin de conserver la capacitance couplée entre l'étalonnage et la mesure. L'influence de la sonde haute-impédance sur le circuit est inférieure à 40 dB du niveau du fondamental.

Les mesures sont réalisées sans aucun contact de masse pour la sonde haute-impédance.

Banc de mesure autour d'un oscilloscope à échantillonnage

P. Kabos, du NIST, s'est intéressé à la mesure d'une tension unique au moyen d'une sonde haute-impédance [5]. Il ne considère qu'une seule position de mesure de la sonde haute-impédance. Le but du travail est de vérifier la qualité des mesures faites avec une sonde haute-impédance calibrée [4]. Les mesures sont faites avec un oscilloscope à échantillonnage. Le banc de mesure est illustré figure 12.

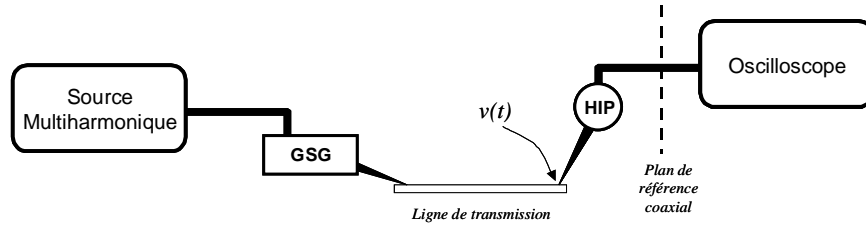


Fig. 12 - Mesure sous haute-impédance avec un oscilloscope

Sur ce dispositif, la sonde haute impédance produit une distorsion du signal $v(t)$, l'oscilloscope introduit une déformation de la mesure à cause de sa réponse impulsionnelle et enfin une désadaptation implique de multiples réflexions du signal entre la sonde haute-impédance (HIP) et l'oscilloscope [22].

Pour corriger les mesures, les éléments de réception sont caractérisés :

- la sonde HIP est calibrée : on dispose de sa matrice $[S]$ ou $[T]$ entre la pointe et son port connectorisé ;
- le câble reliant la sonde HIP à l'oscilloscope est inclus dans le modèle d'erreur de l'oscilloscope ;
- l'oscilloscope est étalonné en « nose-to-nose » et sa base de temps est corrigée.

Afin de relier la tension $v(t)$ à celle lue à l'oscilloscope, on représente un schéma équivalent figure 13.

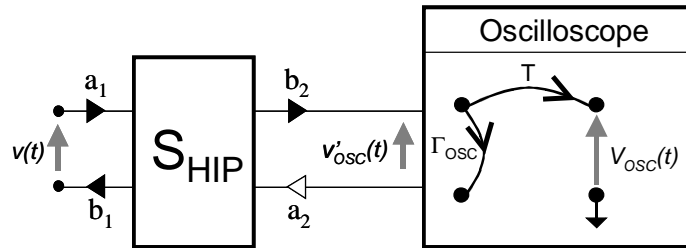


Fig. 13 - Schéma équivalent pour déduire la fonction de transfert tenant compte de la désadaptation entre la HIP et l'oscilloscope

Comme l'oscilloscope est calibré et propose des mesures corrigées, il permet une lecture directement de l'onde b_2 (pseudo-onde de tension incidente) comme s'il mesurait une chaîne 50Ω . La fonction de transfert entre $v(f)$ et $V_{OSC}(f)$ est :

$$\frac{v}{V_{OSC}} = \frac{v}{b_2} \text{ avec } \begin{cases} a_1 = \frac{v+i.Z}{2} \\ b_1 = \frac{v-i.Z}{2} \end{cases} ; \begin{cases} a_2 = \frac{v'_{osc}+i'_{osc}.Z}{2} \\ b_2 = \frac{v'_{osc}-i'_{osc}.Z}{2} \end{cases} ; a_2 = b_2.\Gamma_{OSC} \text{ et } \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = [S_{HIP}] \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}.$$

En résolvant le système, et en émettant l'hypothèse que $S_{12\text{ HIP}} = S_{21\text{ HIP}}$, on retrouve l'expression corrigeant les désadaptations donnée par P. Kabos :

$$v(f) = V_{OSC}(f)[\delta_1(f) + \delta_2(f)]$$

$$\text{avec } \delta_1(f) = \frac{1 - S_{22\text{ HIP}}(f).\Gamma_{OSC}(f)}{S_{21\text{ HIP}}(f)} \text{ et } \delta_2(f) = S_{11\text{ HIP}}(f).\delta_1(f) + S_{21\text{ HIP}}(f).\Gamma_{OSC}(f).$$

L'onde mesurée puis corrigée par l'expression écrite ci-dessus est comparée à la même onde simulée (modélisation de la source et de la ligne représentées figure 12). La concordance des ondes valide la méthode employée.

Des investigations ont été faites sur l'utilisation du connecteur de masse de la sonde haute impédance. Il apparaît que des mesures sont très différentes suivant si le plan de masse est utilisé ou pas. Cependant, les formes d'ondes corrigées par les paramètres d'erreurs issus de l'étalonnage de la sonde haute-impédance sont quasi-identiques si les mesures et l'étalonnage se font dans les mêmes configurations (masse utilisée ou pas). On peut donc réaliser des mesures sans connecter la masse de la sonde haute-impédance.

Banc de mesure envisagé autour du LSNA

Utiliser le LSNA avec les sondes haute-impédance permet des structure de banc de mesure impossible avec un MTA ou un oscilloscope à échantillonnage : le LSNA dispose de 4 canaux indépendants complètement étalonné. On peut donc penser à mesurer de façon absolue 3 pseudo-ondes aux accès du dispositif sous test et réserver 1 entrée du « Down-converter Box » pour une sonde haute-impédance.

Cependant une limitation apparaît à l'issue de l'étalonnage du LSNA. En effet, les matrices d'erreurs ne sont pas diagonales. En conséquence, pour avoir par exemple la forme corrigée de l'onde a_1 , il faut disposer des ondes non-corrigées a_1 et b_1 . Il en va de même pour les ondes a_2 et b_2 .

Néanmoins, une astuce peut être faite en mesurant le coefficient de réflexion présenté par le LSNA dans le plan de référence. Cette mesure ne peut se faire que sur le port 2 (le port 1 présentant une source n'est pas une structure passive).

La mesure du coefficient de réflexion conduit à une relation entre les ondes a_2 DUT et b_2 DUT, soit en considérant la matrice d'erreur du port 2, à une relation entre les ondes non-corrigées a_2 LSNA et b_2 LSNA. Le LSNA peut alors mesurer 3 ondes aux accès du quadripôle et déduire la quatrième en laissant un port du « Down-Converter Box » libre pour la mesure faite avec une sonde HIP. Cette configuration est illustrée figure 14. Deux mesures séquentielles doivent alors être réalisées avec la sonde HIP pour en déduire les formes d'ondes.

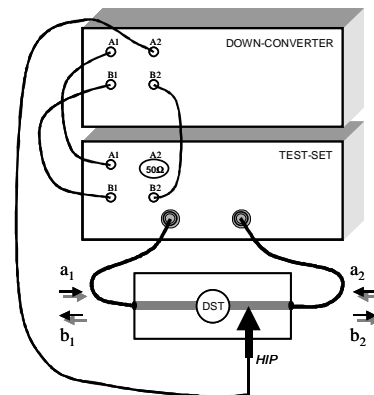


Fig. 14 - 1^{ère} possibilité de mesure en présence d'une sonde HIP avec le LSNA

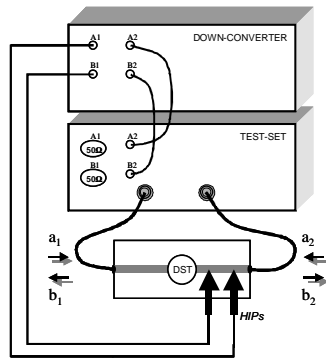


Fig. 15 - 2nde configuration possible

Une seconde configuration d'utilisation du LSNA peut être envisagée. Elle consiste à utiliser 2 ports du « Down-converter Box » pour les sondes HIP (1 port par sonde, nous permettant d'avoir les ondes a et b en une seule mesure) et les 2 autres ports avec le « test-set » pour mesurer les ondes à un accès du dispositif sous test. Cette configuration apparaît naturelle et ne nécessite pas d'hypothèse comme la connaissance du coefficient de réflexion du LSNA présente dans la première configuration. Cette deuxième configuration est représentée figure 15. Elle est particulièrement intéressante

car elle permet la comparaison immédiate (en procédant à un de-embedding de la ligne) des ondes mesurées par les sondes HIP et le LSNA traditionnel avec un véhicule de test simple (transistor entouré par 2 lignes à ces accès).

