

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE des Sciences

Année : 2006

Thèse N°79-2006

## Thèse

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

**Discipline** : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

**Spécialité** : Télécommunications

Présentée et soutenue par

**Mohammed EL YAAGOUBI**

Le 21 Décembre 2006

***Contribution à la caractérisation temporelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires. Application à des signaux de type multiporteuse large bande***

Thèse dirigée par Jean Michel NEBUS, Denis BARATAUD et Guillaume NEVEUX

### JURY :

Monsieur	Raymond QUERE	Professeur à l'Université de Limoges	Président
Monsieur	Laurent ESCOTTE	Professeur à l'Université de Toulouse	Rapporteur
Monsieur	Bernard HUYART	Professeur à l'ENST Paris	Rapporteur
Monsieur	Denis BARATAUD	Maître de Conférences à l'Université de Limoges	Examineur
Monsieur	Francis BRASSEAU	Ingénieur à Alcatel Alenia Space - Toulouse	Examineur
Monsieur	Francis GIZARD	Ingénieur au CNES - Toulouse	Examineur
Monsieur	Jean-Michel NEBUS	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
Monsieur	Guillaume NEVEUX	Maître de Conférences à l'Université de Limoges	Invité
Monsieur	Jean-Pierre TEYSSIER	Maître de Conférences à l'Université de Limoges	Invité



**A la mémoire de mon père**



## Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein de l'institut de recherche XLIM C2S2 et a pu être mené à bien grâce au soutien financier de la région Limousin, sous la forme d'une bourse régionale sur trois ans. Il a été dirigé par le Professeur Jean-Michel Nébus et les Maîtres de conférence à l'Université de Limoges Denis Barataud et Guillaume Neveux que je remercie pour leur patience et la confiance qu'ils m'ont accordée.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Raymond Quéré, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe.

Un grand merci également à messieurs Laurent Escotte Professeur à l'Université de Toulouse et Bernard Huyart Professeur à l'ENST Paris qui ont accepté de rapporter mes travaux.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Francis Brasseur Ingénieur à Alcatel Alenia Space – Toulouse d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

Je tiens également à exprimer mes remerciements à Monsieur Jean-Pierre Teyssier Maître de Conférences à l'Université de Limoges d'avoir accepté de participer à ce jury.

Je témoigne ma reconnaissance à Monsieur Alain Mallet (Ingénieur au CNES Toulouse) et Monsieur Francis Gizard (Ingénieur CNES Toulouse) d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

Je tiens à remercier chaleureusement l'ensemble des membres du Laboratoire C2S2 pour leur sympathie.

J'ai également une pensée toute particulière pour mes frères, mes sœurs et mes amis qui m'ont soutenu au cours de cette thèse.

Je n'oublierai pas l'immense reconnaissance que j'ai pour mes parents.



---

# SOMMAIRE

<b>SOMMAIRE.....</b>	<b>1</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>7</b>
<b>CHAPITRE I : CARACTERISATION TEMPORELLE DE DISPOSITIFS NON-LINEAIRES.....</b>	<b>11</b>
<b>INTRODUCTION : .....</b>	<b>13</b>
I.1 NECESSITE D'UNE CARACTERISATION TEMPORELLE POUR LES DISPOSITIFS ET LES SOUS SYSTEMES NON-LINEAIRES .....	15
I.1.1 Mode d'excitation CW.....	15
I.1.2 Mode d'excitation à plusieurs porteuses.....	21
I.2 DE LA CARACTERISATION FREQUENTIELLE VERS LA CARACTERISATION TEMPORELLE.....	26
I.2.1 Caractérisation fréquentielle .....	26
I.2.1.1 Principe de l'analyseur de réseaux vectoriel (mode récepteur).....	27
I.2.2 Caractérisation temporelle .....	32
I.2.2.1 Préambule.....	32
I.2.2.2 Vitesse élevée – Echantillonnage direct.....	34
I.2.2.3 Vitesse faible – Sous échantillonnage.....	35
I.2.2.3.1 Oscilloscope micro-onde (DC → 50GHz) : .....	35
I.2.2.3.2 Oscilloscopes LeCroy (100GHz) : .....	36
I.2.2.3.3 Analyseur de transition micro-onde (MTA) : .....	36
I.2.3 Insertion de l'instrument dans un banc de mesure et problème d'étalonnage en phase .....	39
I.2.3.1 Diode Schottky (golden diode) Urs Lott.....	40
I.2.3.2 La diode SRD et l'étalonnage Nose-to-Nose .....	41
I.2.3.2.1 Phase de caractérisation .....	42
I.2.3.2.2 Technique de calibrage du générateur étalon .....	42
I.2.3.2.3 Echantillonnage électro-optique (EOS).....	42
I.3 TETE D'ECHANTILLONNAGE – DESCRIPTION DE PRINCIPE .....	44
I.3.1 Echantillonnage (rappel théorique).....	44
I.3.2 Durée d'impulsion d'échantillonnage.....	46
I.3.3 Schéma d'une tête d'échantillonnage.....	48
I.3.3.1 Le générateur d'impulsion.....	50
I.3.3.2 Le réseau de mise en forme du générateur d'impulsion.....	50
I.3.3.3 Etat de l'art PSPL .....	50
I.4 PRINCIPAUX TRAVAUX DE CARACTERISATION TEMPORELLE DE DISPOSITIFS MICRO-ONDES NON-	

**Sommaire.**

---

LINEAIRES .....	52
I.4.1 Mesures temporelles d'enveloppes de modulation.....	52
I.4.2 Caractérisation des classes à haut rendement des transistors et amplificateurs de puissance.....	54
I.4.2.1 Caractérisation de transistor en mode CW.....	54
I.4.2.2 Caractérisation de circuit MMIC (mode CW) .....	56
I.4.2.3 Caractérisation de transistor en mode CW pulsé .....	58
I.4.3 Mesure pour l'extraction de paramètres [S] fort niveau ou "paramètres [S] chaud" .....	59
<b>CONCLUSION DU CHAPITRE I : .....</b>	<b>62</b>
<b>REFERENCES DU CHAPITRE I : .....</b>	<b>63</b>
<b>CHAPITRE II L'ANALYSEUR DE RESEAUX LARGES SIGNAUX (LSNA : LARGE SIGNAL NETWORK ANALYZER).....</b>	<b>67</b>
<b>INTRODUCTION : .....</b>	<b>69</b>
II.1 PRESENTATION GENERALE DE L'ANALYSEUR DE RESEAU LARGES SIGNAUX (LARGE SIGNAL NETWORK ANALYSER (LSNA)) .....	70
II.1.1 Principe du mélange harmonique : .....	72
II.1.1.1 Schéma de principe du LSNA .....	72
II.1.1.2 Principe de fonctionnement pour un seul canal : .....	72
II.1.2 Le système matériel : .....	75
II.1.2.1 Convertisseurs basses fréquences (downconverters) .....	75
II.1.2.2 Convertisseurs analogiques-numériques.....	77
II.1.2.3 L'acquisition et le traitement des données.....	78
II.1.3 Structure logicielle du système LSNA.....	79
II.1.3.1 Cartes ARCOM104 .....	79
II.1.3.2 L'interface Mathematica : .....	80
II.1.3.3 Communication entre le matériel et Mathematica : .....	81
II.1.3.4 Couche d'instrumentation : .....	81
II.1.3.5 Couche de transmission : .....	81
II.1.4 L'étalonnage du système LSNA.....	82
II.1.4.1 Ecriture des équations de correction.....	83
II.2.4.1.1 Etalonnage SOLT : .....	84
II.2.4.1.2 Etalonnage en amplitude : .....	86
II.2.4.1.3 Etalonnage en phase : .....	87
II.2.4.1.4 Vérification de l'étalonnage .....	88
II.2 RESULTATS DE MESURES OBTENUS EN MODE CW.....	91
II.2.1 Caractérisation de transistor HEMT AlGaIn/GaN $8 \times 125 \mu\text{m}^2$ QQ0104C - Daimler .....	91
II.2.1.1 Résultats de mesures à 10GHz sur 50ohms : .....	92
II.2.1.2 Résultats de mesures à 10GHz lorsque le fonctionnement du transistor est optimisé en terme de	

---

puissance de sortie : .....	94
II.2.1.3 Résultats de mesures à 3GHz sur 50ohms : .....	95
II.2.1.4 Résultats de mesures à 3GHz lorsque le fonctionnement du transistor optimisé en terme de la puissance de sortie : .....	97
II.2.1.5 Comparaison simulation / mesure .....	99
<b>II.2.2 Caractérisation dynamique de l'avalanche de transistors HBT</b> .....	<b>100</b>
II.2.2.1 Caractérisation de l'avalanche.....	100
II.2.2.2 Mesures des lieux de claquage .....	101
II.2.2.3 Mesures statiques des lieux de claquage.....	101
II.2.2.3.1 Mesures dynamiques des lieux de claquage .....	101
<b>II.3 BIBLIOGRAPHIE DES MESURES EN MULTIPORTEUSES :</b> .....	<b>105</b>
<b>CONCLUSION DU CHAPITRE II :</b> .....	<b>112</b>
<b>REFERENCES DU CHAPITRE II :</b> .....	<b>113</b>
<b>CHAPITRE III DEVELOPPEMENT D'UNE CONFIGURATION DU SYSTEME LSNA POUR LA CARACTERISATION LARGE BANDE.</b> .....	<b>115</b>
<b>INTRODUCTION : CONTEXTE ET BESOIN</b> .....	<b>117</b>
III.1 RAPPELS DE TRAVAUX BIBLIOGRAPHIQUES .....	119
III.1.1 Générateurs étalons de type multiporteuse : .....	119
III.1.2 Quelques travaux principaux de mesure des phases de produits d'intermodulation : .....	121
III.2 DESCRIPTION DU PRINCIPE DES MESURES LARGE BANDE AVEC LE LSNA. ....	125
III.2.1 Définition de signaux multiporteuse : .....	125
III.2.2 Technique de l'entrelacement des bandes et utilisation de calibrage FI interne. ....	130
III.2.2.1 Explication simplifiée du problème d'entrelacement des bandes .....	135
III.2.2.2 Application de la procédure de correction .....	140
III.2.2.3 Exemple de mesure d'un filtre en bande L.....	141
III.2.2.4 Mesure d'un Dispositif Non Linéaire : .....	144
III.2.3 Technique générateur RF idéal et utilisation d'un calibrage FI externe .....	147
III.2.3.1 Etalonnage relatif multi-tons .....	148
III.2.3.2 Mise en œuvre d'un étalonnage IF externe.....	149
III.2.3.3 Application de la procédure de correction .....	153
III.2.3.4 Mesure à l'oscilloscope numérique à échantillonnage du générateur de référence RF.....	157
III.2.3.5 Résultats de mesure d'un filtre en bande L.....	160
III.2.3.6 Mesure d'un signal à 5 porteuses de bande égale à 80MHz .....	162
III.2.3.6.1 Mesure1 : La phase des tons sont égales à zéro degré.....	162
III.2.3.6.2 Mesure2 : La phase des tons sont différentes .....	163
III.2.4 Technique du générateur étalon 20MHz-2GHz.....	164
III.2.4.1 Description du nouveau générateur de référence en phase excité à 20MHz .....	165

*Sommaire.*

---

III.2.4.2	Etalonnage du nouveau générateur de référence en phase excité à 20MHz.....	166
III.2.4.3	Mise en œuvre du banc fondé sur le LSNA et application de la procédure d'étalonnage.....	168
III.2.4.4	Résultats de Mesures d'intermodulation d'un amplificateur ATOP 2W .....	170
III.2.4.5	Mesures comparatives de l'amplificateur ATOP 2W entre le LSNA et un banc de mesure d'enveloppe 173	
III.2.4.6	Comparaison de la mesure d'un signal multiporteuse avec le LSNA et avec l'oscilloscope à échantillonnage DSO Agilent 80204A .....	175
<b>CONCLUSION DU CHAPITRE III :</b> .....		<b>177</b>
<b>REFERENCES DU CHAPITRE III :</b> .....		<b>178</b>
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES</b> .....		<b>183</b>
<b>Liste des publications:</b> .....		<b>186</b>

# Introduction générale



## **Introduction générale**

L'évolution des systèmes de télécommunications conduit irrémédiablement à une augmentation de la bande passante des modules constituants afin de véhiculer un volume d'information sans cesse croissant.

Le format de modulation a pour objectif premier d'optimiser l'efficacité spectrale des modulations utilisées. Il en résulte des signaux hyperfréquences à enveloppe variable qui sont critiques pour les dispositifs non-linéaires tels que les amplificateurs de puissance car cela implique une gestion de compromis délicate entre consommation DC et linéarité.

La constitution des multiplex fréquentiels des signaux ainsi que leur éventuelle modification au cours du temps sont également nécessaires et prisées pour développer des systèmes re-configurables, ce qui engendre inévitablement des notions de flexibilité en puissance hyperfréquence. Ceci est particulièrement stratégique dans le domaine spatial pour lequel les applications peuvent varier au cours de la durée de vie et d'exploitation du système. Il faut bien évidemment pour une charge utile, l'avoir prévu et conçu au départ.

La flexibilité peut être de deux types :

- Flexibilité statique (modification ponctuelle voire très lente des conditions de fonctionnement d'un amplificateur telles que les polarisations par exemple) pour s'adapter au mieux à une variation de trafic.
- Flexibilité dynamique (dans ce cas, les variations des conditions de fonctionnement pourraient être couplées et synchrones des variations d'enveloppe des signaux modulant en valeur quasi-instantanée ou plus raisonnablement en valeur moyennée).

Face à ce besoin (aspects flexibilité et aspect large bande) en se limitant dans le cadre de nos propos à la fonction amplification de puissance, une problématique cruciale apparaît. C'est l'aspect dynamique par opposition aux aspects quasi-statiques qui, par principe, sous-entendent des effets de dispersions non-linéaires (mémoire) au sein des équipements. Il convient de combattre ces effets (par une conception judicieuse de type circuit au niveau de l'équipement) ou bien de les connaître et les modéliser pour l'analyse plus globale au niveau système.

Par nature, ces phénomènes de dynamique non-linéaire sont complexes et gouvernés

par les variations de transitoires des signaux. On peut donc raisonnablement penser qu'une contribution pertinente pour la caractérisation de ces phénomènes dynamiques n'est envisageable, pour obtenir un maximum d'informations, que dans le domaine temporel. Jusqu'à présent, à notre connaissance, beaucoup d'investigations relevées dans la littérature mentionnent une approche de mesure fréquentielle. C'est dans ce cadre général de caractérisation dans le domaine temporel que se situent ces travaux de thèse. Un système de caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires micro-ondes a été développé avec une extension possible pour le large bande qui est le point difficile comme nous verrons dans ce manuscrit.

Dans le cadre de ces travaux de thèse, le système développé n'a pas encore été exploité pour apporter des réponses précises aux problématiques évoquées ci-dessus. Quelques caractérisations de transistors en mode CW ont été faites et sont montrées. De même quelques premières caractérisations en présence de signaux multiporteuses sont présentées.

De manière générale, on peut citer trois objectifs visés par ces travaux de thèse :

- Développer un système de caractérisation temporelle pour des signaux modulés pouvant servir pour l'extraction de modèles comportementaux (boite-noire) de dispositifs non-linéaires (modèle de type passe-bas équivalent fondés sur des filtres numériques adaptatifs) en vue d'analyses et de simulations système.
- Caractériser en amplitude/phase un multiplex fréquentiel pour contribuer à valider des simulations physique/électromagnétique d'effet Multipactor dans les OMUX de charge utiles satellite.
- Disposer d'un système temporel calibré pour l'analyse de composants avec des signaux plus simple (type CW) pour la validation de modèle ou l'analyse de fiabilité de type Stress RF.

Dans un premier chapitre, il est indiqué de manière un peu générale la nécessité d'une caractérisation temporelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires. Puis les points de vue comparatifs entre instrumentation fréquentielle (principe d'hétérodynage) et instrumentation temporelle (principe d'échantillonnage) sont mentionnés et illustrés graphiquement.

L'échantillonnage direct apparaissant encore un peu limité en terme de vitesse/résolution verticale, le sous échantillonnage répétitif sera décrit plus en détail car c'est la solution adoptée au cours de ces travaux de thèse. Quelques relevés bibliographiques principaux seront cités et commentés.

Le second chapitre traite de la description et du développement d'un prototype de

mesure acquis dans le cadre d'une collaboration CNES-XLIM (C2S2). Il s'agit du LSNA (ex Agilent – désormais NMDG-Maury) pour Large Signal Network Analyzer. XLIM a fait des développements concernant le couplage des fonctions "Samplers" et des cartes "ADCs". Quelques résultats de mesures de transistors en mode CW sont montrés. Le chapitre se termine par un examen des travaux faits par d'autres dans ce domaine et toujours restreints à de faible bande de modulation ( $< 10\text{MHz}$ ).

Le chapitre trois présente la problématique de mesure de signaux modulés type multiporteuses large bande et propose trois techniques pour une extension au delà de 100MHz nécessaires pour les applications spatiales. Quelques premiers résultats viennent illustrer l'application de la méthode développée.

Enfin, en conclusion générale, un point est proposé et les perspectives à ces travaux sont abordées.



# Chapitre I : Caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires.



## Introduction :

La caractérisation des dispositifs micro-ondes linéaires qui obéissent au théorème de superposition se fait dans le domaine fréquentiel.

Elle s'effectue actuellement en terme de rapports d'onde entre les différents accès et permet d'aboutir à la mesure des paramètres de la matrice [S].

Ainsi, pour un quadripôle linéaire on a :

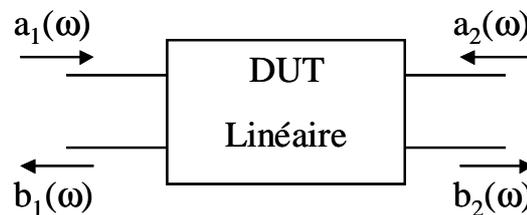


Figure I. 1 Quadripôle linéaire.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad \text{à la fréquence } \omega$$

Pour une caractérisation sur une bande de fréquence donnée  $[\omega_{\min} ; \omega_{\max}]$  la fréquence du générateur CW d'excitation, nécessaire à la mesure, est balayée séquentiellement de  $\omega_{\min}$  à  $\omega_{\max}$  avec un pas  $\Delta\omega$  fixé par l'utilisateur et dépendant de l'instrument d'analyse

Lorsqu'il s'agit d'un dispositif non linéaire, la problématique devient beaucoup plus complexe. Le fonctionnement du dispositif est alors régi par des équations intégral-différentielles non-linéaires. Et c'est l'expression et la forme temporelle des signaux aux accès qui permet une bonne définition de son état de fonctionnement. Pour les circuits micro-ondes, ces signaux sont théoriquement les tensions et courants présents à leur accès.