On peut enfin imaginer une extension de cette seconde solution par désir d'avoir accès avec un même système de mesure aux 4 ondes présentes aux accès du dispositif sous test et aux ondes incidentes et réfléchies en un point localisé mesurées par les HIP. Cette extension est possible en utilisant des « Switch » comme sur les systèmes de mesure fondés autour du MTA [3]. La figure 16 illustre cette configuration versatile car incluant les 2 précédentes. De plus, Agilent NMDG dispose de « Switch » valables jusqu'à 26,5 GHz.

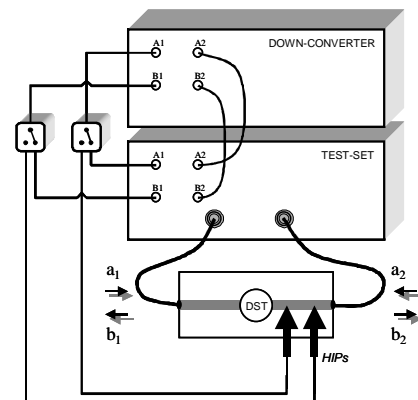


Fig. 16 - Configuration versatile du LSNA avec les HIPs

Etalonnage des sondes haute-impédances

Des mesures précises avec les sondes « haute-impédance » nécessitent une caractérisation fine de ces mêmes sondes afin de pouvoir établir un modèle d'erreur qui leur est associé. Après détermination des erreurs introduites par les sondes, les mesures de formes d'ondes temporelles pourront être corrigées.

Classiquement, les sondes sont représentées par leurs matrices [T] ou [S]. La correction des formes d'onde s'obtient alors par « De-embedding »*. Nous allons voir dans cette partie, différentes façons d'obtenir la matrice [T] d'une sonde « haute impédance ». La détermination de la matrice [T] est réalisable avec un analyseur de réseau vectoriel classique. L'emploi d'un LSNA étalonné, fournissant les valeurs exactes de tension et courant aux accès d'un dispositif sous test, nous conduira un modèle d'erreur différent associé à une caractérisation particulièrement simple.

Méthode classique par « de-embedding »

Voici la méthode la plus élémentaire [6] pour obtenir la matrice [T] d'une sonde HIP. Elle nécessite l'emploi d'une sonde classique 50 ohms GSG, une ligne « Thru », de la sonde haute impédance ainsi que de kits d'étalonnage pour dispositifs connectés et « on-wafer ». La procédure est illustrée figure 17 et se décompose en plusieurs étapes :

- étalonnage de l'analyseur de référence coaxiaux ;
- déduction des matrices d'erreurs de l'analyseur ;
- mise en place des pointes (une GSG et une HIP) et étalonnage du système ;
- « de-embedding » du plan de référence (traditionnellement placé au centre de la ligne « Thru ») jusqu'au niveau de la pointe de la HIP ;
- déduction des matrices d'erreurs de l'analyseur avec les pointes.

* c.f. « Banc de mesure autour d'un oscilloscope à échantillonnage » de ce même rapport.

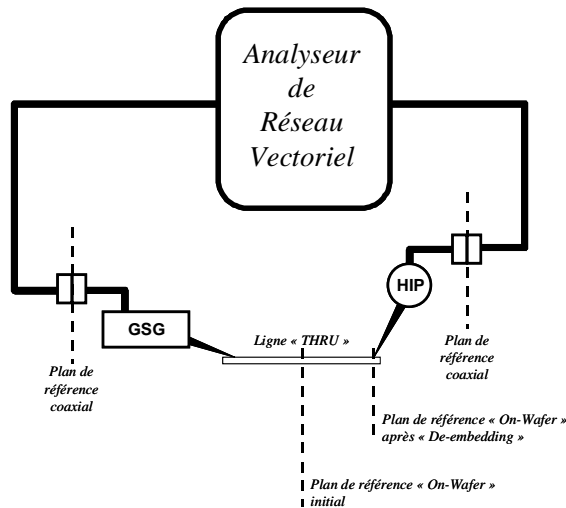


Fig. 17 - Illustration de la détermination de la matrice [T] de la sonde HIP par 2 étalonnages successifs et « De-embedding »

On peut alors déduire très facilement la matrice [T] de la HIP car la matrice d'erreur tenant compte de la sonde HIP correspond à la mise en cascade de la matrice recherchée et de la matrice d'erreur du même accès en connectivité.

Cette méthode est sûrement celle employée par C.J. Wei pour son banc autour d'un MTA [1][2], mais elle conduit à des résultats imprécis [4] due à la trop forte atténuation de la sonde HIP pour déterminer avec une grande précision les matrices d'erreur.

Une méthode améliorée a été proposée par U. Arz [4]. Elle consiste dans un premier temps à effectuer les opérations de « de-embedding » décrite ci-dessus mais lors d'étalonnages ne faisant intervenir que des pointes classiques GSG 50Ω. L'usage exclusif de pointes 50Ω lors des mesures conduit à des résultats plus précis car moins bruités. On peut alors bénéficier des matrices de transmission $[T_{GSG1}]$, $[T_{GSG2}]$, $[T_L]$ correspondant respectivement aux pointes GSG du port 1, GSG du port 2 et à la ligne de transmission. Plusieurs autres lignes peuvent être caractérisées avec le système étalonné et conduire à un ensemble de matrices de transmission $[T_{Lx}]$ leurs étant associées.

Les hypothèses de la méthode améliorée sont la connaissance de ces matrices de transmission.

Méthode améliorée : étalonnage dans le plan coaxial (SOLT)

Cette méthode (étalonnage dans le plan coaxial) nécessite la connaissance des matrices $[T_{GSG1}]$ et $[T_{Lx}]$. Le principe est simple. Après avoir étalonné l'appareil de mesure dans les plans de référence coaxiaux, on réalise les connexions illustrées figure 18. On peut alors faire une mesure (en présence d'une des x lignes) dont les plans de référence sont les plans coaxiaux. On obtient alors la matrice $[T_{Total}^{SOLT}]$. Cette matrice correspond à l'expression suivante :

$$[T_{Total}^{SOLT}] = [T_{GSG1}] [T_{Lx}] [T_{HIP}]$$

Il vient alors la matrice transmission de la sonde « haute-impédance » :

$$[T_{HIP}] = [[T_{GSG1}][T_{Lx}]]^{-1} \cdot [T_{Total}^{SOLT}]$$

Cette procédure peut être répétée pour différents standards pré-caractérisés $[T_{Lx}]$, nous conduisant ainsi à une matrice de transmission moyenne de la sonde « haute-impédance ».

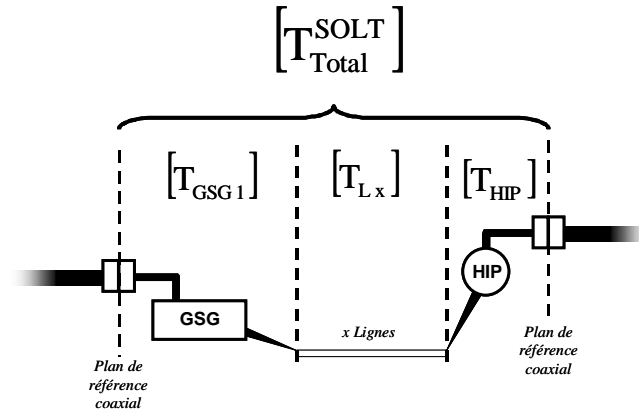


Fig. 18 - Caractérisation de la sonde HIP – Méthode améliorée.

La méthode de caractérisation de la sonde HIP est particulièrement lourde. Elle implique un étalonnage coaxial puis un étalonnage sous pointes afin de déduire les matrices des sondes GSG. Cet étalonnage sous pointes est conservé pour la mesure des lignes standards Lx , mais à nouveau on doit revenir au plan de référence coaxial afin de déduire les coefficients de la matrice $[T_{HIP}]$. Ce dernier changement de plan de référence peut être évité par un « de-embedding » supplémentaire. Ceci est expliqué dans le paragraphe suivant.

Méthode améliorée : étalonnage dans le plan des sondes (LRRM)

Cette méthode requière la connaissance des matrices $[T_{GSG1}]$, $[T_{GSG2}]$ et $[T_{Lx}]$. Après avoir mesuré les lignes standards (matrices $[T_{Lx}]$), la sonde GSG 2 est alors remplacée par la sonde HIP. Les lignes sont à nouveau mesurées (sans changer d'étalonnage ni de plan de référence qui est alors un plan de référence « virtuel » en ce qui concerne le port 2). Les mesures effectuées correspondent à l'écriture suivante :

$$[T_{Total}^{LRRM}] = [T_{GSG1}]^{-1} \cdot [T_{Total}^{SOLT}] \cdot [T_{GSG2}]^{-1}$$

On peut ainsi revenir à la matrice des mesures considérées dans les plans de référence coaxiaux telle que :

$$[T_{Total}^{SOLT}] = [T_{GSG1}][T_{Total}^{LRRM}][T_{GSG2}]$$

et ainsi appliquer la méthode améliorée précédente sans avoir préalablement fait un étalonnage dans les plans coaxiaux soit :

$$[T_{HIP}] = [[T_{GSG1}][T_{Lx}]]^{-1} \cdot [T_{Total}^{SOLT}]$$

Les méthodes qui viennent d'être présentées sont applicables avec un ARV ou un LSNA. Les potentialités supplémentaires du LSNA sont exploitées dans une méthode supplémentaire particulièrement facile à mettre en œuvre, et qui fait l'objet du prochain paragraphe.

Notons également qu'il existe un changement d'impédance entre les lignes standards et la sonde « haute-impédance ». Ce changement d'impédance est inclus dans la matrice transmission déduite de la sonde HIP. En conséquence, ce type d'étalonnage n'est valable que lorsque les lignes standards utilisées sont semblables aux lignes qui seront mesurées ultérieurement sur MMIC.

Méthode supplémentaire envisagée avec le LSNA

En utilisant le fait que le LSNA est capable de mesurer de façon absolue, aux accès d'un dispositif sous test, les pseudo-ondes (ou tensions et courants), l'étalonnage des sondes « haute-impédances » est extrêmement simplifié et ne nécessite aucune déconnexion sur le système de mesure.

Le principe est très simple. Il s'agit d'étalonner le LSNA sous pointes de façon conventionnelle (LRRM) puis de faire un « de-embedding »* afin de placer le plan de référence au niveau de la pointe de la sonde GSG correspondante au port 2. Cette procédure de « de-embedding » est disponible par défaut dans le module de calibration sous « Mathematica » mais requière les caractéristiques de la ligne (constante de propagation). La figure 19 illustre le « de-embedding ».

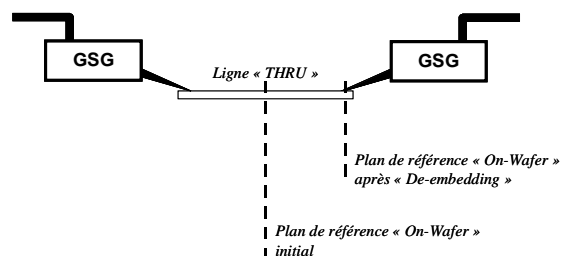


Fig. 19 - « De-embedding » réalisé lors de l'étalonnage sous pointe du LSNA

En conséquence de ce « De-embedding », les mesures corrigées du port 1 correspondent aux tension et courant existants dans le plan de la pointe du port 2.

Sans la moindre déconnexion du système de mesure, on écarte la sonde GSG connectée au port 2 de la ligne afin de placer la sonde HIP dans le plan de référence de l'étalonnage. Ceci est possible grâce à l'utilisation d'un « switch » dont le rôle est de basculer d'une mesure sous pointe GSG, à une mesure sous pointe HIP. La figure 20 illustre les connexions du LSNA rendant cette manipulation possible.

Une fois la sonde « haute-impédance » positionnée, on connaît parfaitement la tension qui lui est présentée, grâce à l'onde mesurée et corrigée issue du port 1.

* Ne pas faire de « de-embedding » avec une ligne « Thru » conduit à une erreur d'amplitude négligeable mais à une erreur de phase de l'ordre de $0,3^\circ$ par GHz. La ligne « Thru » présente un retard de 1 ps dans la bande DC-40 GHz.

L'idée consiste alors à corriger, en module et en phase, le signal mesuré en sortie du « Down-converter Box » correspondant au canal utilisé par la HIP de telle sorte qu'il corresponde à l'onde de tension vraie mesurée par le port 1.

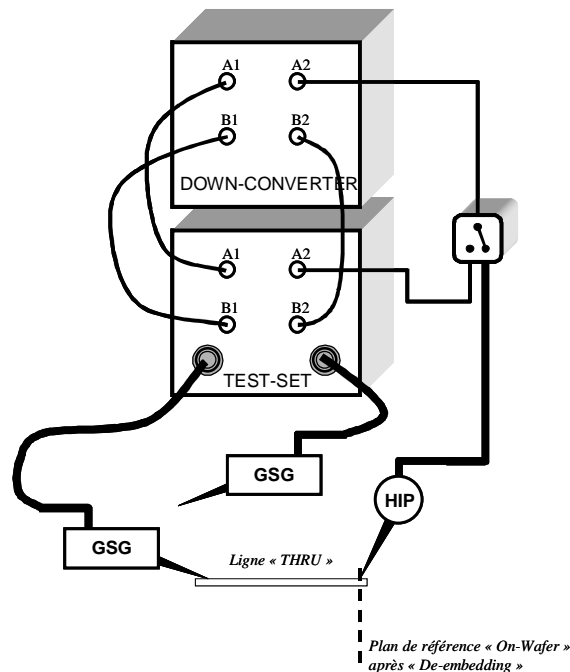


Fig. 20 - Etalonnage d'une sonde HIP avec le LSNA

Cette correction revient à trouver une fonction de transfert en tension :

$$\tilde{V}_{\text{HIP corrigée}}(f) = \tilde{V}_{\text{GSG étalonnée}}(f) = \tilde{K}(f) \cdot \tilde{V}_{\text{HIP direct}}(f)$$

Un étalonnage de type « Sweep-sin », consistant à injecter un signal CW séquentiellement pour différentes fréquences afin de caractériser la bande d'intérêt, peut être envisagé. On préférera cette méthode à un stimulus multiporteuse (générateur de référence) pour des raisons de dynamique lors des mesures déterminant la fonction de transfert.

En conclusion, cette nouvelle méthode nécessite un seul étalonnage classique « on-wafer » et un étalonnage de type « Sweep-sin ». Cette méthode semble donc plus attractive que les méthodes de « de-embedding » traditionnellement employée pour des analyseurs de réseau vectoriel.

De plus, si la sonde « haute-impédance » mesure effectivement une tension, cette méthode est plus rigoureuse. Mais la possibilité offerte de mesures sans contact de masse laisse un doute au sujet des quantités réelles que mesure les sondes HIP. Une ouverture de discussion sur ce que mesurent les sondes HIP sera présente en conclusion de rapport.

Par ailleurs, on peut constater que la configuration permet également un positionnement de la sonde HIP à un endroit quelconque sur la ligne (à condition d'avoir le « de-embedding adéquat »), permettant ainsi de conserver les 2 sondes GSG immobiles. Les résultats de différents étalonnages seront à comparer entre eux.