Prenons comme exemple un schéma équivalent électrique d'un modèle simplifié représentatif d'un Transistor à Effet de Champ (TEC), représenté sur la figure suivante :

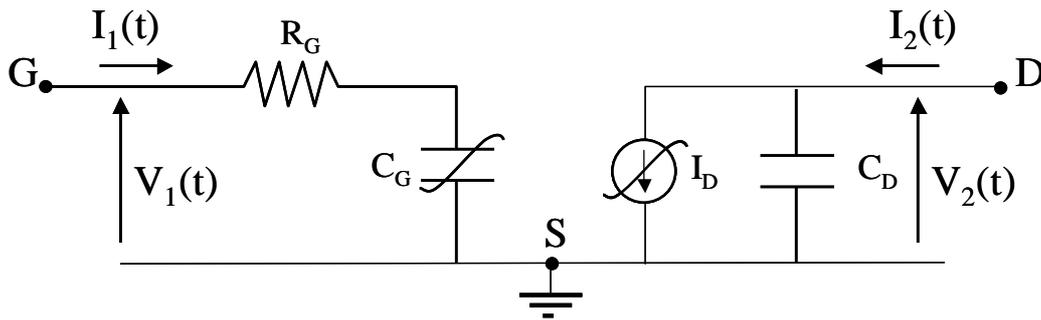


Figure I. 2 Modèle non-linéaire simplifié représentatif d'un Transistor à Effet de Champ (TEC).

La notion de [S] (fonction de transfert) n'est alors plus valable à cause des composants non-linéaires et du comportement induit de ces composants.

Les réponses (ci-dessus  $I_1(t)$  et  $I_2(t)$ ) sont fonction de l'amplitude et de la forme des excitations  $V_1(t)$  et  $V_2(t)$ . Le comportement non-linéaire de ce transistor se traduit dans le domaine fréquentiel par la génération de fréquences harmoniques de la fréquence d'excitation (excitation monoporteuse CW). Dans le domaine temporel, cette génération de fréquences harmoniques se traduit par une déformation de la sinusoïde d'excitation.

La connaissance précise du fonctionnement d'un dispositif non-linéaire tel que celui représenté ci-dessus destiné à l'amplification d'un signal modulé est plus complexe. Effectivement, la sommation des caractérisations avec des signaux d'excitation CW, couvrant séquentiellement le contenu spectral du signal modulé n'est plus valable puisque le théorème de superposition ne peut plus s'appliquer.

Cependant, le comportement de dispositifs non-linéaires est caractérisé avec des signaux de test simples (CW, CW pulsé, bi-ton) qui ont des caractéristiques voisines des signaux d'application en terme de puissance moyenne, fréquence, rapport de puissance moyenne à puissance crête. Ces caractérisations fondées sur l'utilisation de signaux "simples" permettent de répondre efficacement à 3 objectifs fondamentaux :

- L'évaluation des performances brutes des composants.
- La validation de modèles non-linéaires de composants (modèles à topologie électrique) pour la CAO des circuits micro-ondes.
- La validation et/ou l'extraction de modèles comportementaux (modèle boîte noire) pour la simulation de sous-systèmes.

## **I.1 Nécessité d'une caractérisation temporelle pour les dispositifs et les sous systèmes non-linéaires**

Nous allons montrer dans ce paragraphe, de manière assez simple, l'intérêt d'accéder et de maîtriser la forme temporelle des signaux d'excitation et des réponses résultantes pour optimiser les performances d'un transistor non-linéaire.

Nous illustrons nos propos en utilisant un modèle non-linéaire de transistor à effet de champ et des simulations sous ADS. Accéder aux formes temporelles des signaux revient dans le domaine fréquentiel à accéder aux modules et aux déphasages relatifs de chaque composante spectrale constituant ces signaux.

### **I.1.1 Mode d'excitation CW**

Pour un TEC, à partir d'une excitation en tension de type CW et en fonctionnement non-linéaire, le transistor va générer des harmoniques de courant en entrée et surtout en sortie. Nous fermons ces courants sur des charges aux harmoniques présentant des coefficients de réflexion fixes en module et variable en phase. Nous modifierons ainsi la forme temporelle de la tension de sortie et observerons l'impact sur les caractéristiques en puissance et en rendement du transistor ainsi que sur le cycle de charge au voisinage de la compression de gain (environ 2dB de compression).

Le schéma du modèle du transistor est le suivant :

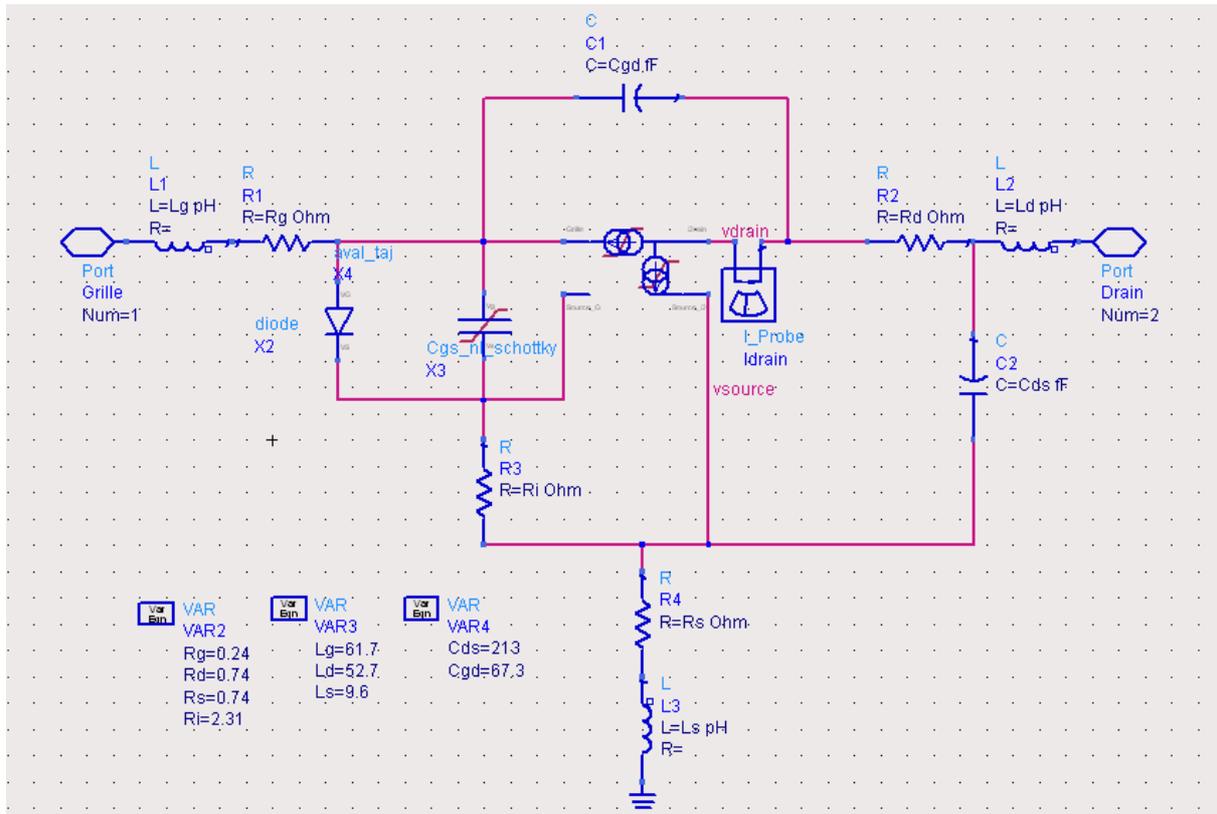


Figure I. 3 Schéma du modèle du transistor à Effet de Champ (TEC).

Ce modèle présente quatre non-linéarités (la capacité  $C_{gs}$ , la diode grille-source, la source de courant fondamentale de Drain et la source de courant d'avalanche) fonction de  $V_{gs}$  et de  $V_{ds}$ . Le transistor est polarisé en classe AB avec  $V_{ds0}=6V$  et  $V_{gs0}=-3V$  ce qui correspond à un courant de repos  $I_{ds0}=46mA$ .

Le schéma de simulation en équilibrage harmonique est le suivant :

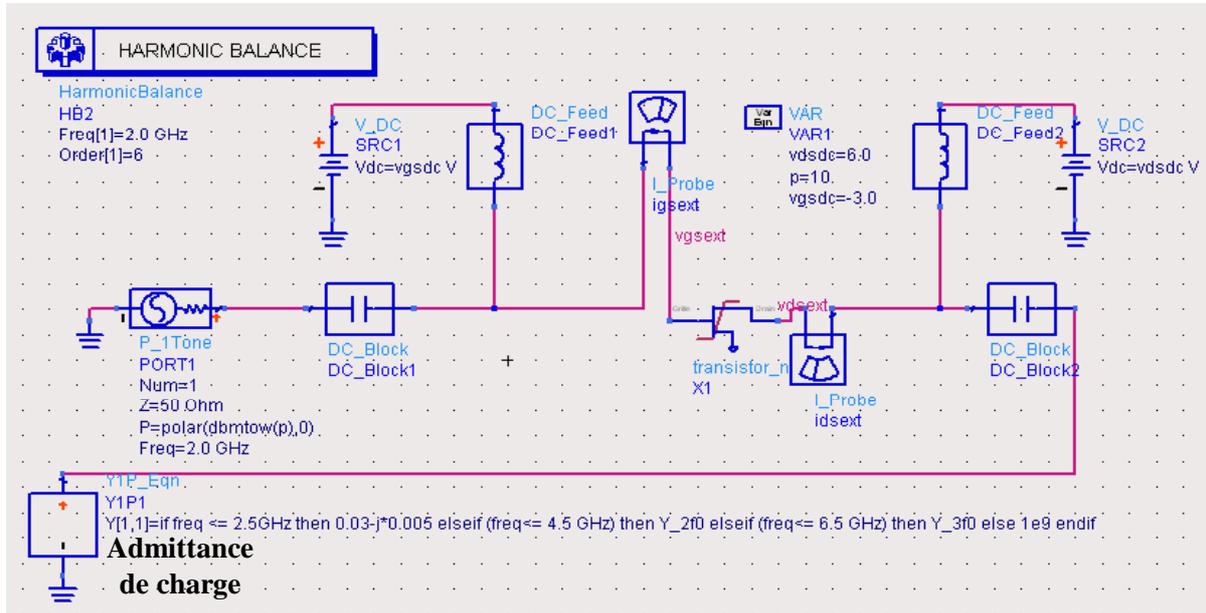


Figure I. 4 Schéma de simulation en mode d'excitation CW.

Dans un premier temps, l'admittance de charge a été optimisée à la fréquence fondamentale  $f_0=2\text{GHz}$  pour obtenir le rendement maximal. Cette simulation a conduit à une valeur optimale de  $Y_{(f_0)}=Y_{\text{opt}(f_0)}=0.03-j*0.005$  (S).

Dans un deuxième temps, l'admittance de charge  $Y_{(f_0)}$  est placé à sa valeur  $Y_{\text{opt}(f_0)}$  et le coefficient de réflexion  $\Gamma_{(3f_0)}$  est fixé et égal à celui d'un court circuit décalé à  $40^\circ$ . Le coefficient de réflexion de l'admittance de charge à  $2f_0$  est modifié pour présenter un court-circuit variable.

Les résultats en rendement en puissance ajoutée sont les suivants pour 3 cas différents ( $\varphi(\Gamma_{(2f_0)}) = 180^\circ, 245^\circ, 310^\circ$ ) :

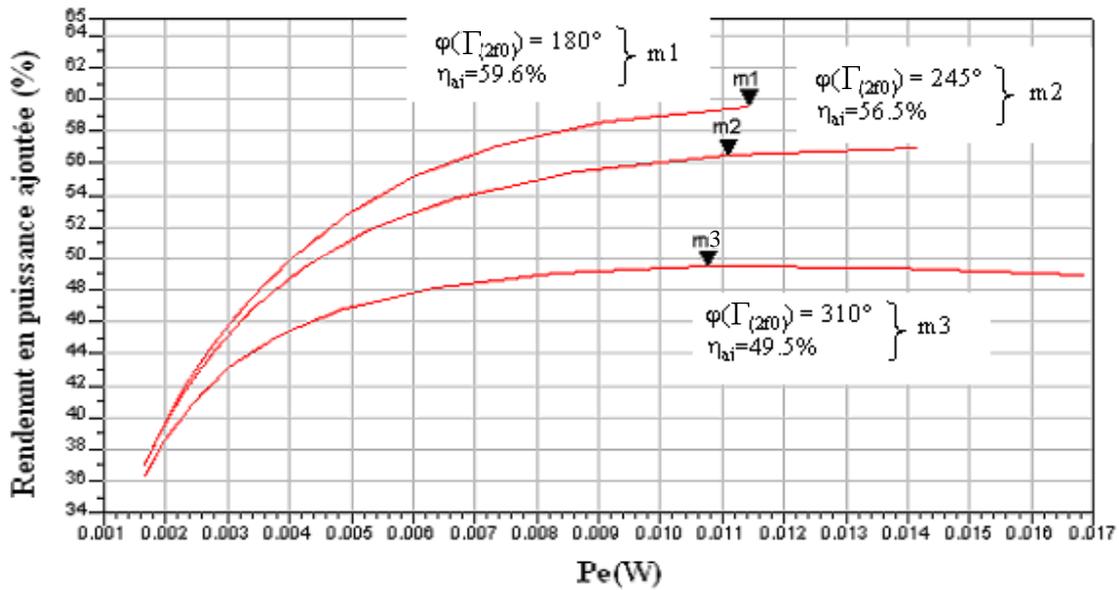


Figure I. 5 Rendement en puissance ajoutée ( $\varphi(\Gamma_{(2f_0)}) = 180^\circ; 245^\circ; 310^\circ$ ).

La figure I.5 montre l'évolution du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance à l'entrée et pour 3 admittances de charge différentes à l'harmonique 2 ( $\varphi(\Gamma_{(2f_0)}) = 180^\circ, 245^\circ, 310^\circ$ ). Le rendement a chuté de 10 points lorsqu'on change la phase de l'admittance de charge à l'harmonique  $2f_0$  de  $180^\circ$  à  $310^\circ$ . L'influence de la phase de l'admittance de charge à l'harmonique  $2f_0$  sur les performances du transistor est donc extrêmement importante.

Les spectres de puissance en sortie sont les suivants pour une puissance d'entrée donnée égale à  $P_e(f_0) = 11\text{mW}$  :

$$\varphi(\Gamma_{(2f_0)}) = 180^\circ : P_e(f_0) = 11\text{mW}, P_s(f_0) = 409\text{mW}, \quad \varphi(\Gamma_{(2f_0)}) = 310^\circ : P_e(f_0) = 11\text{mW}, P_s(f_0) = 312\text{mW},$$

$$\eta_{aj} = 59.6\% \text{ et } G_p = 15.54 \text{ dB} \qquad \eta_{aj} = 49.5\% \text{ et } G_p = 14.62 \text{ dB}$$

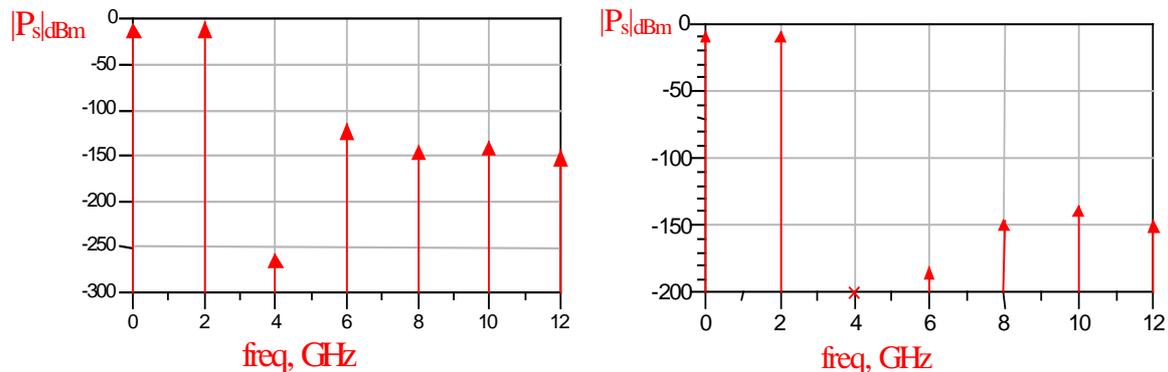


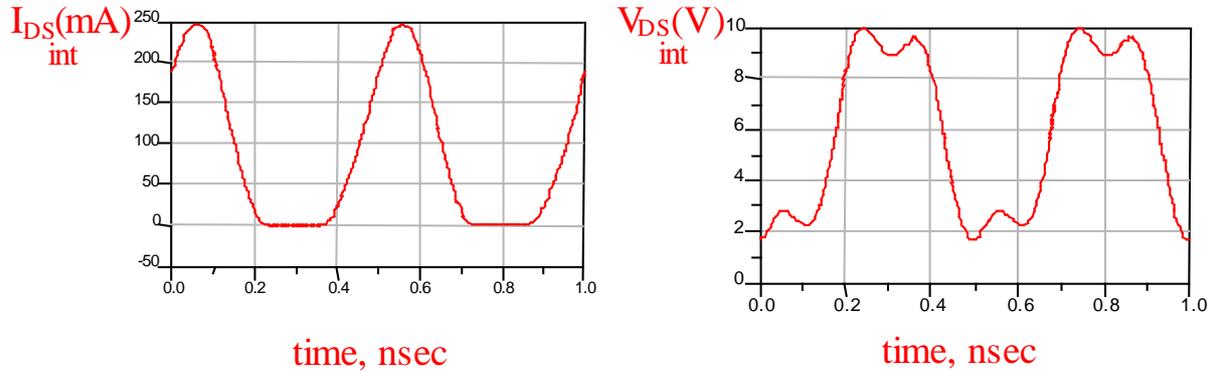
Figure I. 6 Spectres de puissance en sortie pour une même puissance d'entrée.

On constate que, pour une même puissance d'entrée, la puissance de sortie aux

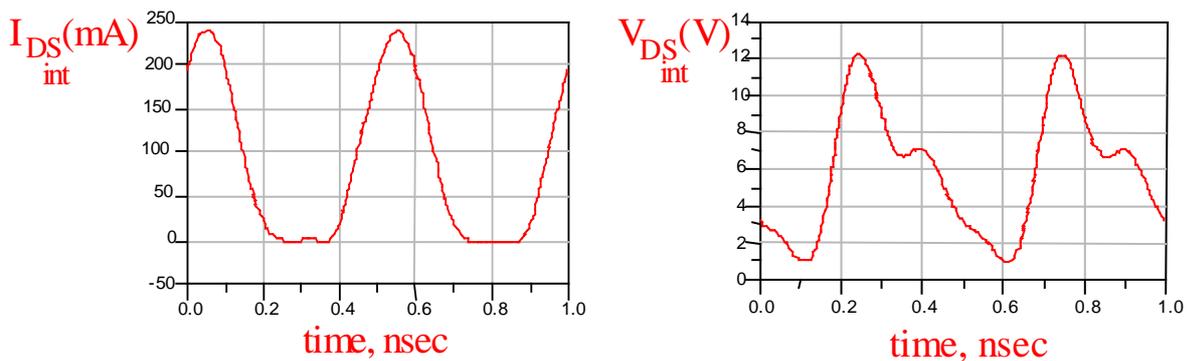
fréquences harmoniques est beaucoup plus faible dans le cas où la phase  $\varphi(\Gamma_{(2f_0)})=310^\circ$ .

Les formes d'ondes simulées des tensions et courants intrinsèques sont les suivantes :

$\varphi(\Gamma_{(2f_0)})=180^\circ$  :



$\varphi(\Gamma_{(2f_0)})=310^\circ$  :



**Figure I. 7 Formes d'ondes simulées des tensions et courants intrinsèques.**

Les formes d'ondes associées de la tension de sortie extrinsèque ont été très largement modifiées par la variation de la phase de l'admittance de charge à  $2f_0$ .