CARACTERISATION DES LIGNES DE PROPAGATIONS

Nous avons pu constater jusqu'à présent que la détermination des ondes de tension et de courant en un point localisé d'un circuit MMIC est une opération totalement réalisable. Cependant ces mesures nécessitent, une connaissance des paramètres essentiels des lignes sondées par les pointes « haute-impédances ». Ces paramètres sont, pour le mode de propagation considéré, la constante de propagation (γ) et l'impédance caractéristique (Z_0).

Une bonne méthode pour trouver les valeurs de ces paramètres, consiste à faire une simulation électro-magnétique sur des structures identiques à celles mesurées.

Une autre approche consiste à mesurer ces lignes afin d'en déduire les paramètres essentiels que sont γ et Z_0 .

Cette 3^{ème} et dernière partie du présent rapport traite donc des méthodes possibles conduisant à la caractérisation d'une ligne.

Une méthode simple basée sur la mesure des paramètres [S] de la structure est proposée, suite à quoi différentes méthodes présentées dans la littérature seront énumérées. Le sujet, très largement présent dans de très nombreuses publications, n'a semble t'il pas de solution simple et pratique à proposer. Les méthodes montrées dans ce chapitre ne constituent absolument pas une base exhaustive : l'étude bibliographique de cette thématique étant en cours au moment de la rédaction de ce rapport.

Formalisme théorique utilisé : la transformation d'impédance par matrices [T].

A nouveau, quelques notions élémentaires sont présentées afin de permettre une plus large compréhension dans la suite du chapitre. Il s'agit du formalisme des matrices [T] traduisant un changement d'impédance de référence. Cette matrice de transmission traduit physiquement la discontinuité dans l'expression de l'impédance de référence.

Ces notions ont été décrites par Marks et Williams dans [16]. Elles ont été démontrées en émettant **l'hypothèse que la tension V et le courant I sont CONTINUS à l'interface des 2 milieux.**

Définition de la matrice [Q^{nm}]

La matrice transfert de la transformation d'impédance utilise le formalisme des pseudo-ondes. Elle supporte donc des impédances de référence complexes. On rappelle que les pseudo-ondes sont des fonctions de l'impédance de référence. Considérons 2 milieux (guides coplanaires par exemple) en contact et d'impédances de référence respectives Z_{REF}^n et Z_{REF}^m . En considérant la continuité des courant et tension à l'interface, la relation entre les pseudo-ondes est, en correspondance avec la figure 21, la suivante :

$$\begin{pmatrix} a(Z_{REF}^n) \\ b(Z_{REF}^n) \end{pmatrix} = [Q^{nm}] \begin{pmatrix} a(Z_{REF}^m) \\ b(Z_{REF}^m) \end{pmatrix}$$

$[Q^{nm}]$ traduit le changement d'impédance de référence passant de Z_{REF}^n à Z_{REF}^m dans le sens de la transmission (cascade).

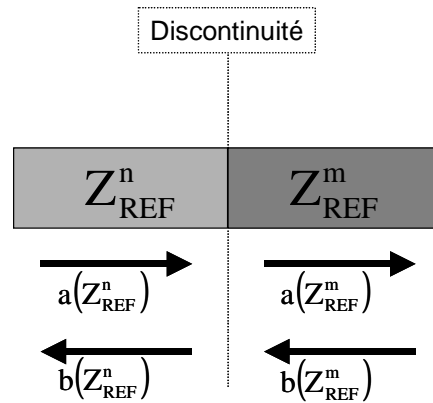


Fig. 21 - Illustration de la transformation d'impédance avec les pseudo-ondes a et b

L'expression matricielle de $[Q^{nm}]$ est :

$$[Q^{nm}] = \sqrt{\frac{1 - j \frac{\Im\{Z_{REF}^m\}}{\Re\{Z_{REF}^m\}}}{1 - j \frac{\Im\{Z_{REF}^n\}}{\Re\{Z_{REF}^n\}}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \Gamma_{nm}^2}} \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_{nm} \\ \Gamma_{nm} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \Gamma_{nm} = \frac{Z_{REF}^m - Z_{REF}^n}{Z_{REF}^m + Z_{REF}^n}$$

Propriétés

De l'expression précédente, on peut la relation liants les coefficients de réflexion en pseudo-ondes :

$$\Gamma(Z_{REF}^n) = \frac{\Gamma_{nm} + \Gamma(Z_{REF}^m)}{1 + \Gamma_{nm} \cdot \Gamma(Z_{REF}^m)}$$

On peut alors signaler quelques propriétés intéressantes entre les coefficients de réflexions présentés respectivement en Z_{REF}^m et Z_{REF}^n :

$$\begin{aligned} \text{si } \Gamma(Z_{REF}^m) &= 0, \text{ alors } \Gamma(Z_{REF}^n) = \Gamma_{nm} ; \\ \text{si } \Gamma(Z_{REF}^m) &= -\Gamma_{nm}, \text{ alors } \Gamma(Z_{REF}^n) = 0 ; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{si } \Gamma(Z_{\text{REF}}^m) = +1, \text{ alors } \Gamma(Z_{\text{REF}}^n) = +1 ; \\ \text{si } \Gamma(Z_{\text{REF}}^m) = -1, \text{ alors } \Gamma(Z_{\text{REF}}^n) = -1 . \end{aligned}$$

Il apparaît que les transformations d'impédance n'ont aucune influence sur les court-circuit et circuit ouvert.

Par ailleurs, notons que :

$$[Q^{nm}][Q^{mp}] = [Q^{np}] \quad ; \quad [Q^{nm}] = I \text{ (matrice identité)} \quad ; \quad [Q^{nm}]^{-1} = [Q^{mn}]$$

Cas particulier utile

Considérons un quadripôle dont la matrice $[T]$ est parfaitement connue lorsque l'impédance de référence est Z_{REF}^m . Cette matrice est notée $[T^{mm}]$. Quelle est la matrice $[T]$ de ce même quadripôle obtenue par une mesure avec un appareil utilisant une autre impédance de référence Z_{REF}^p ?

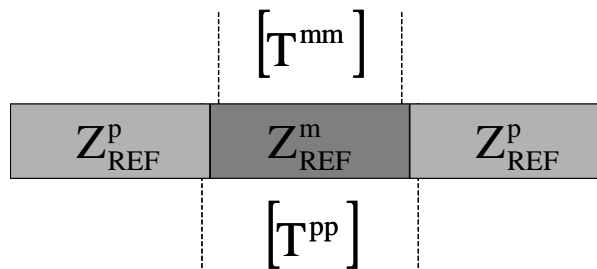


Fig. 22 - Présentation du problème : changement d'impédance de référence – influence sur la matrice $[T]$ du quadripôle.

En utilisant le formalisme des matrices de transformation d'impédance cascadable, la réponse est élémentaire :

$$[T^{pp}] = [Q^{pm}][T^{mm}][Q^{mp}] = \frac{1}{1 - \Gamma_{pm}^2} \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_{pm} \\ \Gamma_{pm} & 1 \end{bmatrix} [T^{mm}] \begin{bmatrix} 1 & -\Gamma_{pm} \\ -\Gamma_{pm} & 1 \end{bmatrix}$$

C'est grâce à cette relation que nous allons tenter de déterminer l'impédance caractéristique et la constante de propagation d'une ligne à partir des mesures de ses paramètres $[S]$.

Caractériser une ligne par sa matrice $[S]$

Les paramètres $[S]$ d'une ligne doivent théoriquement s'exprimer en fonction de son impédance caractéristique et de sa constante de propagation. Bien qu'une ligne soit réciproque ($S_{11}=S_{22}$ et $S_{12}=S_{21}$), on doit aboutir pour chaque fréquence à un système de 2 équations complexes (module et phase du paramètre $[S]$) à 2 inconnues complexes (l'impédance caractéristique pas forcément réelle et $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$). Les mesures de paramètres $[S]$ se faisant dans un environnement $Z_0=50\Omega$, on peut se demander quelle est la matrice $[S]^{(50\Omega)}$ (référéncée par rapport à 50 ohms) d'une ligne quelconque (γ, Z_c).