La variation des formes d'ondes temporelles est donc prépondérante pour optimiser et comprendre le fonctionnement non-linéaire d'un transistor.

Les cycles de charges intrinsèques associés sont les suivants :

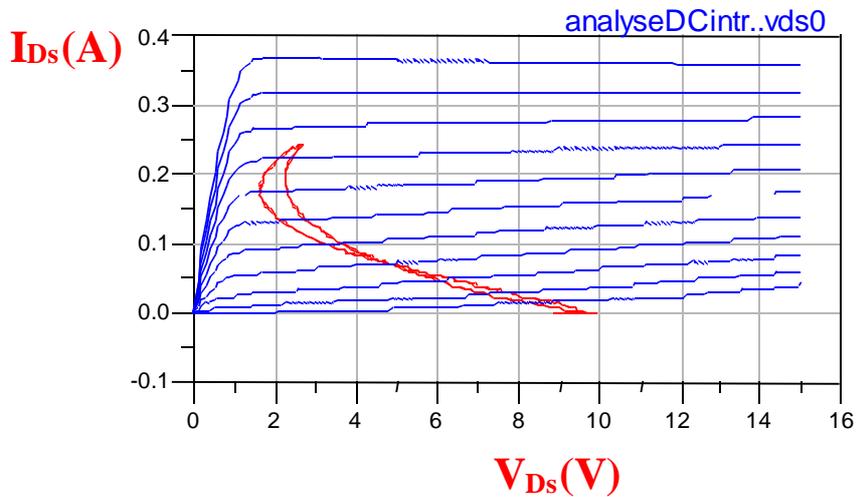


Figure I. 8 Cycle de charge intrinsèque ( $\phi_V(2f_0) = 180^\circ$ ).

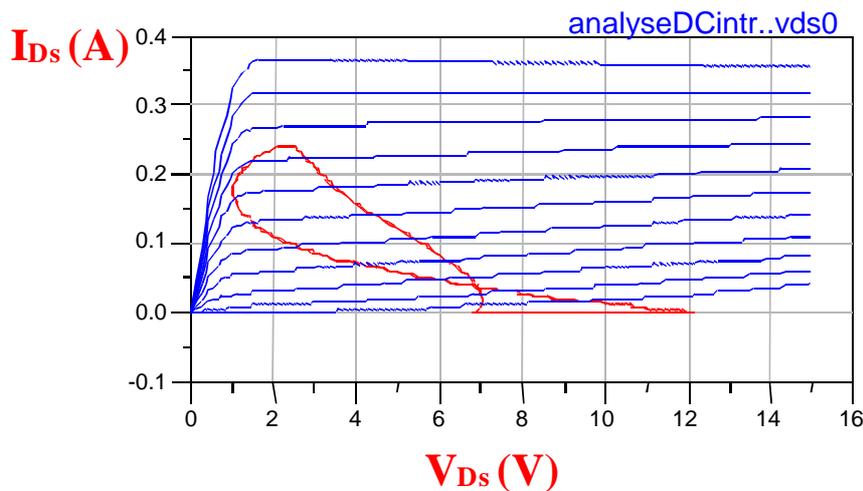


Figure I. 9 Cycle de charge intrinsèque ( $\phi_V(2f_0) = 310^\circ$ ).

Sur la figure I.9 le cycle de charge est totalement ouvert et les performances du transistor sont dégradées, ce qui montre que le transistor n'est pas optimisé en terme de rendement pour une même puissance d'entrée.

La surface et la forme du cycle de charge sont des critères significatifs. Il en est de même pour le temps de co-existence des tensions et courants (figure I.7) caractéristiques de la puissance dissipée. En conclusion, la caractérisation temporelle permettant une optimisation visuelle du cycle de charge par la modification des conditions de fermeture du transistor est fondamentale.

Ces informations sont indispensables pour décrire et analyser le comportement non-linéaire de dispositifs micro-ondes. On ne pouvait pas faire une investigation aussi approfondie à la seule vue des informations scalaires et fréquentielles que sont les spectres de puissance figures I.6.

### I.1.2 Mode d'excitation à plusieurs porteuses

Dans ce cas, les conditions de fermeture du transistor sont les suivantes :

$$Y_{(f)} = Y_{opt(f)} = 0.03 - j * 0.005, \Gamma_{(2f)} = 1.e^{j.270^\circ} \text{ et } \Gamma_{(3f)} = 1.e^{j.40^\circ}.$$

Si on considère deux porteuses de même amplitude et de fréquence légèrement différentes (1 MHz), quelle que soit la phase relative entre ces deux porteuses, la forme temporelle du signal ne varie pas mais subit uniquement un retard (forme classique d'une modulation de type Double Bande Latérale à Porteuse Supprimée (DBLPS)). Le transistor ayant un fonctionnement invariant dans le temps, son fonctionnement et ses performances ne seront pas modifiés par le changement de cette phase relative.

En revanche, à partir de trois porteuses espacées de  $\Delta f$ , le déphasage influe sur la forme temporelle du signal résultant en affectant la valeur crête du signal, et par conséquent, son rapport puissance crête à puissance moyenne (peak to average ratio). On comprend alors aisément que ces différences auront un impact sur le comportement d'un dispositif non-linéaire. Le transistor utilisé est celui dont le modèle a été présenté sur la figure I.3.

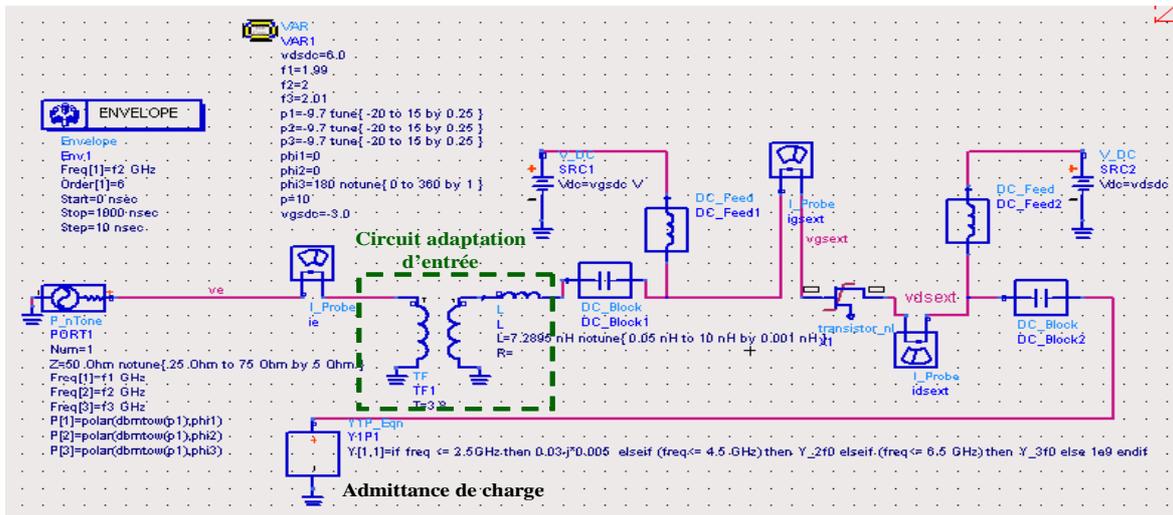


Figure I. 10 Schéma de simulation du TEC pour une excitation avec 3 porteuses (f1, f2, f3).

Le transistor, comme précédemment, est polarisé en classe AB de la manière suivante :  $V_{ds0}=6V$   $V_{gs0}=-3V$   $I_{ds0}=46mA$ , le transistor est ensuite adapté en entrée à l'aide de composants

localisés idéaux (self et transformateur) autour de la fréquence  $f_0 = 2\text{GHz}$ . Un générateur de signaux multi-tons P\_nTone est ensuite utilisé pour contrôler l'amplitude et la phase de chacune des fréquences. Le type de simulation utilisé n'est plus une simulation de type équilibrage harmonique mais une simulation d'enveloppe (enveloppe analysis) avec les paramètres suivants :  $f_1=1.99\text{GHz}$ ,  $f_2=2\text{GHz}$ ,  $f_3=2.01\text{GHz}$ , et  $p_1=p_2=p_3=-9.7\text{dBm}$ .

Une première simulation permet de visualiser par exemple le spectre de l'enveloppe du signal de sortie (figure I.11) lorsque les phases des 3 composantes spectrales du signal d'entrée sont fixées aux valeurs (0, 0, 0). Les figures I.12 et I.13. présentent respectivement les cycles de charge et les formes d'ondes temporelles des tensions et courants extrinsèques du transistor. On peut noter alors les excursions crêtes des tensions et courants sur ces figures. La puissance moyenne à l'entrée du transistor est égale à  $0.42\text{mW}$ , le peak to average ratio est alors égal à  $7.76\text{dB}$ .

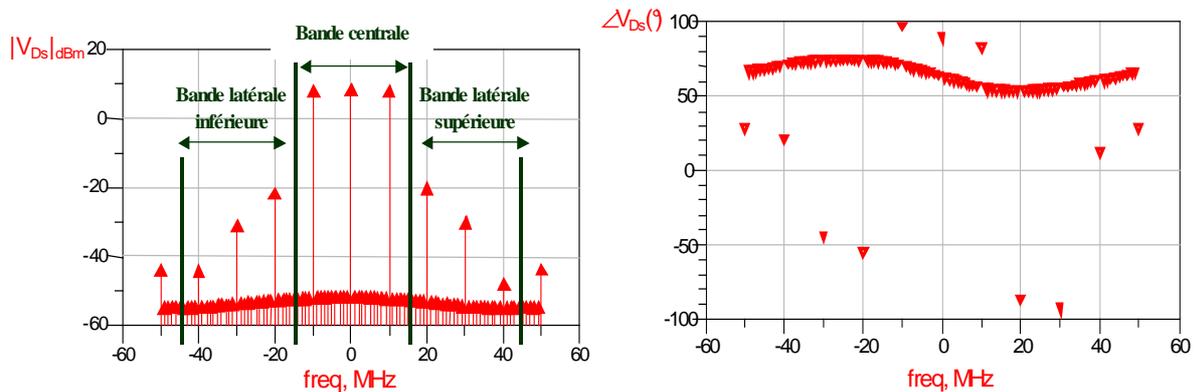


Figure I. 11 Spectre associé à la tension extrinsèque  $V_{Ds}(t)$  en amplitude et en phase (phases des générateurs= $(0, 0, 0)$ ).

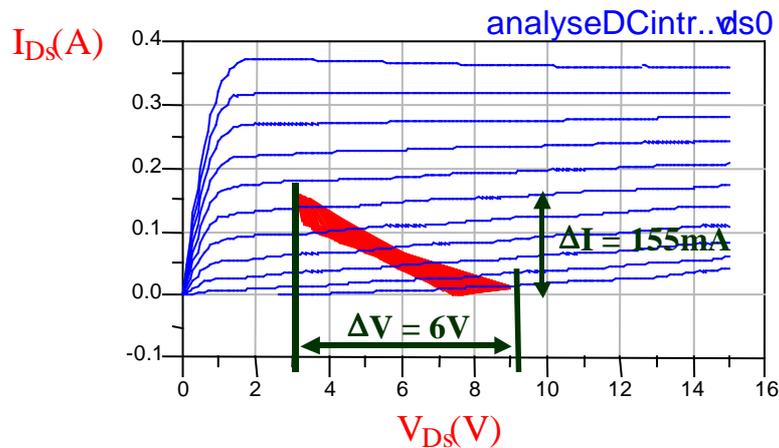


Figure I. 12 Cycle de charge intrinsèque (phases des générateurs= $(0, 0, 0)$ ).

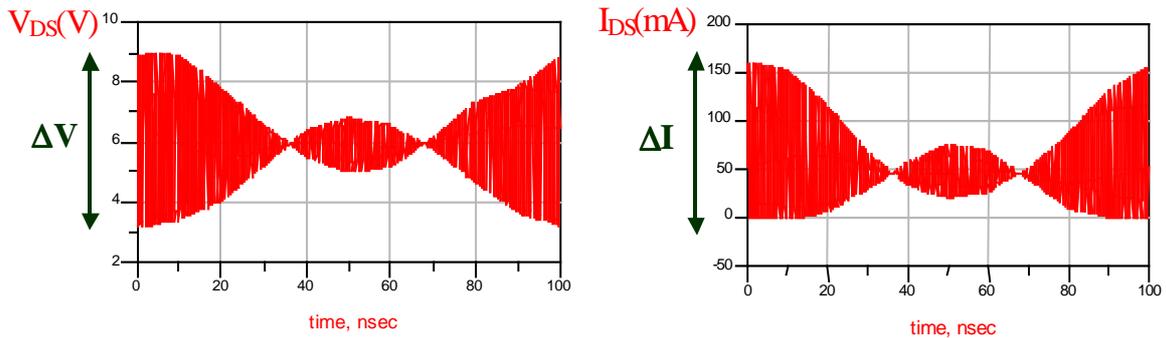


Figure I. 13 Formes d'onde temporelle de tension et de courant en sortie du transistor (phases des générateurs=(0, 0, 0)).

Une seconde simulation permet de visualiser les mêmes variables lorsque les 3 composantes spectrales du signal d'entrée sont fixées à (0, 0, 180) pour les figures I.14; I.15; I.16. Sur ces figures, la puissance moyenne à l'entrée du transistor est égale à 0.46mW, le peak to average ratio est égal à 5.12dB.

Le spectre de la tension extrinsèque  $V_{Ds}$  et le cycle de charge avec les phases égales à (0, 0, 180) sont présentés sur les figures suivantes :

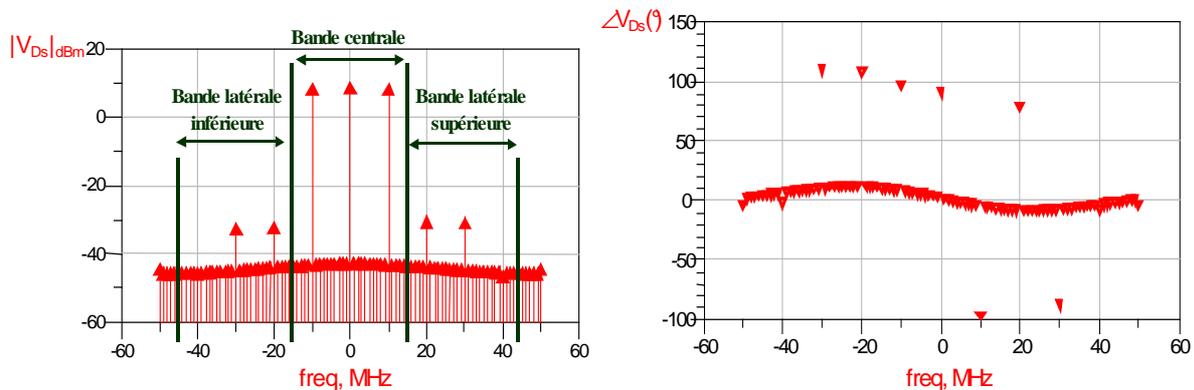


Figure I. 14 Spectre de la tension extrinsèque  $V_{Ds}(t)$  en amplitude et en phase (phases des générateurs=(0, 0, 180)).

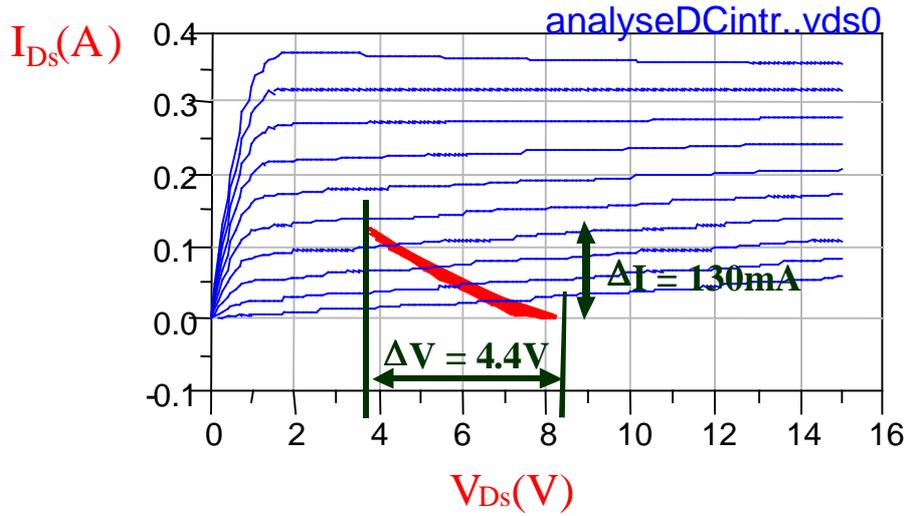


Figure I. 15 Cycle de charge (phases des générateurs=(0, 0, 180°)).

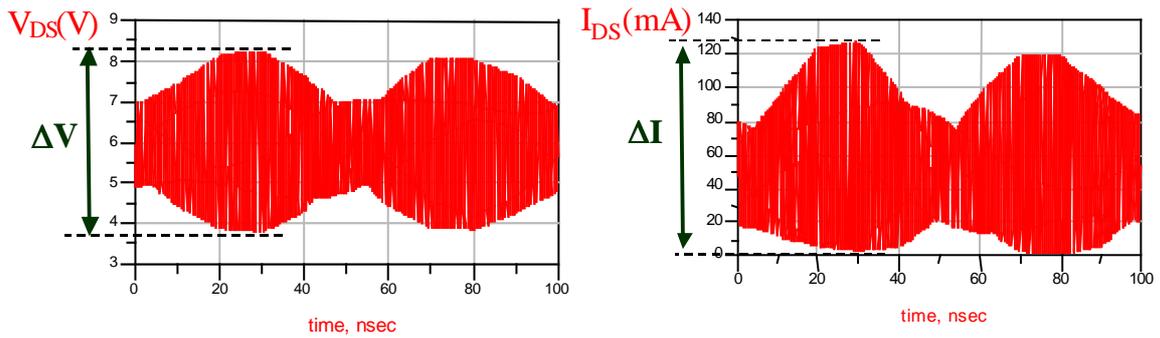


Figure I. 16 Forme d'onde temporelle de tension et de courant en sortie du transistor (phases des générateurs=(0, 0, 180°)).

Les excursions en tension et en courant ont été modifiées et on peut aussi constater que les formes temporelles de l'enveloppe ne passent pas par des valeurs nulles comme c'était le cas sur la figure I.13.

Dans chacun de ces cas, le taux d'intermodulation (TI) a été calculé de la manière suivante (utilisation de la Bande Latérale Inférieure (BLI) et Supérieure (BLS)).

$$TI_{BLI,dBc} = \left[ \sum_{i=1}^3 P_{dBm}(f_i)_{Bande\ centrale} \right] - \left[ \sum_{j=1}^3 P_{dBm}(f_j)_{BLI} \right] \quad (I-1)$$

$$TI_{BLS,dBc} = \left[ \sum_{i=1}^3 P_{dBm}(f_i)_{Bande\ centrale} \right] - \left[ \sum_{j=1}^3 P_{dBm}(f_j)_{BLS} \right] \quad (I-2)$$

	$TI_{BLI}(\text{dBc})$	$TI_{BLS}(\text{dBc})$
Phases des générateurs=(0, 0, 0°)	34	32
Phases des générateurs=(0, 0, 180°)	42	40

On remarque une amélioration du taux d'intermodulation due au changement de la phase de la troisième porteuse de 0° à 180°. Pour les intermodulations supérieures, l'augmentation est de 8dB (variation de 32dBc à 40dBc). Pour les intermodulations inférieures, l'augmentation est de 8dB (variation de 34dBc à 42dBc).