Pour répondre à cette question, considérons une ligne quelconque de constante de propagation γ , et d'impédance caractéristique Z_c . La matrice [T] de cette ligne référencée par rapport à sa propre impédance caractéristique Z_c s'écrit :

$$\mathbf{T}_{\text{ligne}}^{(Z_c)} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma.l} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma.l} \end{bmatrix}.$$

Son expression dans un environnement référence par rapport à une impédance Z_0 (classiquement 50Ω) s'écrit :

$$\mathbf{T}_{\text{ligne}}^{(Z_0)} = [\mathbf{Q}_{oc}] \begin{bmatrix} e^{-\gamma.l} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma.l} \end{bmatrix} [\mathbf{Q}^{co}];$$

soit :

$$\mathbf{T}_{\text{ligne}}^{(Z_0)} = \frac{e^{+\gamma.l}}{1 - \Gamma_{oc}^2} \begin{bmatrix} e^{-2\gamma.l} - \Gamma_{oc}^2 & (1 - e^{-2\gamma.l})\Gamma_{oc} \\ (e^{-2\gamma.l} - 1)\Gamma_{oc} & 1 - e^{-2\gamma.l}\Gamma_{oc}^2 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \Gamma_{oc} = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}$$

Cette expression, utilisée pour les étalonnages [27] peut être trouvée par transformations multiples entre matrice [Z] et [S] assez fastidieuse. L'utilisation des matrices trans-impédance en est donc d'autant plus justifiée.

La matrice [S] qui lui est associée, correspond à une mesure d'une ligne arbitraire (γ, Z_c) fournie par un appareil dont les ports sont des lignes d'impédance caractéristique Z_0 .

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} \frac{(e^{2\gamma.l} - 1)\Gamma_{oc}}{e^{2\gamma.l} - \Gamma_{oc}^2} & \frac{e^{\gamma.l}(1 - \Gamma_{oc}^2)}{e^{2\gamma.l} - \Gamma_{oc}^2} \\ \frac{e^{\gamma.l}(1 - \Gamma_{oc}^2)}{e^{2\gamma.l} - \Gamma_{oc}^2} & \frac{(e^{2\gamma.l} - 1)\Gamma_{oc}}{e^{2\gamma.l} - \Gamma_{oc}^2} \end{bmatrix}$$

La matrice étant symétrique, on ne considère que les termes S_{11} et S_{21} afin de déduire les expressions complexes Z_c et γ . La résolution du système nous amène à 2 couples de solutions possibles:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_c = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \\ e^{\gamma.l} = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2 + \sqrt{(1 - S_{11}^2 + S_{21}^2)^2 - 4.S_{21}^2}}{2.S_{21}} \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} Z_c = -Z_0 \cdot \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \\ e^{\gamma.l} = -\frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2 + \sqrt{(1 - S_{11}^2 + S_{21}^2)^2 - 4.S_{21}^2}}{2.S_{21}} \end{array} \right.$$

Le bon couple de solution peut s'obtenir facilement en calculant numériquement les valeurs de Z_c et en éliminant celle dont la partie réelle est négative (pas d'interprétation physique).

Le couple de valeur étant défini, γ admet toujours plusieurs solutions. Son calcul fait intervenir un logarithme népérien d'un nombre complexe, ce qui conduit à une infinité de solutions*.

* Soit $z = A.e^{j.\varphi}$, alors $\ln(z) = \ln(A) + j.[\varphi + 2.k.\pi]$

Cette méthode permet de trouver les caractéristiques d'une ligne arbitraire de façon fort simple. On retrouve des expressions similaires de Z_c [17] ou de γ [26] dans une littérature s'efforçant de trouver des méthodes de caractérisation plus précises.

D'une façon générale, la détermination de l'impédance caractéristique est faite en résonnant sur le modèle électrique équivalent par unité de longueur classiquement utilisé par la théorie des lignes de propagation. Ce modèle, rappelé figure 23, est à l'origine des équations des télégraphistes et conduit aux relations fondamentales définissant la constante de propagation γ et l'impédance caractéristique Z_0 telles que [16] :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

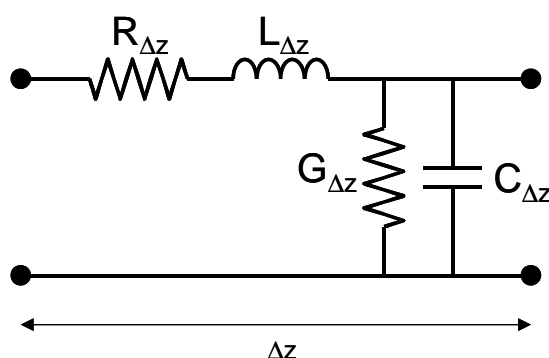


Fig. 23 - Modèle électrique d'une ligne

Méthodologiquement, il est nécessaire de connaître la constante de propagation γ d'une ligne afin d'en déduire son impédance caractéristique. Nous proposons par la suite différentes méthodes pour déterminer la constante de propagation, et enfin l'impédance caractéristique.

Détermination de la constante de propagation γ

La caractérisation de la constante de propagation sera présentée suivant plusieurs méthodes :

- par « de-embedding » suivant un formalisme en paramètres [S] analogue aux calculs qui ont été faits précédemment ;
- par procédure multi-ligne tel qu'il est utilisé dans l'étalonnage TRL multi-ligne (MTRL).

Une caractérisation précise de la constante de propagation d'une ligne arbitraire est indispensable pour pouvoir évaluer l'impédance caractéristique de la même ligne.

Formalisme par paramètres [S]

D.C. DeGroot propose dans [26] différentes méthodes issues de la mesure de paramètres [S] d'une ligne pour en déduire la constante de propagation γ . Ces méthodes sont comparées à

la méthode conventionnellement utilisée par le NIST : le multi-line. Il apparaît que la désadaptation entre l'appareil de mesure et la ligne produit une erreur systématique sur les résultats obtenus pour γ lorsqu'on applique les méthodes par paramètres [S].

D.C. DeGroot considère la structure simple (une ligne mesurée avec 2 pointes classiques GSG) illustré par le schéma équivalent figure 24. Il utilise la relation suivante :

$$e^{-\gamma.L} = S_{21} \cdot \frac{1 - r_{22} \cdot e^{-2\gamma.L}}{t_{21}} \quad \text{où } r_{22} = A_{22} B_{22} \text{ et } t_{21} = A_{21} B_{12}.$$

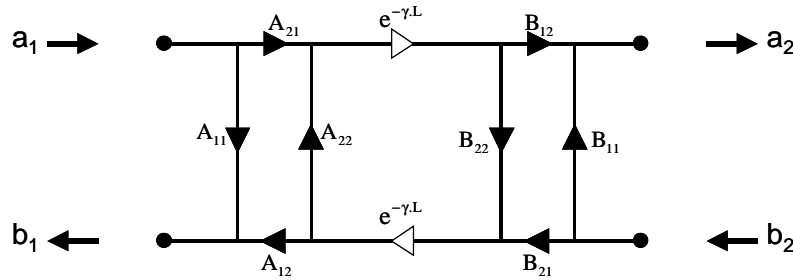


Fig. 24 - Modèles d'erreur entre les ondes mesurées et la ligne

Les termes A_{ij} et B_{ij} sont des boîtes d'erreur qui caractérisent non seulement le changement d'impédance mais aussi les contacts de pointes (ou connecteurs si on considère une ligne connectorisée) non-idéaux. Le modèle d'erreur est bien plus général qu'une simple matrice trans-impédance. Il apparaît que cette formulation est analogue aux résultats obtenus dans le paragraphe sur la caractérisation d'une ligne en paramètre [S] lorsque les quadripôles A et B sont sans pertes. En effet dans ce cas, il vient :

- $B_{22} = A_{22} = \Gamma_{co}$ d'où $A_{22} \cdot B_{22} = \Gamma_{oc}^2$;
- $B_{11} = A_{11} = \Gamma_{oc}$ d'où $\begin{cases} A_{21} = (1 - A_{11}) = (1 - \Gamma_{oc}) \\ B_{12} = (1 - B_{22}) = (1 - \Gamma_{co}) = (1 + \Gamma_{oc}) \end{cases}$;

et donc les expressions du S_{21} sont similaires :

$$S_{21} = \frac{e^{-\gamma.L} \cdot t_{21}}{1 - r_{22} \cdot e^{-2\gamma.L}} = \frac{e^{-\gamma.L} \cdot (A_{21} \cdot B_{12})}{1 - A_{22} \cdot B_{22} \cdot e^{-2\gamma.L}} = \frac{e^{-\gamma.L} \cdot (1 - \Gamma_{oc}^2)}{1 - \Gamma_{oc}^2 \cdot e^{-2\gamma.L}}$$

En ce qui concerne la détermination de la constante de propagation γ , 3 possibilités sont à partir de l'expression de D.C. DeGroot :

- Disposer d'un système de mesure calibré, respectant les conditions d'adaptation entre l'appareil de mesure et la ligne (i.e $Z_{REF} = Z_c$: comme pour les pseudo-ondes) et disposer de contacts idéaux. Alors r_{22} tend vers 0 et t_{11} vers 1. La constante de propagation est directement déductible du S_{21} mesuré.
- Faire un rapport entre 2 résultats de mesures réalisées avec des lignes de différentes longueurs. Cela permet d'éliminer le terme d'erreur en transmission t_{21} et ne nécessite que le terme d'erreur en réflexion r_{22} . Cette expression est donc mesurable avec un système non-étalonné. On a ainsi :

$$e^{-\gamma.\Delta L} = \frac{S_{21}^{L_2}}{S_{21}^{L_1}} \cdot \frac{1 - r_{22} \cdot e^{-2\gamma.L_2}}{1 - r_{22} \cdot e^{-2\gamma.L_1}} \quad \text{avec } \Delta L = L_2 - L_1$$

- Faire un rapport entre 2 résultats avec un système étalonné. On connaît alors le terme d'erreur en réflexion (r_{22}), et on peut en déduire γ .

Les résultats obtenus sont comparés avec la détermination de γ par multi-line. Les mesures ont été faites sur 2 lignes AsGa d'environ 50 et 70 ohms. Même si les résultats obtenus par multi-line sont bien meilleurs, la détermination de γ par une mesure en [S] reste une bonne approximation au-delà de 2 GHz.

Formalisme par lignes multiples (MTRL)

La détermination de la constante de propagation grâce à des lignes de caractéristiques identiques mais de longueurs différentes est la première étape de l'étalonnage MTRL [7]. Cette méthode ne nécessite pas l'usage d'un appareil de mesure étalonné, on peut donc raisonner avec des formes d'ondes non-corrigées [23].

La détermination de γ est complètement indépendante de Z_{REF} (impédance de référence de l'appareil de mesure) et de Z_c (impédance caractéristique de la ligne mesurée).

Le formalisme est expliqué, par mesure de simplification, en ne considérant que 2 lignes.

Considérons 2 lignes, i et j, strictement identiques hormis leurs longueurs (avec $l_j > l_i$).

Ces lignes sont mesurées avec un appareil (type ARV) non-étalonné. En convertissant les mesures en matrices [T], on a :

$$\begin{cases} M^i = X.T^i.Y \\ M^j = X.T^j.Y \end{cases} \text{ avec } T^i = \begin{bmatrix} e^{-\gamma.l_i} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma.l_i} \end{bmatrix} \text{ et } T^j = \begin{bmatrix} e^{-\gamma.l_j} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma.l_j} \end{bmatrix}$$

Les matrices X et Y correspondent aux matrices d'erreurs de l'appareil de mesure. Ces matrices sont inconnues car l'appareil n'est pas calibré. Les matrices M sont les mesures non corrigées des lignes i et j.

On pose les formulations suivantes afin de faire apparaître une longueur différentielle de ligne ($l_j - l_i$) :

$$T^{ij} = T^j.[T^i]^{-1} \text{ et } M^{ij} = M^j.[M^i]^{-1}$$

Il apparaît, en calculant M^{ij} , l'égalité suivante :

$$M^{ij}.X = X.T^{ij}$$

Bien que les matrices M^{ij} et T^{ij} soient différents, elles ont, d'après l'égalité ci-dessus, les mêmes valeurs propres. De plus il se trouve que T^{ij} est une matrice diagonale. Ses composantes sont donc ses valeurs propres.

$$T^{ij} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma(l_j - l_i)} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma(l_j - l_i)} \end{bmatrix} \text{ d'où les valeurs propres } \lambda_1^T = e^{\gamma(l_j - l_i)} \text{ et } \lambda_2^T = e^{-\gamma(l_j - l_i)}$$

On a alors 2 solutions possibles pour γ :

$$\gamma_1 = \frac{\ln(\lambda_1^T)}{(l_j - l_i)} \text{ et } \gamma_2 = \frac{\ln\left(\frac{1}{\lambda_2^T}\right)}{(l_j - l_i)}$$

La solution utilisée est la moyenne arithmétique des solutions précédentes, soit :

$$\gamma = \frac{\ln(\lambda^{ij})}{(l_j - l_i)} \text{ avec } \lambda^{ij} = \frac{1}{2} \left[\lambda_1^T + \frac{1}{\lambda_2^T} \right]$$

Comme nous l'avons dit, les valeurs propres de la matrice M^{ij} sont celles de T^{ij} . Ces valeurs sont analytiquement les suivantes :

$$\lambda_{1,2}^M = \frac{(M_{11}^{ij} + M_{22}^{ij}) \pm \sqrt{(M_{11}^{ij} + M_{22}^{ij})^2 + 4.M_{12}^{ij}.M_{21}^{ij}}}{2}$$

Il demeure néanmoins une incertitude de taille : on ne sait pas si λ_1^T (et donc λ_2^T) correspond à λ_1^M ou à λ_2^M .

Pour résoudre cette incertitude, il faut calculer les deux γ possibles et prendre la solution la plus probable.

Si, par exemple, une des solutions présente une partie réelle (α) négative, elle peut être écartée car non physique. Mais que choisir lorsqu'on hésite entre 2 valeurs physiquement possibles ?

L'article [24] de D.C. DeGroot répond à la question en révélant l'étalonnage du NIST. En démarrant un étalonnage MTRL, l'utilisateur est prié de rentrer une estimation de la constante diélectrique effective des lignes utilisées ($\epsilon_{r\text{eff}}$) à 1 GHz.

Suite au calcul des valeurs propres, c'est la solution la plus proche de l'estimation qui sera conservée.

Conclusion

Plusieurs méthodes pour la détermination de la constante de propagation d'une ligne arbitraire ont été présentées. La méthode, basée sur la mesure de la matrice [S] d'une ligne avec un appareil étalonné est facile à mettre en place et ne nécessite qu'une seule ligne, mais semble fournir des résultats moins performants que la caractérisation utilisée dans le MTRL (qui requière un minimum de 2 lignes).

Néanmoins, des expérimentations de chacune de ces méthodes sont envisagées sur le kit d'étalonnage « multi-line » PCB (connectorisé) d'Agilent NMDG, ainsi que sur des lignes de transmissions connectorisées fournies par l'IRCOM. En ce qui concerne les lignes envoyées par l'IRCOM, compte tenu qu'elles ont la même longueur, on comparera la méthode des paramètres [S] à un « multi-line » fait avec une seule ligne (i.e. $l_1=0$ et $l_2=L$).

Détermination de l'impédance caractéristique Z_0

Afin de pouvoir fournir les ondes de tension et de courants circulants au cœur d'un MMIC, il est nécessaire d'avoir la constante de propagation mais également l'impédance caractéristique de la ligne sondée. L'impédance caractéristique est généralement déduite des relations la liant à la constante de propagation. Cette dernière étant supposée connue, nous introduiront quelles méthodes de caractérisation de l'impédance caractéristique.

Formalisme par paramètres [S]

En raisonnant à partir des paramètres [S] d'une ligne d'impédance caractéristique Z_0 mesurés au moyen d'un appareil d'impédance caractéristique Z_{REF} :

$$Z_0 = Z_{REF} \cdot \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}}$$

Les résultats obtenus par cette formulation ont été comparés une autre méthode (toujours sur les bases d'un étalonnage MTRL) par Williams et Marks [17]. La relation obtenue par paramètre [S] apparaît comme une approximation incertaine, car les discontinuités qui existent au niveau des connexions de la ligne à caractériser ne peuvent pas être décrites par un simple changement d'impédance. C'est pourquoi, des méthodes plus rigoureuses, associé au circuit équivalent d'une ligne (figure 23) ont été développée pour déterminer Z_0 .