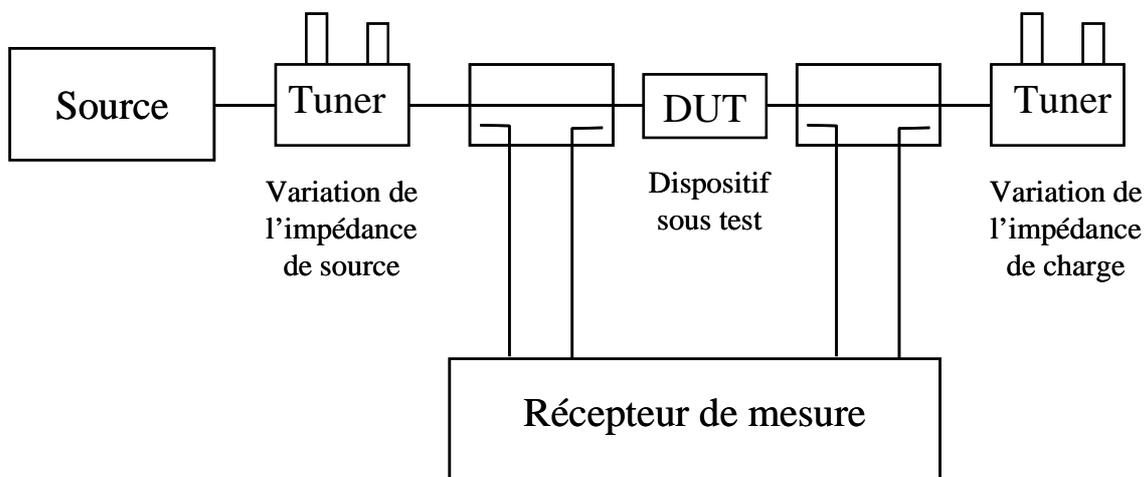
L'excursion du cycle charge comme le montre les figures (I.15 et I.16) dépend fortement de la phase des porteuses des signaux d'excitation. Ainsi nous montrons la nécessité absolue d'une mesure **temporelle** qui nécessite une acquisition simultanée des composantes spectrales en module et en **phase**.

Ceci pour des besoins évidents de comparaisons entre modèles et mesures afin de valider des principes et des méthodologies de conception de circuits micro-ondes.

## I.2 De la caractérisation fréquentielle vers la caractérisation temporelle

Ce paragraphe a pour objectif de présenter les principes généraux de caractérisation de dispositifs non-linéaires sous excitation fort signal.

L'illustration de nos propos se fera ici pour des signaux d'excitation simple à 2 porteuses. De manière générale, la caractérisation fonctionnelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires s'effectue au moyen d'un système de mesure dont l'architecture générale est la suivante:



**Figure I. 17** Système de caractérisation fonctionnelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires.

C'est le type de récepteur et le principe de réception utilisé en interne qui va déterminer le domaine d'analyse (fréquentiel ou temporel).

### I.2.1 Caractérisation fréquentielle

Dans ce cas, le récepteur est dans la majorité des cas, un analyseur de réseaux vectoriel dont le principe de fonctionnement interne est fondé sur l'hétérodynage, suivi d'un filtrage sélectif très étroit. Une autre alternative est la technique six-portes développée et utilisée par [1][2]. La caractérisation fréquentielle permet la mesure des caractéristiques de puissances, d'impédances, de gain et de rendement de dispositifs non-linéaires excités par des signaux CW et multiporteuse.

I.2.1.1 Principe de l'analyseur de réseaux vectoriel (mode récepteur)

L'analyseur de réseaux vectoriel (ARV), dans son utilisation classique, sert à déterminer les paramètres [S] d'un dipôle ou d'un quadripôle actif ou passif.

Il permet de connaître soit les puissances absolues des ondes associées à chaque fréquence considérée, soit les rapports d'ondes de puissances à la même fréquence présentes aux accès du circuit analysé (en module et en phase). Dans ce cas, on a accès aux notions d'impédances et de gains (fréquence par fréquence). Les avantages de cet appareil sont la simplicité d'utilisation et la grande dynamique ( $\geq 80\text{dBc}$ ). La technique instrumentale mise en oeuvre dans le domaine fréquentiel repose sur le principe d'hétérodynage décrit sur la figure I.18.

Sur cette figure, les spectres présentés correspondent à une excitation de type biporteuse d'un dispositif non-linéaire.

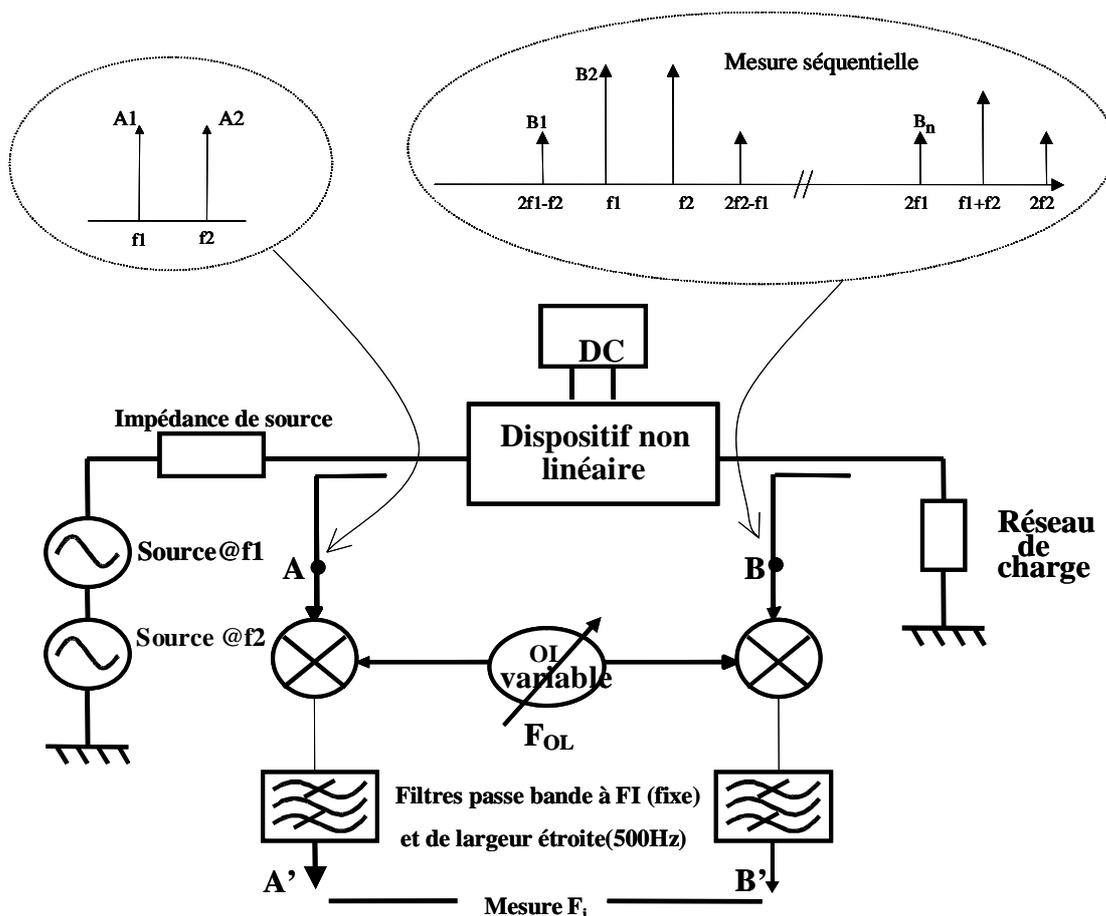


Figure I. 18 Principe de mesure par technique d'hétérodynage.

En B, le signal présente un spectre riche en fréquences d'intermodulation autour des

porteuses d'excitation et de leurs harmoniques. Ce spectre peut alors être représenté par la figure suivante (traits pleins) :

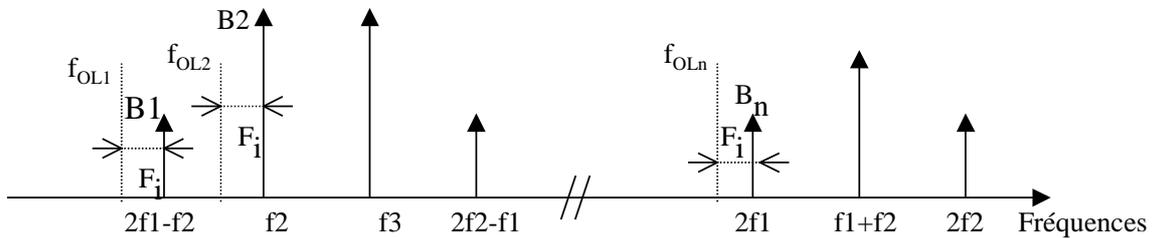


Figure I. 19 Principe de mesure séquentielle par l'OL.

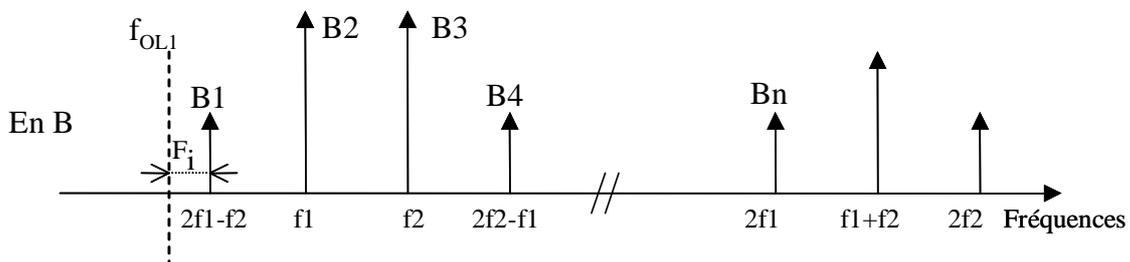
L'utilisateur de l'ARV doit connaître au préalable les valeurs des fréquences composant le spectre du signal. L'ARV calcule alors les fréquences des oscillateurs locaux nécessaires à la mesure séquentielle de chacune des composantes spectrales. Cette mesure s'effectue à une fréquence  $F_i$  fixe.

L'OL accordable en fréquence est représenté en pointillé sur la figure I.19.

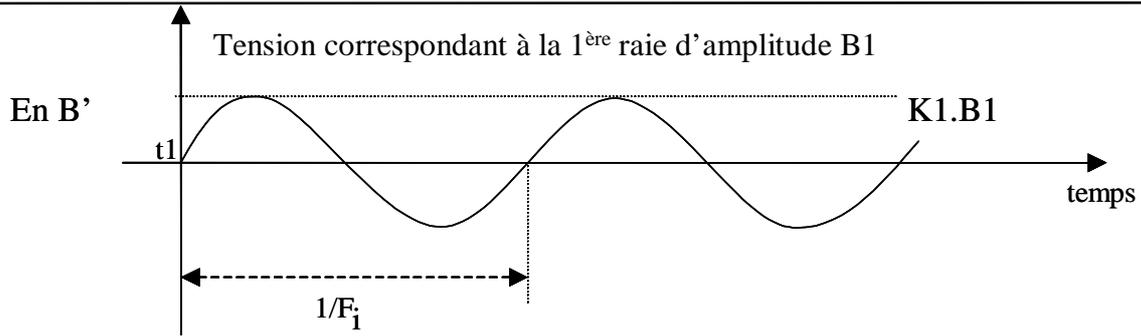
Sa fréquence est accordée séquentiellement ( $f_{OL1}, f_{OL2}, \dots, f_{OLn}, \dots$ ) à une distance  $F_i$  fixe de la composante spectrale du signal à mesurer.

a) La première mesure  $F_{OL} = f_{OL1}$  :

Dans ce cas, l'objectif est de connaître les rapports d'onde et les amplitudes absolues des ondes uniquement à la fréquence  $2f1-f2$ . Donc  $f_{OL1}$  est calculé par l'ARV pour être égale à  $f_{OL1} = (2f1-f2) - F_i$ . A cette fréquence  $2f1-f2$ , il y a une composante sur la voie d'acquisition de sortie en B. Le filtre de 500Hz permet de ne sélectionner que cette fréquence en B' et d'éliminer les autres fréquences présentes en B.



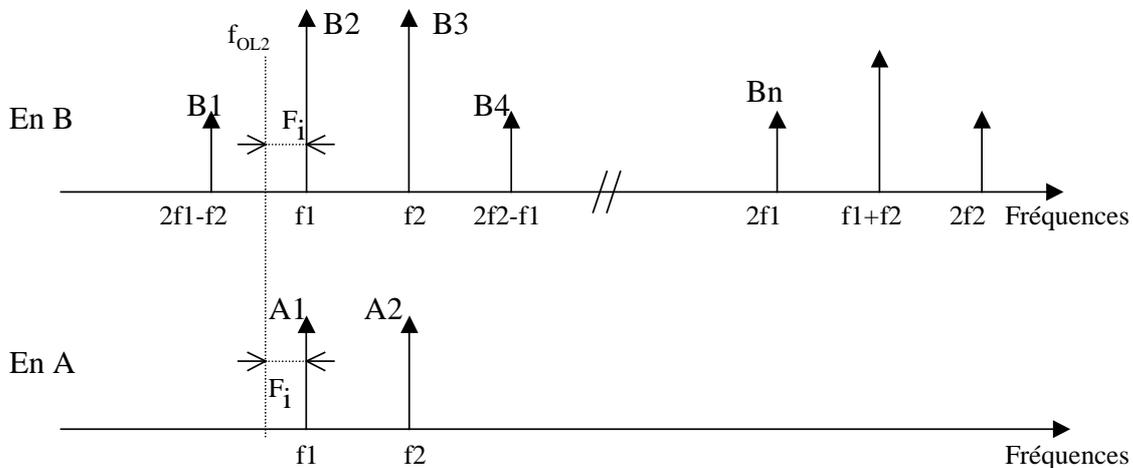
La détection synchrone en sortie FI donnera un signal comme suit :



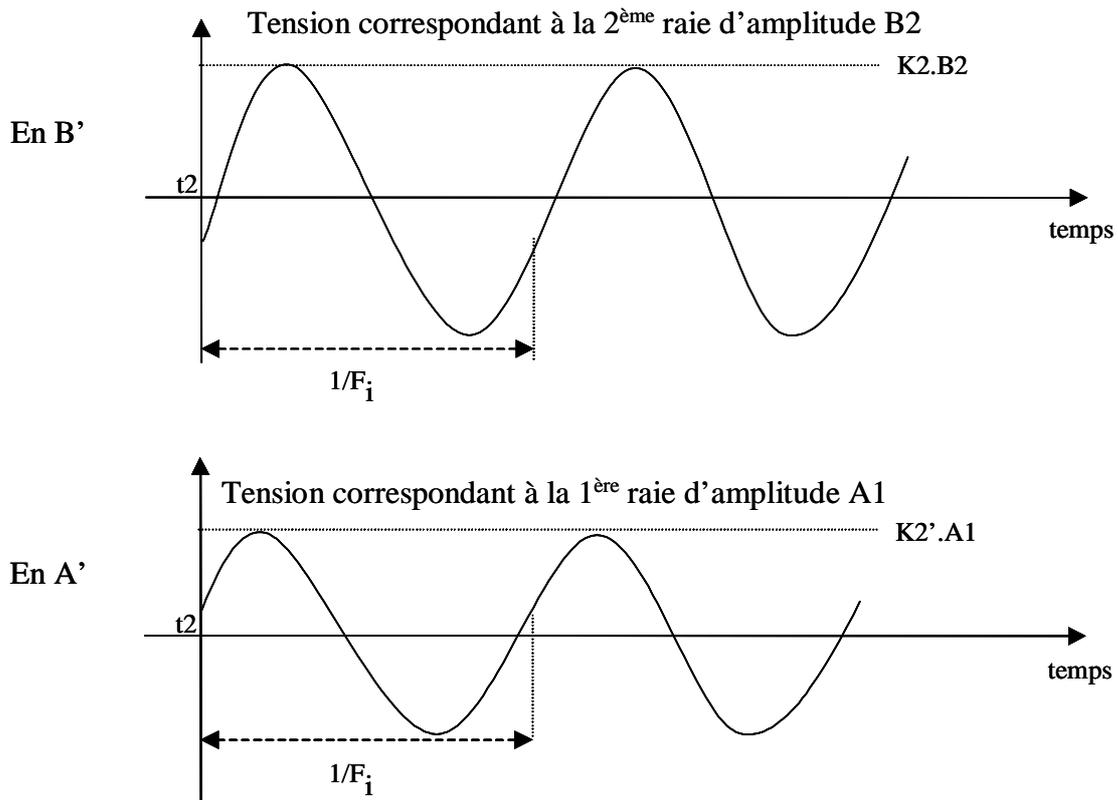
$t_1$  correspondra au démarrage de l'acquisition de ce signal.

b) La deuxième mesure  $F_{OL} = f_{OL2}$  :

Dans un deuxième temps, l'ARV modifie la fréquence d'OL vers  $f_{OL2}$  en modifiant toutes les boucles à verrouillage de phase internes nécessaires à la synthèse de  $f_{OL2}$ . Dans ce cas, l'objectif est de connaître les rapports d'onde et les amplitudes absolues des ondes uniquement à la fréquence  $f_1$ . Donc  $f_{OL2}$  est calculé par l'ARV pour être égale à  $f_{OL2} = f_1 - F_i$ . A cette fréquence  $f_1$ , il y a une composante sur la voie d'entrée en A et il y a une composante sur la voie d'acquisition de sortie en B. Les filtres de 500Hz permettent de ne sélectionner que cette fréquence en A' et en B' et d'éliminer les autres fréquences présentes en A et en B.