Les principales relations amenant à la détermination de Z_0 à partir de la connaissance de γ sont [13] [14] [17] :

$$\begin{cases} j.\omega.C + G = \frac{\gamma}{Z_0} \\ j.\omega.L + R = \gamma.Z_0 \end{cases}$$

Hypothèse d'une ligne à faibles pertes (substrat GaAs)

Trouver Z_0 :

Une première méthode [13] consiste à émettre quelques hypothèses restrictives à partir des équations écrites ci-dessus. Il apparaît que pour des lignes à faibles pertes et dispersions (cas des substrats GaAs), on peut négliger la conductance par unité de longueur ($G \cong 0$) et la capacitance ne dépend pas de la fréquence ($\frac{\partial C}{\partial f} = 0$ d'où $C = C_0 = \text{constante}$). On peut alors

déterminer très simplement l'impédance caractéristique grâce à la relation : $j.\omega.C + G = \frac{\gamma}{Z_0}$.

L'autre relation, faisant intervenir les termes de résistance et d'inductance par unité de longueur ($j.\omega.L + R = \gamma.Z_0$) n'est pas utilisable pour la détermination de Z_0 car R et L dépendent très fortement de la fréquence. Par contre elle permet d'établir le modèle électrique de la ligne mesurée.

Les hypothèses utilisées pour la détermination de Z_0 sont celles de la procédure d'étalonnage MTRL pour déduite l'impédance des lignes étalon en GaAs.

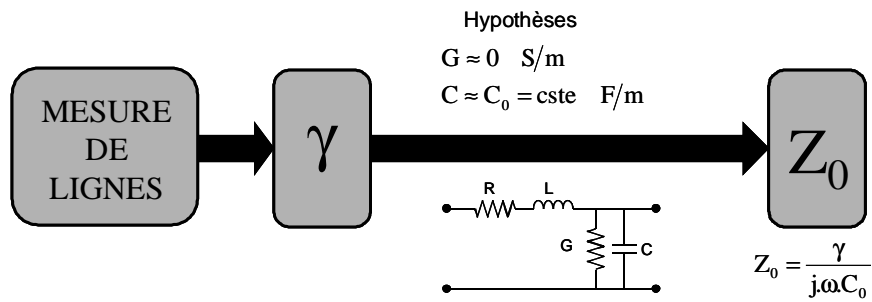


Fig. 25 - Hypothèses et principe de la caractérisation des lignes par MTRL

Trouver C_0 :

Il faut donc pouvoir mesurer la capacitance linéique afin de déduire Z_0 .

Cette mesure est possible sur des lignes très grandes avec un capacimètre conventionnel. La capacitance linéique étant alors la valeur mesurée divisée par la longueur de la ligne. Cette procédure est employée sur le kit d'étalonnage multiligne en PCB connectorisé d'Agilent NMDG (la ligne de plus grande taille fait près de 10 cm !!!) mais n'est pas réalisable « on-wafer » : compte tenu des longueurs de lignes, un capacimètre conventionnel resterais dans l'incertitude.

Williams et Marks [14] proposent 2 solutions pour déterminer C_0 .

La première solution repose sur le fait que $RC + LG = \Re\left\{\frac{\gamma^2}{j\omega}\right\}$ et que $RC \ll LG$ (puisque G est négligeable). En émettant alors l'hypothèse que R est à peu près la résistance linéique mesurable en DC, on peut établir que $C \approx \frac{1}{R_{DC}} \cdot \Re\left\{\frac{\gamma^2}{j\omega}\right\}$. Il faut faire attention à cette formulation : l'hypothèse d'une résistance linéique semblable à celle présentée au continu est une approximation utilisable qu'en basse fréquence car elle conduit à une dépendance fréquentielle de C . De plus, la relation $\frac{\partial R}{\partial f} = 0$ s'est avérée expérimentalement fausse, même à très basse fréquence.

Il faut ajouter à cela que le LSNA ne peut pas mesurer de fréquence inférieure à 600 MHz (minimum possible pour le fondamental). S'il permet la mesure de γ pour une fréquence de 600 MHz, l'emploi de la méthode décrite ici est possible par l'emploi d'une hypothèse contredite par [14] : $R_{DC} \approx R_{600 \text{ MHz}}$.

La seconde solution est plus complexe à mettre en œuvre, elle nécessite de placer dans la ligne, une résistance localisé parfaitement connue. Par mesure du coefficient de réflexion de cette ligne transformée, on peut déduire C .

Les relations décrites ici sont valables pour l'hypothèse de ligne à faibles pertes et dispersions. Ces techniques sont inutilisables pour des substrats en silicium, par exemple, où le formalisme par mesures de paramètres [S] est longtemps resté la seule alternative.

Lignes à pertes (substrat Si)

Des techniques de caractérisation de lignes présentant des pertes sont référencées dans la littérature. Les principes utilisés (assez complexes) vont être présentés très sommairement. Ces méthodes considèrent une dépendance fréquentielle de C et une prise en compte de G , dépendant de la fréquence également.

Une première technique a été présentée par Williams et Marks [17]. Elles consistent à disposer de 2 kits d'étalonnage MTRL : un parfaitement connu (Z_0) et l'autre d'impédance caractéristique inconnue. Deux étalonnages sont alors fait. Suite chaque étalonnage réalisé avec un kit, on mesure les lignes de l'autre kit d'étalonnage. On dispose alors de suffisamment d'information pour connaître les caractéristiques du kit inconnu. Le procédé utilisé analyse les matrices d'erreurs générées par les étalonnages et les compare entre elles. Des résultats significatifs de cette méthode ont été présentés dans [20].

Une autre technique, présenté par T.M. Winkel et Al. [25] consiste à élaborer un modèle circuit très précis des contacts de pointes (ou connecteurs) et de soustraire les parasites ainsi modélisés aux mesures. Cette procédure nécessite de nombreuses supplémentaires à la première méthode.

Les deux méthodes offrent des résultats similaires [21] et dévoilent le manque de précision de la méthode « simpliste » fondée autour de la mesures de paramètres $[S]$ de la ligne mesurée.

Lignes Multi-modes

Enfin, il existe des travaux sur des modèles multi-mode des lignes de propagation [18] [19]. Cette hypothèse ne répond plus au principe de mesure avec les sondes « haute-impédante » qui supposent que l'on soit dans un mono-mode transverse quasi-TEM.

CONCLUSION

Le principe de mesure de formes d'ondes temporelles au moyen de sondes « haute-impédance » couplées au système LSNA d'Agilent NMDG a été présenté. Une configuration spécifique du LSNA avec des « switch » supplémentaire s'impose comme une configuration particulièrement versatile tant pour les mesures que pour l'étalonnage des sondes HIP. Les dispositions du LSNA à mesurer des formes d'ondes absolues ont permis d'imaginer un formalisme d'étalonnage des sondes bien plus simple à mettre en place que les méthodes conventionnelles de « de-embedding ».

Le principe de déduction des formes d'ondes incidente et réfléchi en un point d'un circuit MMIC à partir de 2 mesures séquentielles de la tension sur les lignes sondées a été détaillé. Ce principe nécessite la connaissance des caractéristiques principales de la ligne sondée. Ces caractéristiques peuvent être obtenues par simulation électro-magnétique de la structure. Elles peuvent néanmoins être caractérisées, à condition que le fondeur mette des lignes équivalentes à disposition de façon indépendante du MMIC.

La grande interrogation qui persiste en cette fin de rapport est la nature des quantités mesurées par la sonde « haute-impédance ». A priori, cette sonde se présente comme une sonde traditionnelle d'oscilloscope basse fréquence : elle mesurerait une tension. Cependant, la connexion à un plan de masse n'est pas nécessaire. Ce n'est donc pas une tension qui est mesurée mais une charge (auquel cas, la soit disant tension obtenue en sortie de sonde dépend de l'impédance caractéristique de la ligne sondée) ou encore une partie du champ électrique. S'il s'agit d'une mesure du champ électrique, on peut alors s'interroger sur la nécessité d'un contact perturbateur sur la ligne sondée [36]. Il sera donc fortement intéressant de mesurer des formes d'ondes sur de simple ligne, présentant des impédances caractéristiques différentes, afin de constater la fiabilité des mesures et de l'étalonnage présenté dans ce rapport.

Enfin, la mesure avec les sondes « haute-impédances » implique que les signaux ne se propagent que suivant un seul mode transverse. Si cette condition n'est pas vraie, on ne peut pas mesurer le véritable champ électrique avec ce type d'appareil. La seule alternative serait alors des systèmes électro-optique [37] particulièrement coûteux, complexe et encombrants.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C.J.Weï, Y.A. Tkachenko and J.C.M.Hwang, “Non-invasive waveform probing for nonlinear network analysis”, IEEE MTT-S Digest 1993
- [2] C.J. Wei, Y.A. Tkachenko, J.C.M. Hwang, K.R. Smith and A.H. Peake, « Internal-Node Waveform Analysis of MMIC Power Amplifier”, IEEE Trans. On MTT, vol.43, n°12, dec 1995, pp. 3037-3042
- [3] C.J. Wei, Y.E. Lan, J.C.M. Wang, W-J. Ho, and J.A. Higgins, “Waveform-Based Modeling and Characterization of Microwave Power Heterojonction Bipolar Transistors”, IEEE Trans. On MTT, vol.43, n°12, dec 1995.
- [4] U. Arz, H.C. Reader, P. Kabos, and D.F. Williams, "Wideband frequency-domain characterization of high impedance probes", 58th ARFTG Conference Digest, San Diego, CA, USA, November 2001
- [5] P. Kabos, H.C. Reader, U. Arz, and D.F. Williams, “Calibrated Waveform Measurement with High Impedance Probes”, Article du NIST, periodique à paraitre, 2002 ou 2003.
www.boulder.nist.gov/div813/rfelec/micro/dylan/papers/WaveformMeasurementsMTT.pdf
- [6] R.F. Bauer and P. Penfield, “De-embedding and Unterminating”, IEEE Trans. On MTT, vol. 22, n°3, pp.282-288, March 1974
- [7] R.B. Marks, “A Multiline Method of Network Analyser Calibration”, IEEE Trans. On MTT, vol.39, no 7, pp.1205-1215, July 1991
- [8] D.A. Frickey, “Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances”, .IEEE Trans. On MTT, vol.42, no 2, Feb 1994, pp.205-211.
- [9] R.B. Marks and D.F. Williams, “Comments on “Conversions Between S,Z,Y,h,ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances” ”, IEEE Trans. On MTT, vol.43, no 4, April 1995, pp. 914-915.
- [10] W. Van Moer, “Development of New Measuring and Modelling Techniques for RFICs and their Nonlinear Behaviour”, PhD Thesis, Vije Universiteit Brussel, Juni 2001
- [11] D. Barataud, “Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel des transistors de puissance radiofréquences et microondes”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, n°42-98, Octobre 1998.

- [12] CASCADE Microtech, “A Guide to Better Vector Network Analyser Calibrations for Probe-Tip Measurement”, Technical Brief, TECHBRIEF4-0694, 1994.
- [13] R.B. Marks, D.F. Williams, “Characteristic Impedance Determination Using Propagation Constant Measurement”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 1, n°6, June 1991, pp. 141-143.
- [14] D.F. Williams, R.B. Marks, “Transmission Line Capacitance Measurement”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 1, pp.243-245, September 1991.
- [15] K. Kurokawa, “Power Waves and the Scattering Matrix”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 194-202, March 1965.
- [16] R.B. Marks, D.F. Williams, “A General Waveguide Theory”, Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology, vol. 97, n°5, pp. 533-562, September-October 1992.
- [17] D.F. Williams, R.B. Marks, “Accurate Transmission Line Characterization”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 3, n° 8, August 1993, pp 247-249.
- [18] D.F. Williams, “Multiconductor Transmission Line Characterization”, IEEE Trans. Comp. Pack. and Manuf. Techno. – Part B, vol. 20, n° 2, pp. 129-132, May 1997.
- [19] D.F. Williams, L.A. Hayden, R.B. Marks, “A Complete Multimode Equivalent-Circuit Theory for Electrical Design”, Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology, vol. 102, Number 4, July-August 1997.
- [20] D.F. Williams, R.B. Marks, “On-Wafer Impedance Measurement on Lossy Substrates”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 4, n° 6, June 1994, pp. 175-176.
- [21] D.F. Williams, U. Arz, H. Grabinsky, “Accurate Characteristic Impedance Measurement on Silicon”, 1998
- [22] D.F. Williams, P.D. Hale, T.S. Clement, J.M. Morgan, “Mismatch corrections for Electro-Optic Sampling Systems”,
- [23] M. D. Janezic, J.A. Jargon, “Complex Permittivity Determination from Propagation Constant Measurements”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, n° 2, February 1999, pp. 76-78.
- [24] D.C. DeGroot, J.A. Jargon, R.B. Marks, “Multiline Revealed”, à paraître 2002 ou 2003.
- [25] T.M. Winkel, L.S. Dutta, H. Grabinsky, E. Grotelüschen, “Determination of the Propagation Constant of Coupled Lines on Chips Based on High Frequency Measurements”, IEEE Multi-Chip Module Conference, pp. 99-104, February 1996.
- [26] D.C. DeGroot, D.K. Walker, R.B. Marks, “Impedance Mismatch effects on Propagation Constant Measurements”, 7th IEEE EPEP Conference Digest, pp. 141-143, Napa, CA, October 28-30, 1996.

- [27] H.F. Eul, B. Schiek, “A Generalized Theory and New Calibration Procedure for Network Analyser Self Calibration”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 39, n°4, April 1991.
- [28] 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”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, n°15-2002, Avril 2002.
- [29] J. Verspecht, K. Rush, “Individual Characterization of Broadband Sampling Oscilloscopes with a Nose-to-Nose Calibration Procedure”, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 43, n° 2, pp.347-354, April 1994.
- [30] C.M. Wang, P.D. Hale, K.J. Coakley, “Least-Squares Estimation of Time-Base Distortion of Sampling Oscilloscopes”, IEEE Trans. Instr. and Meas., vol. 48, 1999, pp. 1324-1332.
- [31] Agilent Technologies, “HP 71500A – Microwave Transition Analyser”
- [32] J. Verspecht, “Everything you’ve always wanted to know about « Hot-S₂₂ » (but were afraid to ask)”, Introducing New Concepts in Nonlinear Network Design, Workshop at the International Microwave Symposium 2002, Seattle, Washington, June 2002.
- [33] A. Geens, “Measurement and Modelling of the Noise Behavior of High-Frequency Nonlinear Active Systems”, PhD Thesis, Vrije Universiteit Brussel, Mei 2002
- [34] J.P. Teyssier, S. Augaudy, D. Barataud, J.M. Nébus, R. Quéré, “Large-signal time domain characterization of microwave transistors under RF pulsed conditions”, ARFTG Spring 2001 Digest, 25 may 2001, Phoenix, AZ, pp.45-48
- [35] J. Verspecht, P. Debie, A. Barel, L. Martens, “Accurate on wafer measurement of phase and amplitude of the spectral components of incident and scattered voltage waves at the signal ports of a non-linear microwave device”, Conference record of the IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium 1995, Orlando, Florida, USA, pp. 1029-1032, May 1995.
- [36] J. Stenarson, K. Yhland, C. Wingqvist, “An In-Circuit Noncontacting Measurement Method for S-Parameters and Power in Planar Circuits”, IEEE Trans. On MTT, vol. 49, no. 12, December 2001, pp. 2567-2572.
- [37] R.M. Reano, J.F. Whitaker, L.P.B. Katehi, “Field-Tunable Probe for Combined Electric and Magnetic Field Measurements”, IEEE MTT-S Digest, 2002, pp.1513-1516.