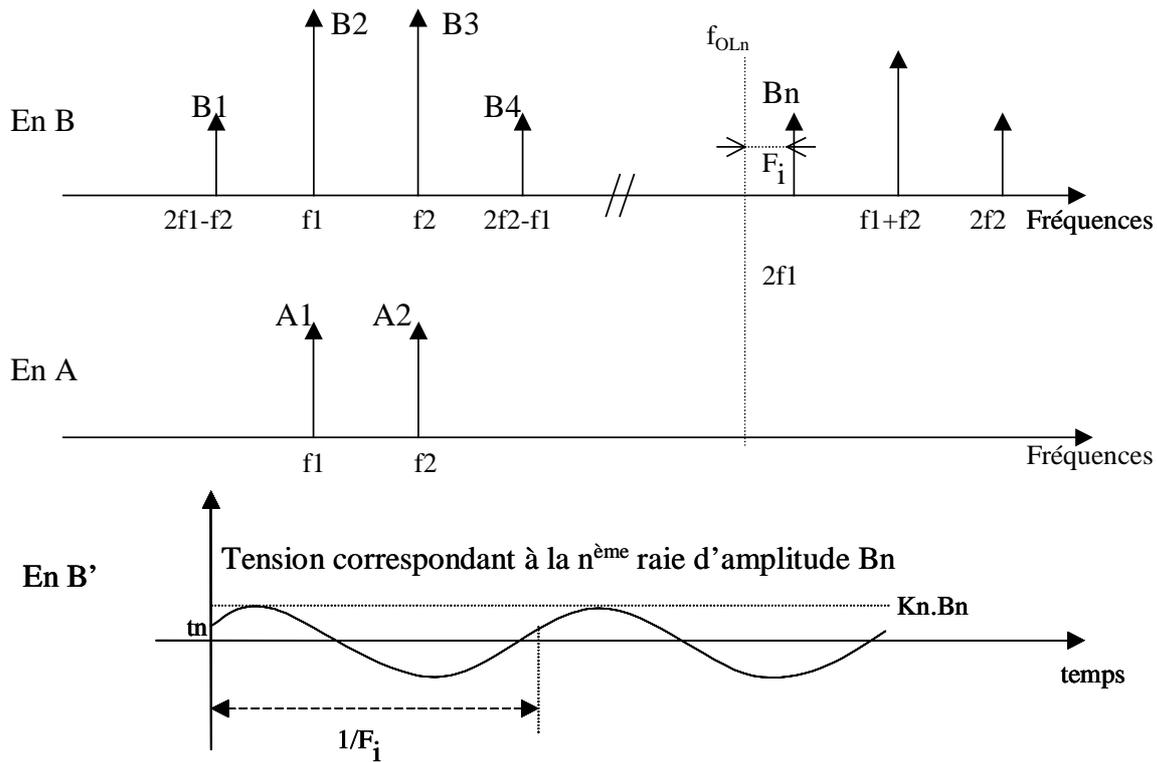
Après détection synchrone on a :



On a  $t_2 \neq t_1$

c) La  $n^{\text{ième}}$  mesure  $F_{OL} = f_{OLn}$  :

Dans une  $n^{\text{ième}}$  étape, l'ARV modifie la fréquence d'OL pour synthétiser la fréquence  $f_{OLn}$ . Dans ce cas, l'objectif est de connaître les rapports d'onde et les amplitudes absolues des ondes uniquement à la fréquence  $2f_1$  par exemple. Donc,  $f_{OLn}$  est calculée par l'ARV pour être égale à  $f_{OL2} = 2f_1 - F_1$ . A cette fréquence  $2f_1$ , il n'y a pas de composantes sur la voie d'entrée en A et il y a une composante sur la voie d'acquisition de sortie en B. Le filtre de 500Hz permet de sélectionner que cette fréquence en B' et d'éliminer les autres fréquences présentes en B.



Avec  $t_n \neq t_2 \neq t_1$

$K_1, K_2, K_2', \dots$  et  $K_n$  sont des exemples simplifiés de facteurs de proportionnalité qui peuvent être déterminés pendant les phases d'étalonnage de la chaîne de mesure. Par contre les phases relatives ne sont pas connues car les temps  $t_1, t_2, \dots$  et  $t_n$  sont arbitraires.

On peut seulement faire un rapport de composantes à la même fréquence (dans cet exemple, c'est le cas où la fréquence d'OL est  $f_{OL2}$ ). Il sera alors possible d'évaluer le gain en module et en phase vis à vis de la composante fréquentielle  $f_2$ . Une mesure des composantes spectrales étant réalisée séquentiellement et non pas simultanément, cela implique un manque d'information concernant les relations de phase entre les composantes spectrales mesurées et la phase absolue de chaque composante spectrale. Donc, la caractérisation à l'ARV ne permet pas un traitement pour une extraction de forme temporelle de signaux.

[3] a démontré une façon d'avoir accès à des formes temporelles en réservant une voie de l'ARV à un signal fixe prédéfini en module et en phase. Ce n'est cependant pas une façon "naturelle" d'effectuer des mesures temporelles. Le PNA de Agilent a aujourd'hui une option permettant cela.

## I.2.2 Caractérisation temporelle

Caractériser dans le domaine temporel signifie échantillonner le signal et réaliser une conversion analogique numérique pour traiter ce signal. Cette opération est fondée sur le principe d'échantillonnage (principe général de l'oscilloscopie) et non plus sur celui de l'hétérodynage.

### I.2.2.1 Préambule

L'opération d'échantillonnage est, dans une première approximation, une multiplication temporelle du signal à mesurer par une suite d'impulsions. Il existe donc une similitude circuit entre l'échantillonneur et le mélangeur, la figure I.20 montre deux schémas de principe comparatifs.

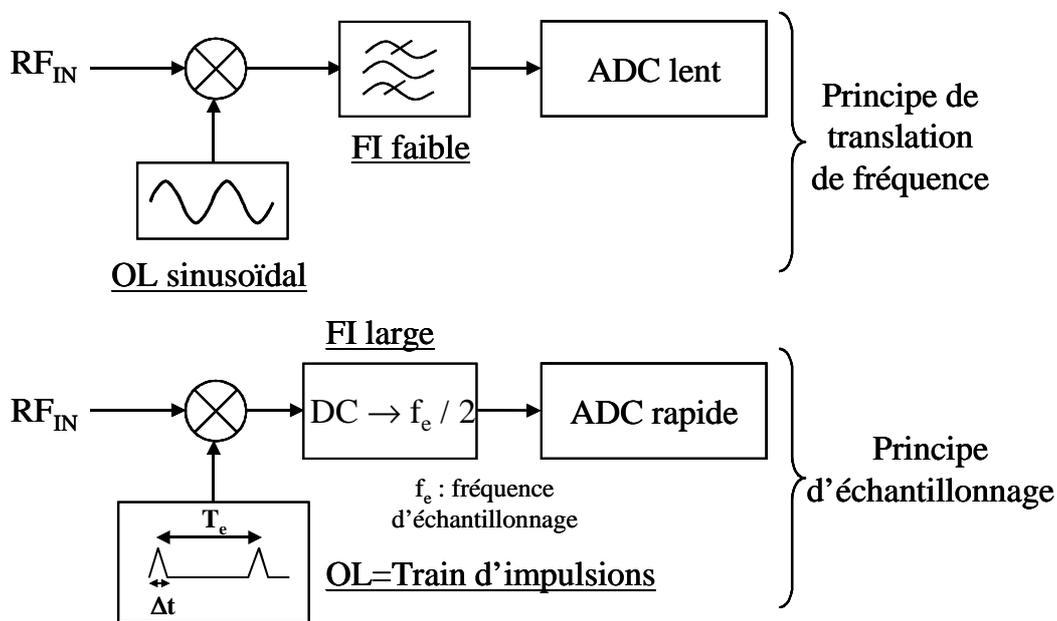


Figure I. 20 Différences essentielles entre le mélangeur et l'échantillonneur.

L'oscillateur local sinusoïdal du récepteur hétérodyne est remplacé par un oscillateur local composé d'impulsions dans le cas de l'échantillonnage. Deux paramètres essentiels pour l'échantillonnage dans le domaine temporel sont :

- La largeur d'impulsion  $\Delta t$  : c'est le facteur principal qui détermine la largeur de bande (ou bande passante) radiofréquence d'un échantillonneur.
- La période de récurrence  $T_e$  (ou la fréquence de répétition) du signal impulsionnel : cette fréquence est appelée la fréquence d'échantillonnage.

Dans le cas de l'échantillonnage, l'élargissement du filtre de fréquences intermédiaires

implique d'une part, la diminution de la dynamique (due à la mesure d'un bruit plus important). D'autre part, l'augmentation de la vitesse des ADCs diminue la résolution verticale. En conséquence, le choix d'un échantillonneur (oscilloscope) représente toujours le choix d'un compromis entre vitesse d'échantillonnage et dynamique (tableau Walden [4]).

Les convertisseurs analogique/numérique sont un point clef de l'instrumentation temporelle. Citons à ce sujet quelques chiffres (disponibles commercialement).

- SPECTRUM développe et fabrique des cartes et systèmes d'acquisition / génération de données pour le test et la mesure depuis 1989. SPECTRUM concentre ses efforts sur les cartes A/D, D/A et Entrées/Sorties numériques haute vitesse dans les gammes de 200KHz à 500MHz. L'utilisation d'amplificateurs rapides et de convertisseurs de haute qualité permet l'acquisition et la reproduction de signaux à haute fréquence. L'utilisation de mémoires locales de grande capacité permet d'acquérir et d'enregistrer avec qualité des signaux pouvant être rapides sur des périodes assez longues.
- L'AT84AS004 (ATMEL) fonctionne jusqu'à 2Géch/s. Conçu pour la numérisation précise des signaux large bande, il combine un convertisseur analogique-numérique de 10bits à 2Géch/s avec un Démultiplexeur (1:4) (DMUX).

Les fournisseurs d'oscilloscopes quant à eux proposent des solutions comprenant les échantillonneurs et les ADCs. Un exemple de performances obtenues est :

Oscilloscopes à phosphore numériques de la gamme DPO4000 (Tektronix) :

- Modèles avec bande passante 1GHz, 500 et 350MHz (sur 2 et 4 voies).
- Taux d'échantillonnage jusqu'à 5Géch/s sur toutes les voies.
- Longueur d'enregistrement de 10 méga-échantillons sur toutes les voies.

Selon la fréquence d'échantillonnage  $f_e=1/T_e$  notée sur la figure I.20 par rapport à la fréquence du signal d'entrée RF, on distingue deux type d'échantillonnage : l'échantillonnage direct et le sous échantillonnage.

### 1.2.2.2 Vitesse élevée – Echantillonnage direct

Dans ce cas, on parle d'oscilloscope à échantillonnage en temps réel. Le schéma de principe est le suivant :

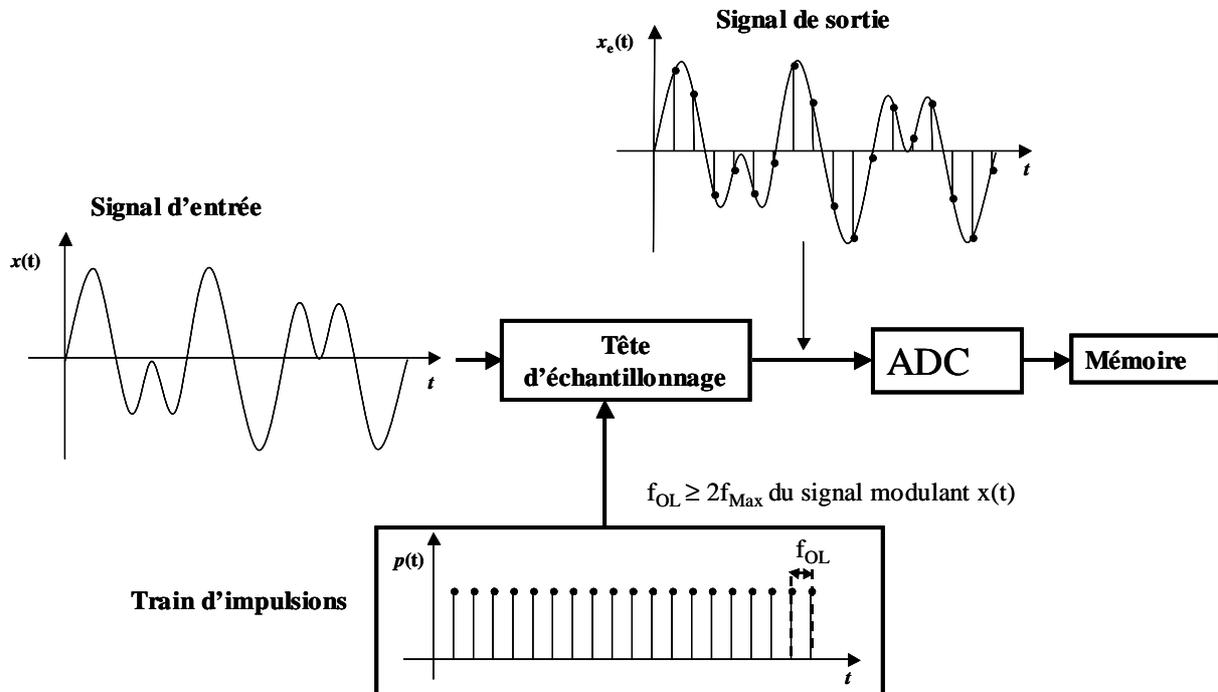


Figure I. 21 Schéma de principe d'un oscilloscope à échantillonnage en temps réel.

Quand l'oscilloscope est déclenché, la mémoire capture un flux de données qui arrive de l'ADC en temps réel. Les oscilloscopes en temps réel ont un ensemble de combinaisons d'amplificateur/atténuateur par lesquelles l'utilisateur commande la sensibilité d'entrée en utilisant le bouton de volts/division.

Actuellement, les oscilloscopes les plus performants disponibles sur le marché sont les suivants (Tektronix TDS6000, Agilent 80000 series, LeCroy SDA11000). Ces constructeurs proposent des oscilloscopes avec un flot de données à 40GS/s (40 échantillons par nanoseconde sur un canal) et la largeur de bande passante pour ce type d'oscilloscope varie entre 13GHz et 15GHz. On situe la résolution entre 5 et 6 bits effectifs à la fréquence maximale.

Il est très complexe d'obtenir des informations de description du système interne (hardware) de ces instruments. Les fonctions de l'échantillonneur bloqueur sont en technologie SiGe, les ADC en CMOS. Pour atteindre de telles performances en vitesse/résolution des techniques d'entrelacement sont mises en œuvre.



de base de temps.

- La gigue de phase (Jitter) sur cette base de temps peut être très gênante car l'enregistrement nécessaire est très long pour reconstituer en temps équivalent au moins une période du signal réel.

En revanche, l'intérêt majeur de ce type d'oscilloscope réside surtout dans la mesure quantitative de transitoire (échométrie) sur des trains d'impulsion. La dynamique est importante car, les ADCs utilisés sont lents et peuvent travailler avec une forte résolution verticale.

A noter aussi que les oscilloscopes de ce type sont ceux qui ont la plus large bande RF.

#### **I.2.2.3.2 Oscilloscopes LeCroy (100GHz) :**

Les instruments commercialisés ayant la plus large bande RF sont issus des constructeurs LeCroy. Ainsi les oscilloscopes tels que le WaveExpert 9000 et le SDA 100G, permettent d'obtenir une largeur de bande passante RF à l'état de l'art de 100 GHz. La structure de la tête d'échantillonnage n'est pas connue mais le principe est le même que celui de la figure I.22 avec une fréquence du signal d'échantillonnage de l'ordre de 10MS/s et un générateur d'impulsion utilisant une technologie de ligne non-linéaire à diodes AsGa qui permet d'obtenir des temps de montées de l'ordre de 20ps. Aucune littérature n'existe à notre connaissance pour le moment concernant la technologie des composants utilisés ou l'architecture de la tête d'échantillonnage mais la bande passante RF de 100GHz représente aujourd'hui l'état de l'art dans la conception d'oscilloscope numérique utilisant la technique de sous échantillonnage.

#### **I.2.2.3.3 Analyseur de transition micro-onde (MTA) :**

Cet instrument utilise aussi une technologie de diode AsGa pour la tête d'échantillonnage. Une description électrique détaillée du fonctionnement de la tête d'échantillonnage sera faite paragraphe I.3.3.

L'analyseur de transition micro-onde (Microwave Transition Analyser (MTA)) possède deux canaux identiques (CH1 et CH2) permettant la mesure de 2 signaux simultanément. Chaque canal est muni d'une tête d'échantillonnage permettant de compresser et translater le spectre du signal périodique RF d'entrée dans une bande de fréquence basse (FI). A la sortie de la tête d'échantillonnage, un filtre passe bas est utilisé pour éliminer tous les battements indésirables contenus dans le signal FI. Le signal FI est numérisé par un convertisseur analogique-numérique. Grâce à l'oscillateur local, au générateur d'impulsions et au circuit de déclenchement communs aux deux canaux, un échantillonnage synchrone est réalisé et permet une mesure précise de la

phase relative entre les signaux présents sur deux canaux. Les analyses fréquentielle et temporelle de ce mode sont détaillées dans [6]. Le synoptique de principe est le suivant.

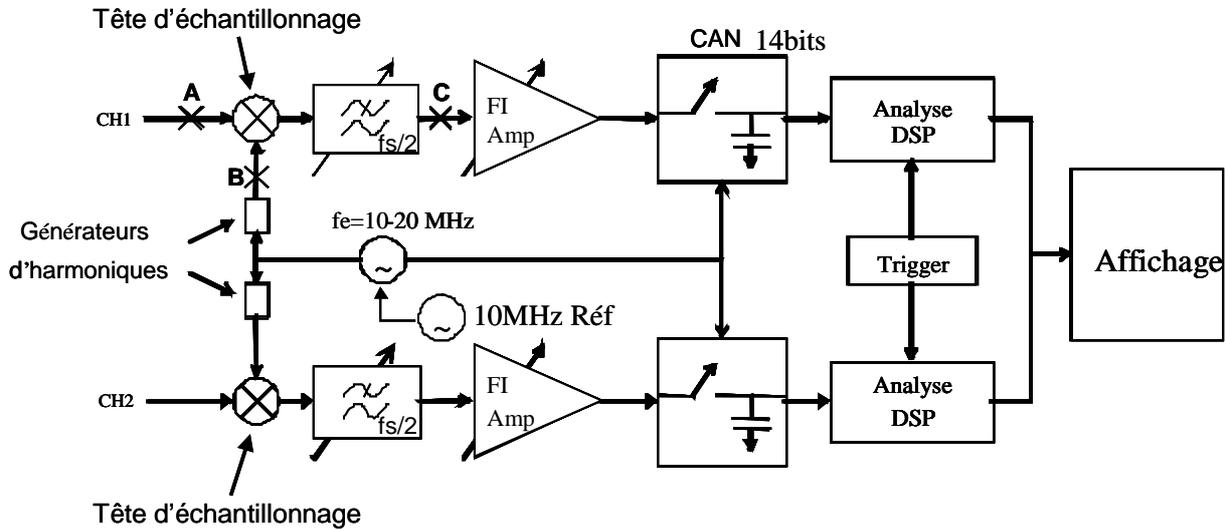


Figure I. 23 Synoptique d'un analyseur de transition micro-onde.

Le principe de compression translation de fréquence est décrit ci-dessous dans le domaine fréquentiel (figure I.24).

Le principe de fonctionnement du MTA est fondé sur un mélange harmonique [7] du signal RF à analyser avec un peigne fréquentiel dont la fréquence fondamentale  $f_c$  est la fréquence de sous échantillonnage qui peut varier entre 10 et 20 MHz (avec une résolution  $\leq 1$ Hz). Ce peigne fréquentiel est généré à l'aide d'une diode SRD (Step Recovery Diode) dont la caractéristique fortement non linéaire permet à partir d'une sinusoïde de référence ( $f_c$ ) de générer un très grand nombre d'harmoniques (k.f.). Ce signal de référence est généré en fait par un synthétiseur de fréquence synchronisé sur un signal de référence fixe à 10MHz.

Le schéma de principe de la tête d'échantillonnage de l'analyseur de transition micro-onde est donné par la figure suivante :

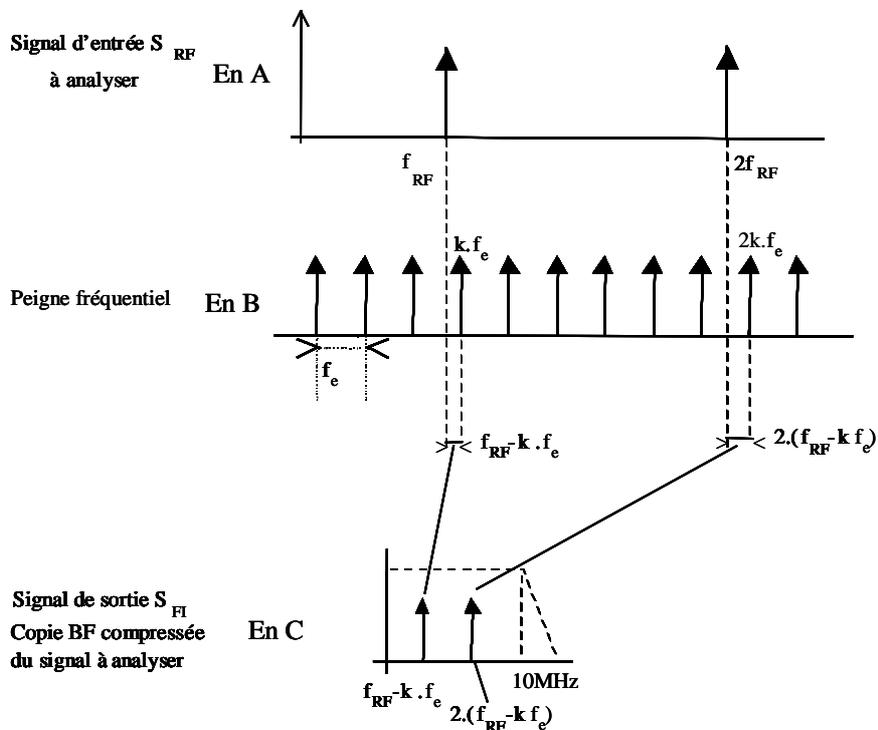
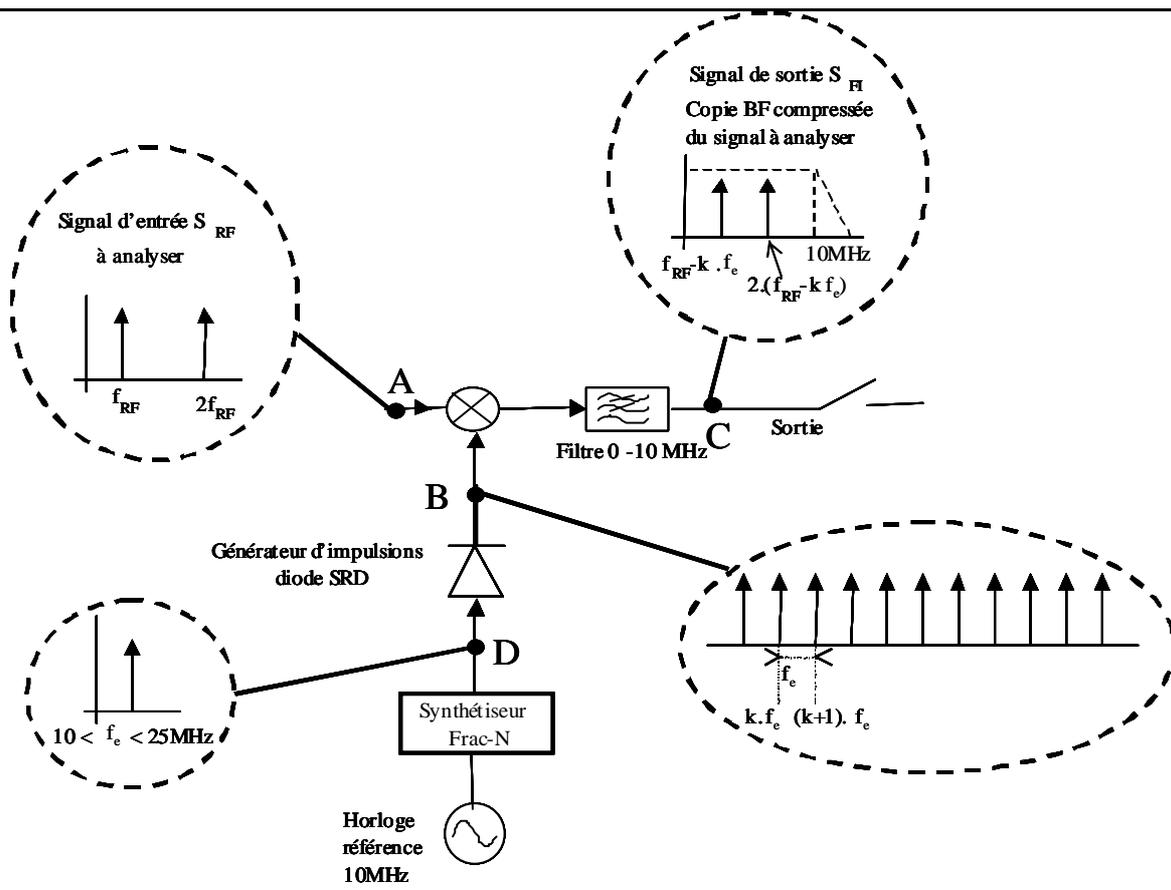


Figure I. 24 Schéma de principe d'une tête d'échantillonnage de MTA.

L'intérêt de ce mélange harmonique réside dans la possibilité à partir d'un signal hyperfréquence  $S_{RF}(f)$  composé de plusieurs raies harmoniques d'une fréquence fondamentale  $f_{RF}$  (RF) de générer une copie basse fréquence  $S_{FI}(f)$  de  $S_{RF}(f)$ . Comme le montre la figure I.24, une copie basse fréquence du signal RF est le résultat du mélange entre les raies spectrales du signal RF et les composantes spectrales les plus proches du peigne issu du générateur d'impulsions. Cette copie, après avoir été filtrée dans la bande 0-10 MHz de manière à éliminer tous les battements indésirables, est ensuite échantillonnée et numérisée par un convertisseur analogique numérique (ADC).

Selon le constructeur, le MTA présente une erreur de mesure de phase qui est spécifiée inférieure à  $6^\circ$  jusqu'à 18GHz. Cet appareil est fondé sur l'hypothèse que le temps de propagation de groupe de ses circuits micro-ondes internes est constant jusqu'à 18 GHz.

Le principe reste le même pour sa version prototype à 4 canaux synchronisés : le LSNA (Large Signal Network Analyzer). La description détaillée de celui-ci qui est l'instrument utilisé au cours de ces travaux de thèse sera faite dans le chapitre suivant.

### I.2.3 Insertion de l'instrument dans un banc de mesure et problème d'étalonnage en phase

Le schéma typique d'une caractérisation temporelle fort signal de dispositifs micro-ondes non-linéaires est le suivant :

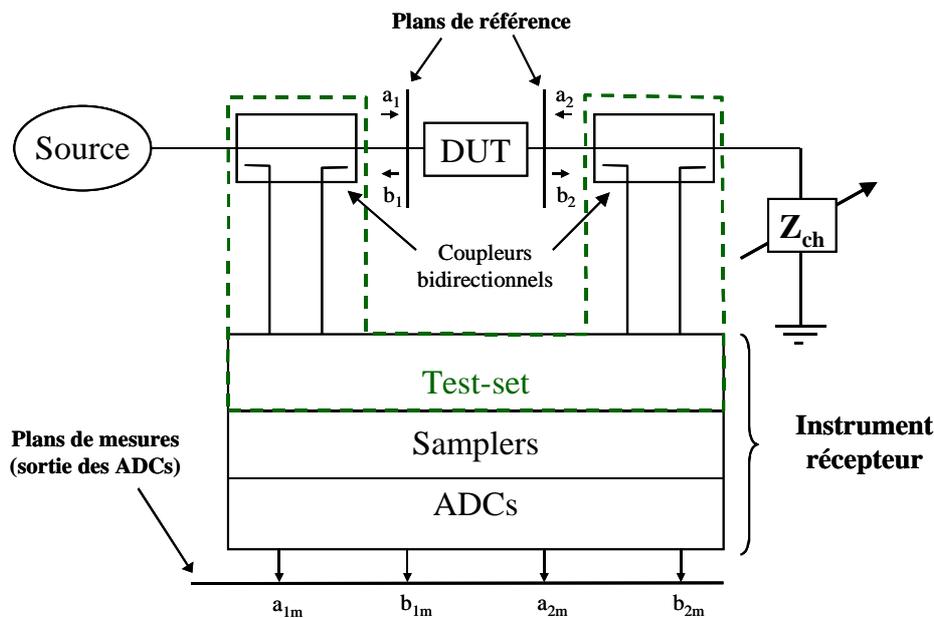


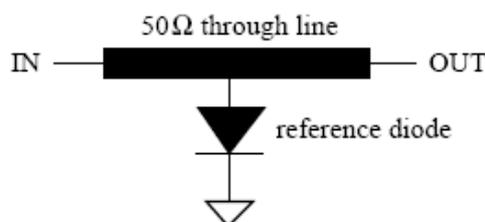
Figure I. 25 Banc de mesure pour la caractérisation temporelle des dispositifs non-linéaires.

Une phase cruciale en instrumentation micro-onde réside dans le calibrage. Cette phase consiste à mesurer des standards connectés dans les plans de référence pour déterminer les fonctions de transfert en module et en phase de la chaîne de mesure située entre les plans de référence et les plans de mesures (plans des ADCs). La procédure permettant de caractériser les fonctions de transfert en module est relativement bien maîtrisée. Elle est dans son principe identique à ce qui est pratiqué avec un ARV en utilisant un court circuit, un circuit ouvert, une charge  $50\Omega$ , une ligne (procédure SOLT ou LRM) et un Wattmètre de référence. En revanche, la procédure permettant de caractériser les fonctions de transfert en phase est très complexe et suscite encore aujourd'hui de nombreux débats dans la communauté scientifique internationale. Ce calibrage en phase a pour but la détermination des dispersions de temps de propagation de groupe TPG entre 2 accès (référence et mesure) ayant des signaux à des fréquences différentes (RF et FI). Elle nécessite d'avoir recours à un générateur étalon qui délivre simultanément les composantes spectrales des signaux sur la bande de fréquence d'intérêt car, comme nous l'avons vu précédemment pour effectuer des mesures temporelles, il faut absolument faire une acquisition simultanée et non séquentielle des composantes spectrales des signaux.

Le générateur étalon de phase génère un train d'impulsion à partir d'un signal sinusoïdal. Le spectre de ce train d'impulsion est riche en composantes spectrales qu'il est nécessaire de connaître en amplitude et en phase. Plusieurs travaux relatifs à la définition de ce générateur étalon ont été menés. Nous présentons les plus significatifs dans les paragraphes suivants :

### **I.2.3.1 Diode Schottky (golden diode) Urs Lott**

Urs Lott a été un des premiers scientifiques à proposer un standard de référence en phase pour l'étalonnage de son système de mesure temporel [8]. L'étalonnage en phase qu'il propose est fondé sur l'utilisation d'une diode nommée "golden diode". Ce standard constitué d'une diode Schottky AsGa montée en parallèle avec une ligne microruban  $50\Omega$  est illustré par la figure I.26.



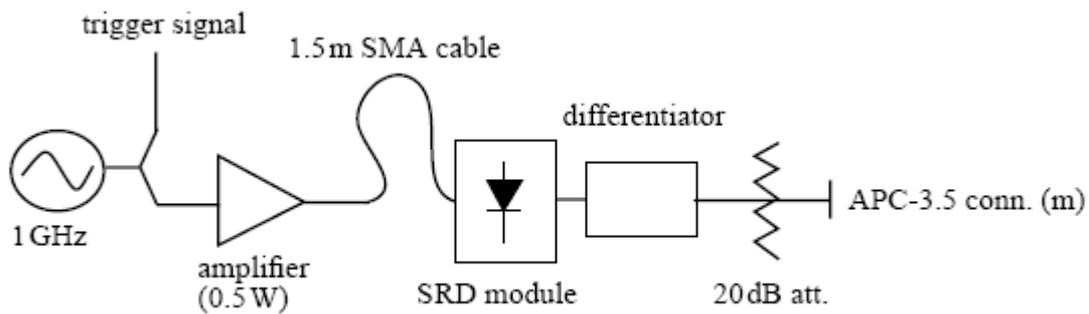
---

**Figure I. 26 Circuit de diode de référence en phase.**

Urs Lott a alors défini un modèle équivalent de la diode qui contient des effets inductifs et capacitifs parasites. Ce modèle est extrait à partir de mesures I/V et paramètres [S]. Puis la simulation grand signal donne les valeurs en amplitude et en phase du signal de sortie. Ce sont ces valeurs simulées qui sont ensuite utilisées lors de la phase de calibrage pour la mesure. En effet, Urs Lott connecte la Golden Diode dans les plans de référence de son système de mesure pendant la phase d'étalonnage, ce qui permet de connaître la réponse en TPG de sa chaîne de mesure.

### I.2.3.2 La diode SRD et l'étalonnage Nose-to-Nose

D'autres auteurs ont proposé de caractériser par des mesures un générateur étalon qu'ils avaient eux mêmes conçu. Ce générateur de référence en phase, riche en composantes fréquentielles, peut être fondé sur l'utilisation d'une diode particulière appelée diode SRD (Step Recovery Diode de type PIN avec zone I très étroite) [9].



**Figure I. 27 Schéma de construction d'une diode de référence en phase [9].**

En utilisant une diode SRD, le générateur étalon se présente comme indiqué sur la figure I.27. Les composants principaux sont :

- Un amplificateur de puissance pour forcer la diode à fonctionner en régime non-linéaire.
- Une diode SRD pour générer les impulsions.
- Une ligne de transmission non-linéaire pour rendre les impulsions plus fines et augmenter ainsi le taux des harmoniques de rang élevé.

### **I.2.3.2.1 Phase de caractérisation**

Le générateur étalon (générateur de référence en phase) est caractérisé par un oscilloscope à échantillonnage large bande fonctionnant en sous échantillonnage répétitif. Une transformation de Fourier discrète donne le rapport de phase entre différents harmoniques jusqu'à 50 GHz. Ce générateur de référence en phase est caractérisé sur une gamme entière de fréquences sinusoïdales d'excitation comprises entre 600 MHz et 1200 MHz avec une résolution suffisante pour permettre l'interpolation entre les fréquences mesurées.

### **I.2.3.2.2 Technique de calibrage du générateur étalon**

La précision de la caractérisation du générateur de référence en phase est déterminée par la précision de l'oscilloscope à échantillonnage. Ce générateur est connecté à un oscilloscope mais il faut un auto-calibrage de l'oscilloscope. L'oscilloscope à échantillonnage est caractérisé selon la procédure d'étalonnage nommée "nose-to-nose" [10] qui a été introduite en 1989 par Ken Rush (Agilent Technologies, Colorado Springs, USA). Il est fondé sur le principe qu'un échantillonneur peut aussi être utilisé comme générateur d'impulsion.

Une impulsion se produit lorsqu'une tension est appliquée aux condensateurs des échantillonneurs. Cette impulsion appelée "Kick-out" par les auteurs [10] est une très bonne approximation de la réponse impulsionnelle de l'oscilloscope à échantillonnage. Pendant la mesure "nose-to-nose", les entrées de deux oscilloscopes sont inter-connectées, l'un des deux oscilloscopes mesure le "Kick-out" de l'impulsion produite par l'autre.

Dans le cas où l'on utilise deux oscilloscopes, les auteurs précisent qu'il est nécessaire de faire l'hypothèse de "similitude" de réponse impulsionnelle des deux oscilloscopes. Cette hypothèse peut être levée en utilisant une procédure plus complexe utilisant trois oscilloscopes. Cette procédure complexe est une procédure de métrologie implantée et suivie par le NIST.

### **I.2.3.2.3 Echantillonnage électro-optique (EOS)**

Il est dit par les spécialistes [11] que la technique nose-to-nose est satisfaisante jusqu'à 18GHz mais pas au delà. Pour des fréquences plus élevées, un système de mesure d'échantillonnage électro-optique améliore les incertitudes sur la mesure de phase de l'étalonnage nose-to-nose. La technique d'échantillonnage électro-optique développée par D.F.Williams du NIST [11] est une procédure plus précise pour mesurer la phase des harmoniques.

Récemment, le système échantillonnage électro-optique (EOS) a permis de calibrer la réponse impulsionnelle d'un convertisseur opto-électrique (O/E) jusqu'à 110 GHz. Ainsi la

mesure de la réponse électrique de l'O/E par l'oscilloscope permet de déduire la fonction de transfert de l'oscilloscope [12].

Conclusion : Ce problème d'étalon de phase n'est pas totalement résolu actuellement puisqu'il n'existe pas d'étalon véritablement commercialisé en tant que tel actuellement qui ferait par exemple partie d'un kit d'étalonnage des oscilloscopes. C'est encore plus vrai lorsqu'il s'agit de définir un étalon de phase pour la mesure de signaux complexes (au sens d'une modulation). La recherche d'une solution à ce problème fait partie de ce travail de thèse.

Le choix ou la conception d'un étalon de phase nécessite au préalable la compréhension fondamentale des phénomènes électriques inhérent à l'utilisation de tel ou tel récepteur. Dans le cadre de cette thèse, le récepteur est le LSNA dont nous allons maintenant détailler le fonctionnement électrique de l'élément fondamental que constitue la tête d'échantillonnage.

## I.3 Tête d'échantillonnage – Description de principe

Les systèmes d'échantillonnage électrique pour la mesure de signaux micro-ondes les plus haut en fréquence utilisent la technique de sous-échantillonnage. C'est cette technique qui sera utilisée au cours de ces travaux de thèse. Nous proposons, dans ce qui suit, une description de principe de la tête d'échantillonnage.

### I.3.1 Echantillonnage (rappel théorique)

Notons par  $x(t)$  le signal analogique RF de départ. La constitution du signal échantillonné  $x_e(t)$  est par obtenue multiplication de ce signal analogique avec un train d'impulsion de Dirac d'amplitude unité et de période  $T_e$ . Ce train est noté  $p(t)$  et est défini par

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_e) \quad (\text{I-3})$$

Le signal échantillonné  $x_e(t)$  est alors donné par :

$$x_e(t) = x(t) \cdot p(t) \quad (\text{I-4})$$

Qui peut aussi s'écrire sous la forme :

$$x_e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - kT_e) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_e) \cdot \delta(t - kT_e) \quad (\text{I-5})$$

La figure I.28 présente un système d'échantillonnage dans lequel l'échantillon prélevé à l'instant  $t$  est conservé en mémoire jusqu'au prélèvement de l'échantillon suivant à l'instant  $t + T_e$ . Lorsque le signal de commande est au niveau haut, l'interrupteur se ferme et le signal de sortie suit le signal d'entrée. Quand la commande passe au niveau bas, l'interrupteur s'ouvre et la capacité  $C_H$  (capacité de maintien) maintient le signal présent à ses bornes à l'instant de l'ouverture.

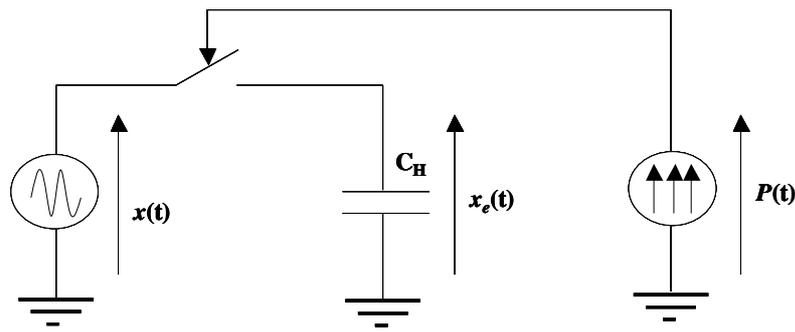


Figure I. 28 Principe du système d'échantillonnage idéal.

La transformée de Fourier de l'équation (I-4) nous montre alors le comportement du signal échantillonné dans le domaine spectral. Pour un signal  $x(t)$  de transformée de Fourier  $X(f)$ ,

$$\text{on aura : } X_e(f) = TF[x_e(t)] = F_e \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f) * \delta(f - kF_e) = F_e \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kF_e) \quad (I-6)$$

Le spectre du signal échantillonné est une répétition du spectre du signal analogique d'origine. Ce spectre est donc une fonction périodique dont la période est égale à la fréquence d'échantillonnage.

L'échantillonnage idéal impliquant des impulsions infiniment courtes n'est qu'approximativement réalisable. Dans la pratique, on utilisera des impulsions de durée courte mais finie.

Le signal échantillonné réel sera constitué alors d'une suite d'impulsions distantes de  $T_e$  et de largeur  $\tau$ . L'amplitude de ces impulsions sera fonction du procédé d'échantillonnage utilisé :

- Naturel : amplitude égale à  $x(t)$  pendant la durée  $\tau$  ;
- Régulier : amplitude constante et égale à  $x(nT_e)$  pendant la durée  $\tau$  ;
- Moyenneur : amplitude égale à la moyenne de  $s(t)$  sur l'intervalle  $\tau$ .

Pour les mesures hautes fréquences, nous considérons l'effet de la largeur de l'impulsion d'échantillonnage  $\tau$  et la conductance de commutateur  $g(t)$  sur la largeur de bande radiofréquence du système d'échantillonnage.

La figure I.29 représente le schéma du système d'échantillonnage réel.

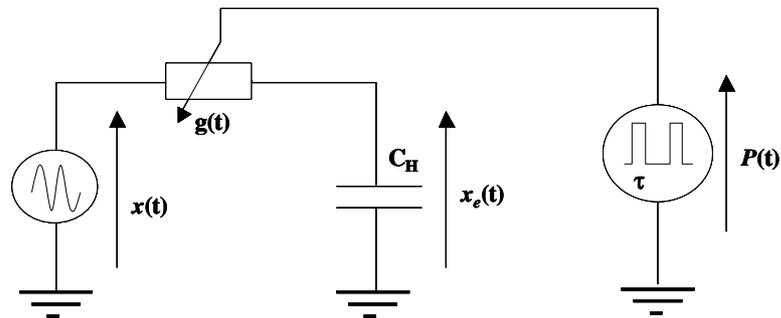


Figure I. 29 Principe du système d'échantillonnage réel.

Le sous-échantillonnage constitue le principe du stroboscope. Le flash périodique du stroboscope correspond à un échantillonnage par train d'impulsions. Le sous-échantillonnage permet d'observer les signaux micro-ondes et des phénomènes haute fréquences en repliant leur spectre dans une bande de fréquence FI réduite.

### I.3.2 Durée d'impulsion d'échantillonnage

Le commutateur est modélisé par une conductance  $g(t)$  (Figure I.29). Le signal d'échantillonnage  $p(t)$  ne correspond pas à un signal idéal de peigne de Dirac de période  $T_e$ . Le signal d'échantillonnage réel  $p_R(t)$  est constitué d'impulsions rectangulaires de largeur  $\tau$ . Ce modèle linéaire est simple, mais permet de prévoir la largeur de bande RF d'un échantillonneur. La figure I.30 représente la conductance  $g(t)$  et la forme de l'impulsion.

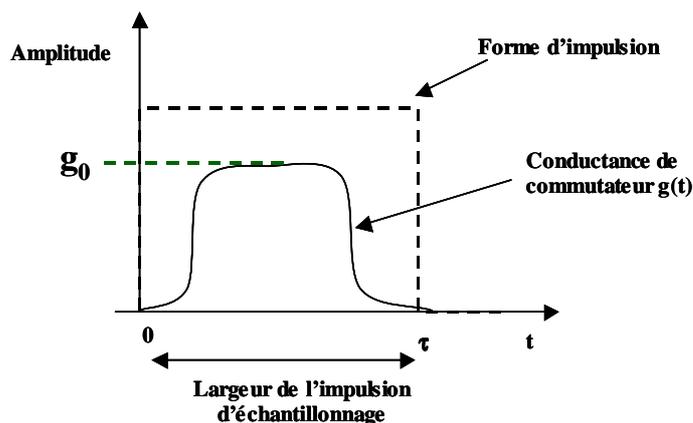


Figure I. 30 La fonction de conductance de commutateur  $g(t)$  et la forme d'impulsion.

L'équation différentielle caractéristique qui régit le fonctionnement du circuit figure I.29 est donnée par l'équation (I-7) :

$$\frac{\partial}{\partial t} x_e(t) + \frac{g(t)}{C_H} x_e(t) = \frac{g(t)}{C_H} x(t) \quad (I-7)$$

La résolution de cette équation différentielle du premier ordre avec des coefficients variant en fonction du temps permet de déterminer la réponse impulsionnelle du circuit. Par transformée de Fourier, on peut alors en déduire la fonction de transfert. Tous les détails mathématiques peuvent être trouvés dans l'article [13]. Dans la suite, on suppose que la conductance  $g(t)$  égal à  $g_0$  (rectangulaire idéale), alors la réponse en fréquence est donnée par :

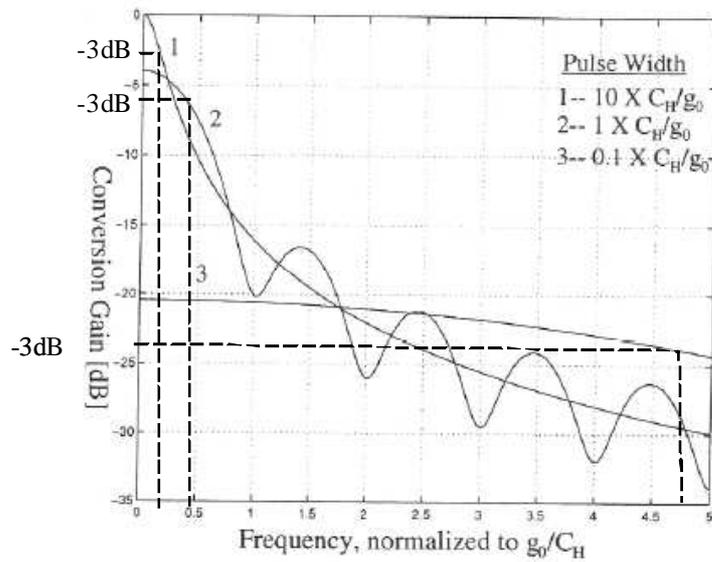
$$H_{éch}(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega C_H}{g_0}} \left( 1 - e^{-\frac{\tau g_0}{C_H} (1 + \frac{j\omega C_H}{g_0})} \right) = \frac{X_e(\omega)}{X(\omega)} \quad (I-8)$$

Le module de la fonction de transfert (ou gain de conversion) est tracée sur figure I.31 pour différentes largeurs d'impulsion  $\tau$

$$|H_{éch}(\omega)| = \left( \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\left(\frac{g_0}{C_H}\right)^2}} \right)^{-1} \times \left| 1 - e^{-\frac{\tau g_0}{C_H} (1 + \frac{j\omega}{\frac{g_0}{C_H}})} \right| \quad (I-9)$$

La normalisation de la fréquence par  $(g_0/C_H)$  donne :

$$|H_{éch}(\omega_n)| = \frac{1}{\left(\sqrt{1 + \omega_n^2}\right)} \times \left| 1 - e^{-\frac{\tau g_0}{C_H} (1 + j\omega_n)} \right| \quad \text{avec } \left( \omega_n = \frac{\omega}{\left(\frac{g_0}{C_H}\right)} \right) \quad (I-10)$$



**Figure I. 31 La dépendance de la réponse en fréquence à la largeur d'impulsion  $\tau$  pour une conductance rectangulaire idéale d'amplitude  $g_0$ .**

Cette figure nous prouve que la largeur de bande passante radiofréquence d'un échantillonneur est principalement déterminée par la largeur  $\tau$  d'impulsion : plus  $\tau$  est faible plus la bande passante RF est grande mais plus le gain de conversion est faible. Il est donc nécessaire de trouver des compromis entre bande passante et gain de conversion.

### I.3.3 Schéma d'une tête d'échantillonnage

Mark Kahrs [14] propose une bonne introduction à l'échantillonnage micro-onde et une large bibliographie.

La figure suivante représente les composants électroniques fondamentaux qui permettent de simuler le fonctionnement d'une tête d'échantillonnage :

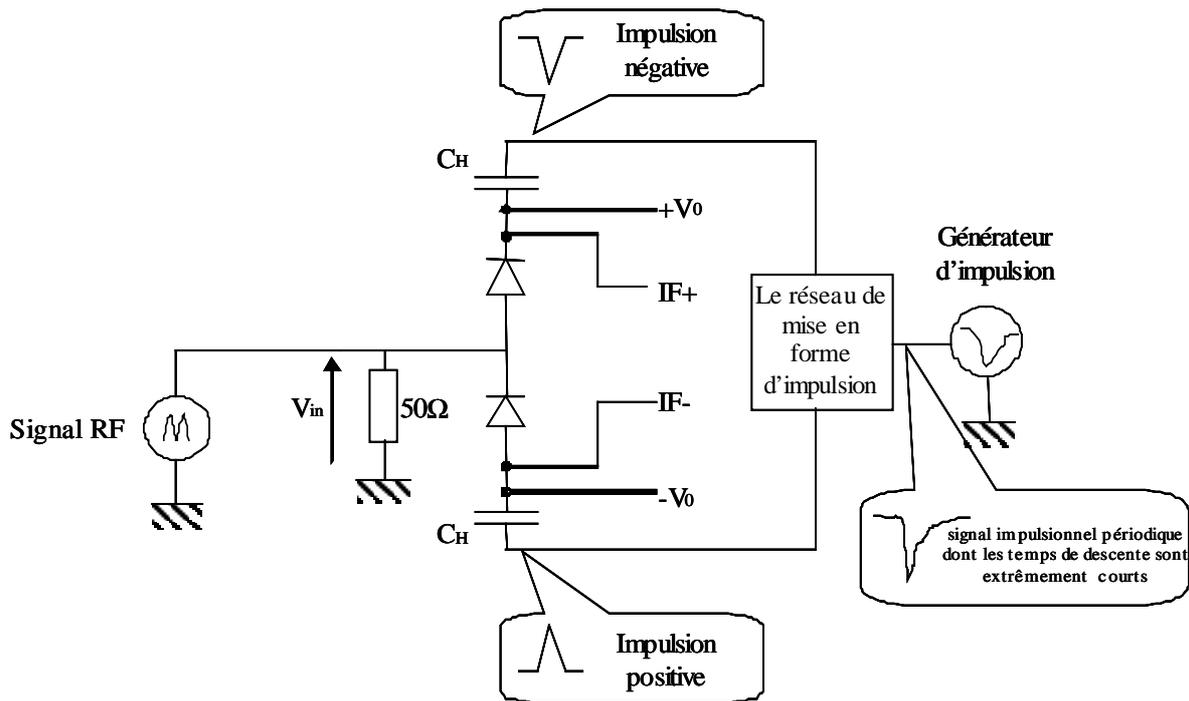


Figure I. 32 Schéma bloc de l'architecture d'une tête d'échantillonnage classique radiofréquence.

Les diodes sont polarisées en inverse (polarisation DC  $+V_0$  et  $-V_0$ ). Lorsqu'elles sont soumises au signal impulsionnel positif ou négatif, les diodes placées en série deviennent passantes et elles présentent alors une impédance très faible.

Pendant le temps de conduction des diodes, les capacités se chargent à partir de la tension du signal radiofréquence ou micro-onde d'entrée présente à leurs bornes.

Puis, une fois que les diodes ne sont plus soumises à l'impulsion, les diodes reviennent à leur état normal de polarisation inverse (elles sont alors bloquées), les deux capacités bloquent et mémorisent les tensions.

L'échantillon du signal radiofréquence est obtenu en réalisant la somme des deux signaux de sortie IF+ et IF-.

Ce système d'échantillonnage est constitué de 3 fonctions électroniques fondamentales :

- Un générateur d'impulsion.
- Un réseau de mise en forme de l'impulsion et génération de deux impulsions en opposition de phase.
- Les diodes Schottky qui fonctionnent en mode passant/bloqué pour l'acquisition des échantillons du signal radiofréquence.

### **I.3.3.1 Le générateur d'impulsion**

Ce générateur d'impulsion peut être réalisé avec une diode SRD complétée par une ligne de transmission non linéaire appelée aussi Non Linear Transmission Line (NLTL) [15]. Dans les deux cas, ces composants permettent de générer un signal impulsionnel périodique dont la durée de l'impulsion est plus ou moins longue mais dont les temps de descente "fall time" sont extrêmement courts : typiquement 0.5-1 ps pour la ligne non-linéaire avec la diode SRD et quelques 10ps pour la diode SRD seule.

### **I.3.3.2 Le réseau de mise en forme du générateur d'impulsion**

Ce réseau est généralement constitué d'un transformateur et de deux lignes de transmission court-circuitées. Le transformateur a pour rôle de transformer l'impulsion générée par le générateur d'impulsion décrit précédemment en deux signaux impulsionnels de tension en opposition de phase. La structure dite équilibrée avec deux générateurs d'impulsions en opposition de phase permet d'améliorer l'isolation entre les différents accès (RF, OL, FI).

### **I.3.3.3 Etat de l'art PSPL**

La société américaine (Picosecond Pulse Lab) [16][17] spécialisée dans le domaine des échantillonneurs, propose dans une publication la faisabilité d'une tête d'échantillonnage de bande passante 100Ghz avec une fréquence d'échantillonnage allant jusqu'au 10GHz. Cependant ce produit n'est pas commercialisé car ils ne s'engagent pas sur les performances et les spécifications jusqu'à ces fréquences. Ils estiment que l'ouverture d'échantillonnage qui correspond au temps où les diodes Schottky AsGa sont passantes est de l'ordre de 3ps. PSPL utilise aussi la technologie de ligne de transmission non-linéaire (NLNL). La gamme de dynamique linéaire est de 2Vpp. La performance de cette tête d'échantillonnage doit permettre des avancements significatifs dans les récepteurs Ultra large bande pour le test à vitesse élevée et la mesure d'équipement en onde millimétrique.



Figure I. 33 Tête d'échantillonnage de bande passante de 100Ghz.

La figure suivante représente le schéma électrique de la tête d'échantillonnage de bande passante de 100GHz.

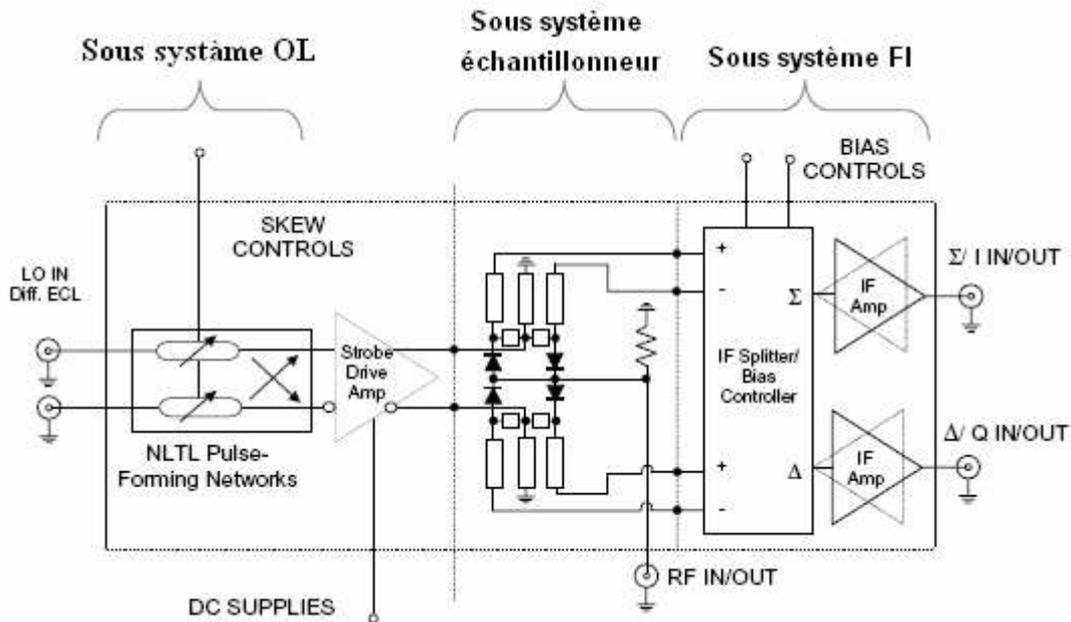


Figure I. 34 Schéma électrique de la tête d'échantillonnage de bande passante de 100Ghz.

## **I.4 Principaux travaux de caractérisation temporelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires.**

Une première application des travaux dans le domaine concerne la caractérisation de composants (transistors) pour améliorer la connaissance du fonctionnement non-linéaire et contribuer à la modélisation des composants ou à la conception assisté par ordinateur (CAO) des circuits micro-ondes.

Une seconde application concerne la caractérisation de module de puissance déjà réalisé (amplificateur de puissance par exemple) pour extraire un modèle comportemental utilisable dans la CAO des systèmes.

Dans le premier cas, nous verrons que les signaux mis en jeu sont essentiellement des porteuses micro-ondes non modulés (CW) et leurs harmoniques. Nous parlerons alors de caractérisation temporelle pure restreinte à des signaux simples.

Dans le second cas, les signaux sont des porteuses modulées et les harmoniques ne sont pas pris en considération. Ils sont supposés idéalement filtrés par le module sous test. Nous parlerons ici de caractérisation temporelle d'enveloppe. Une caractérisation non-linéaire temporelle "entière" (harmoniques de porteuse et harmoniques d'enveloppe de modulation) demeure extrêmement complexe surtout pour de larges bandes de modulation (supérieures à quelques MHz).

Nous tentons d'apporter une contribution à ce sujet dans le cadre de ces travaux de thèse.

### **I.4.1 Mesures temporelles d'enveloppes de modulation**

Une contribution significative où la difficulté réside dans les larges bandes a été proposé par A. Moulthrop [18]. Il a utilisé un MTA pour mesurer les distorsions par un amplificateur d'un signal large bande (2 à 3GHz) modulant une porteuse millimétrique (20GHz).

Le signal modulant (Bande de base) est un train d'impulsions de largeur 0.35ns (2.8GHz).

Le synoptique du système de mesure est le suivant (figure I.35) :

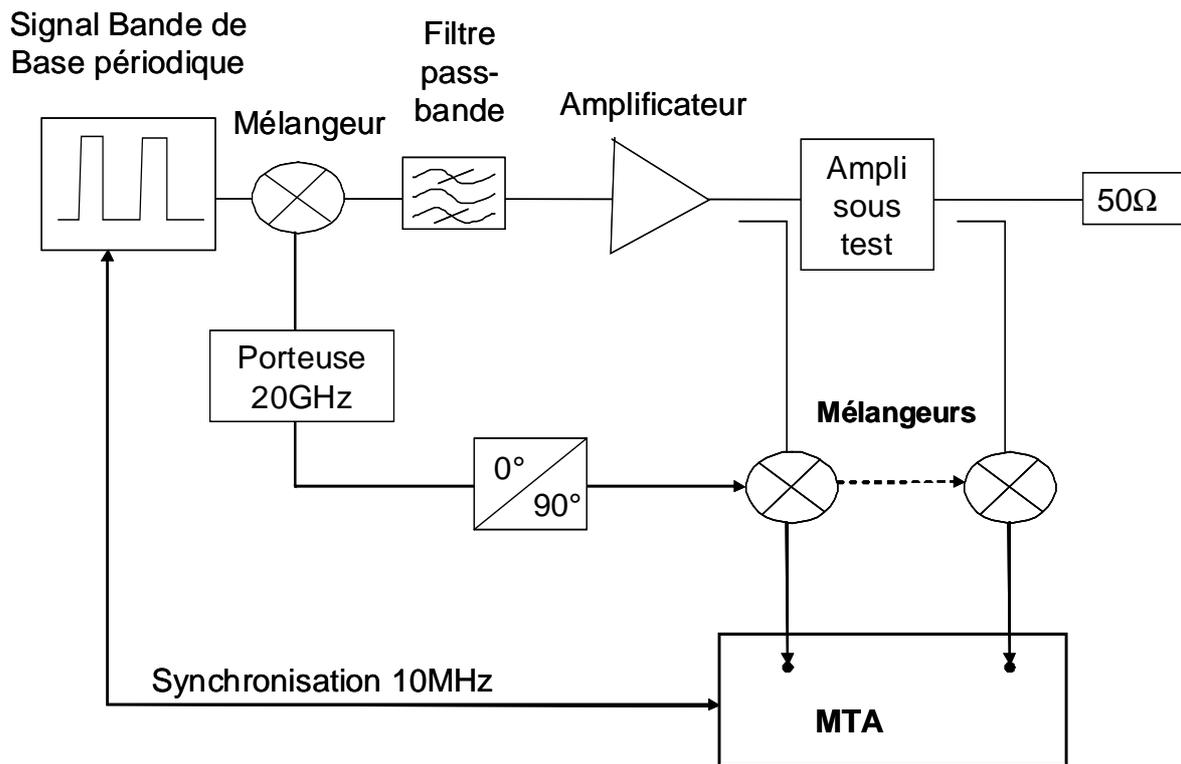


Figure I. 35 Mesures temporelles d'enveloppes de modulation à l'aide du MTA.

Le signal millimétrique est démodulé pour la mesure au MTA. Le MTA mesure les distorsions du signal bande de base (2.8GHz et ses harmoniques jusqu'à 18GHz environ). Pour cela, il effectue un sous échantillonnage à 20MHz comme expliqué précédemment.

Un déphaseur à deux positions (0-90°) est nécessaire en démodulation pour enregistrer séquentiellement les parties réelles et parties imaginaires des enveloppes complexes des signaux modulés car le MTA ne comprend que deux canaux.

Les mélangeurs des voies de mesures sont pré-caractérisés pour connaître leur fonction de transfert (module et temps de propagation de groupe) [19] (Clark 1996). Il est supposé que le TPG interne au MTA est constant jusqu'à 18GHz.

Les mesures de gain complexe de l'amplificateur sous test servent à modéliser cet amplificateur par un filtre numérique à coefficients non constants (filtre non-linéaire). Il s'agit d'extraire à partir de mesures un modèle dit "équivalent passe bas" non linéaire intégrant au mieux les effets de mémoire.

Ce même principe de caractérisation a également fait l'objet de travaux au sein d'Xlim [20][21]. Dans ces travaux, un oscilloscope numérique est utilisé au lieu du MTA. La dynamique de mesure est moins bonne (48dB au lieu de 60dB). Cependant, l'utilisation d'oscilloscope à

quatre canaux permet de faire une caractérisation plus complète (signaux incidents, transmis et réfléchis). De plus, l'échantillonnage direct réalisé par l'oscilloscope sur l'enveloppe des signaux permet, par rapport au MTA, d'analyser avec plus de souplesse des formats de modulation plus complexes (signaux pseudo-aléatoires).

## 1.4.2 Caractérisation des classes à haut rendement des transistors et amplificateurs de puissance

### 1.4.2.1 Caractérisation de transistor en mode CW

Une collaboration entre Xlim et Agilent-NMDG a permis l'optimisation visuelle et expérimentale du fonctionnement optimisé en rendement d'un transistor MESFET AsGa fonctionnant à 1.8GHz en classe F [22].

Le schéma du banc de mesure est le suivant :

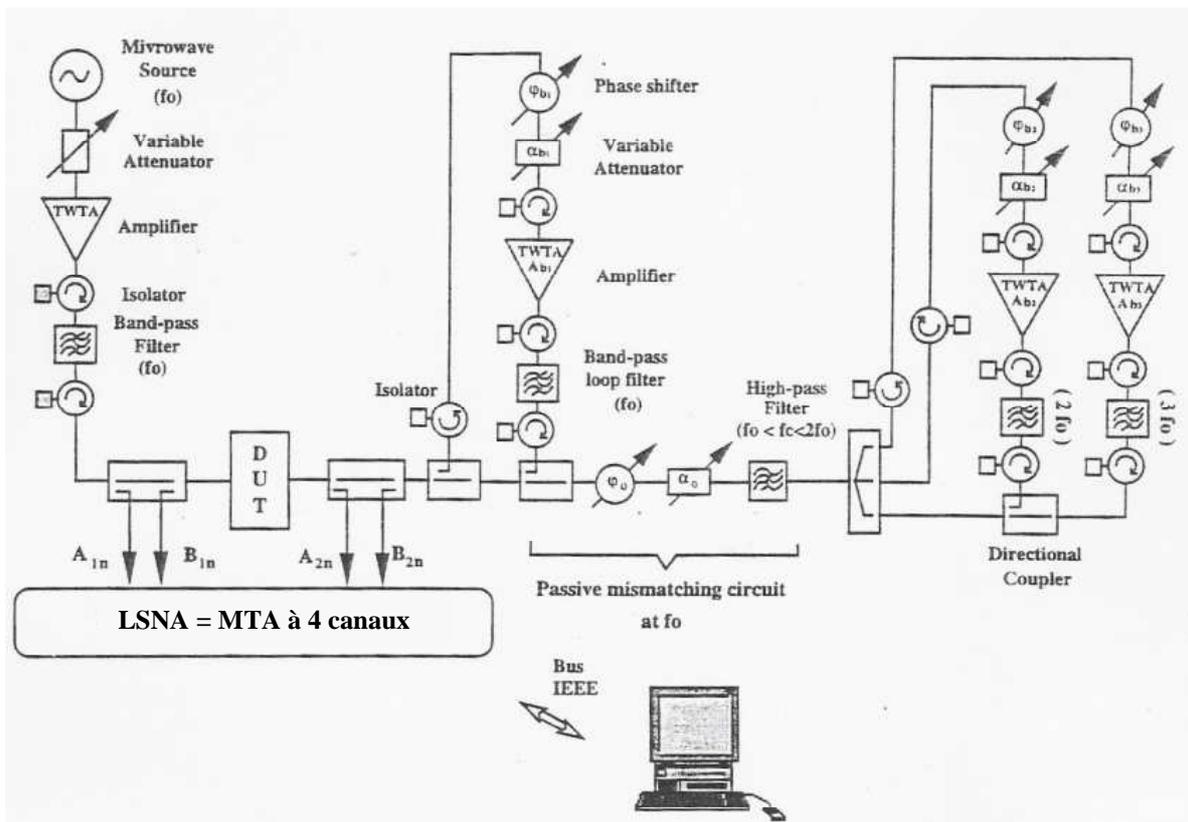


Figure I. 36 Banc de mesure pour la caractérisation de transistor en mode CW.

Les boucles actives synthétisent les impédances optimales aux trois premières harmoniques.

Un des points clefs de ce type de caractérisation réside dans le fait de contrôler les conditions de fonctionnement en classe F et d'utiliser une instrumentation complètement calibrée en module et en phase absolues (utilisation d'un étalon de phase lors du calibrage). Nous reviendrons sur ces aspects importants de calibrage dans le chapitre suivant de ce mémoire.

Des résultats de formes d'ondes temporelles et de courbes de puissance sont donnés (figure I.37) :

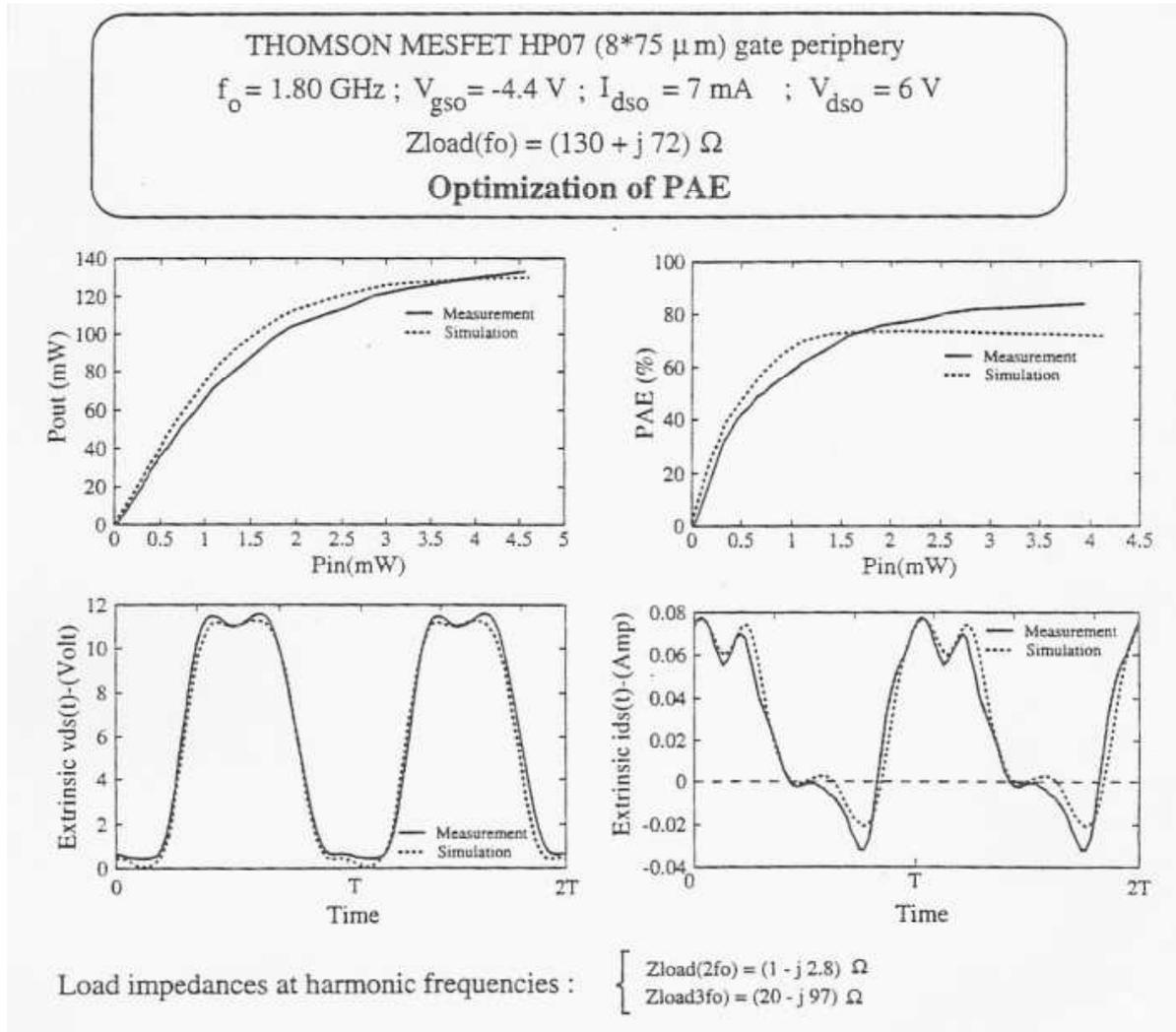


Figure I. 37 Formes d'ondes temporelles d'un transistor MESFET AsGa.

D'autres auteurs ont fait ce même type de travaux avec des niveaux de puissance plus élevés (LDMOS 30W) [23].

### 1.4.2.2 Caractérisation de circuit MMIC (mode CW)

Sur le même principe que celui décrit dans le paragraphe précédent, la caractérisation temporelle de circuit MMIC réalisée en utilisant des sondes haute impédance [24] pouvant être déplacées aux différents nœuds du circuit s'avère intéressante pour deux raisons :

Ce type de caractérisations à l'aide de sondes haute impédance HIP (High Impedance Probe) permet de vérifier le fonctionnement au niveau circuit. La connaissance des formes d'ondes temporelles au niveau des différents nœuds des systèmes permet de réaliser d'éventuelles rétroactions dans les étapes de conception.

Les mesures de ce type permettent de réaliser des analyses avancées de fiabilité à partir d'excitation RF prolongées "Stress RF".

Le schéma de mesure réalisé dans le cadre de travaux de collaboration CNES/NMDG/XLIM cités en [25] est le suivant :

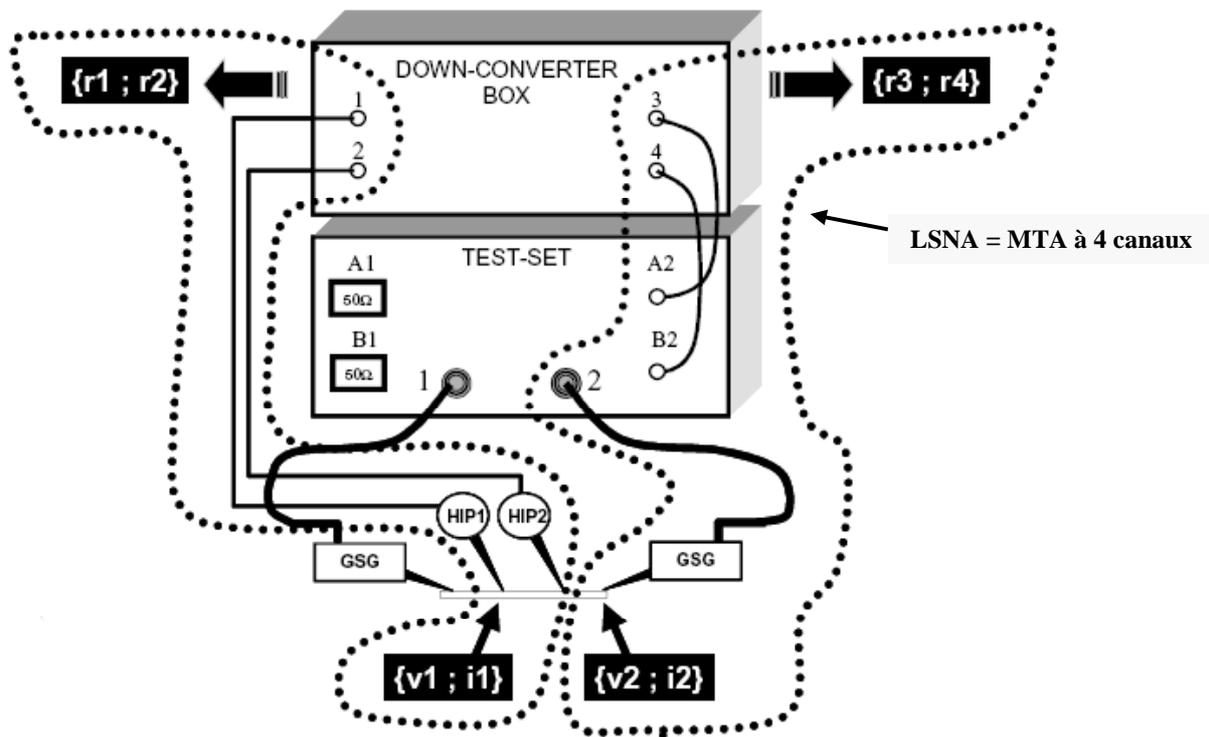


Figure I. 38 Le LSNA utilisé avec des sondes HIPs.

Un étalonnage complet du système de mesure est fait sous pointe  $50\Omega$  (Sondes GSG).

Puis, en déconnectant un canal et en le réservant à l'utilisation d'une sonde haute impédance (HIP), on peut déterminer les paramètres [S] de celle-ci en effectuant une comparaison entre les mesures obtenues sur une ligne  $50\Omega$  courte, à l'aide des sondes HIP et

celles obtenues sous pointes  $50\Omega$ .

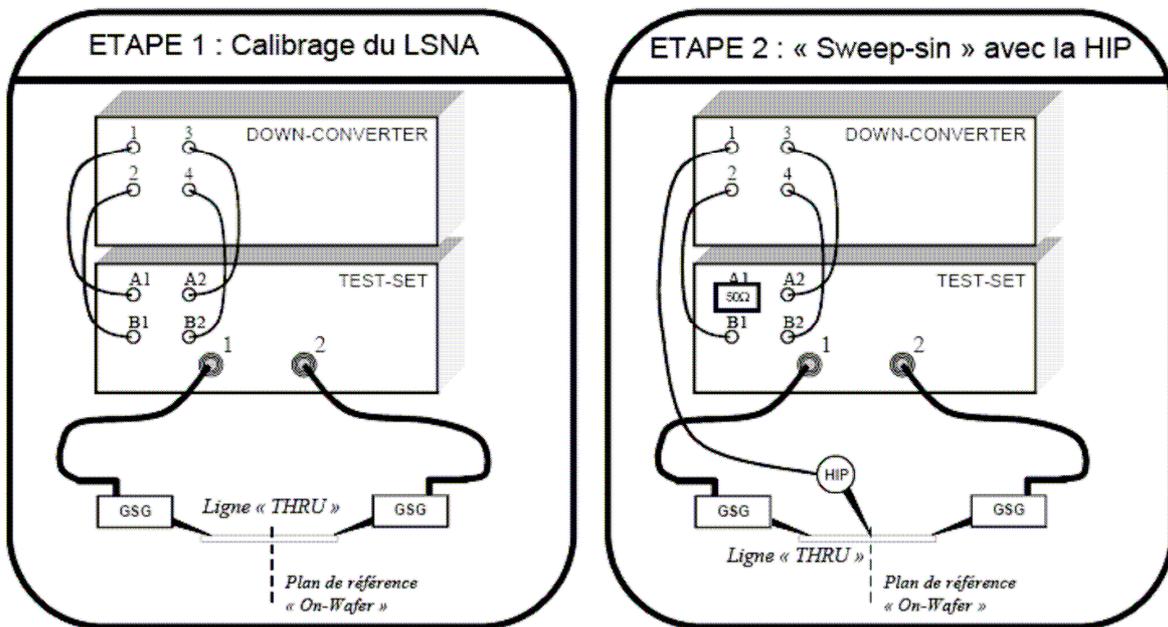


Figure I. 39 Etalonnage du système de mesure "On-wafer".

On peut ensuite connecter un circuit MMIC et faire des mesures de tension à l'aide de la sonde haute impédance calibrée. Les mesures de courants nécessitant deux sondes proches posées sur une même ligne sont difficiles à réaliser et n'ont toujours pas été mises en œuvre à ce jour.

Un exemple de résultats est donné figure I.40. Il concerne un circuit à deux transistors HBTs.

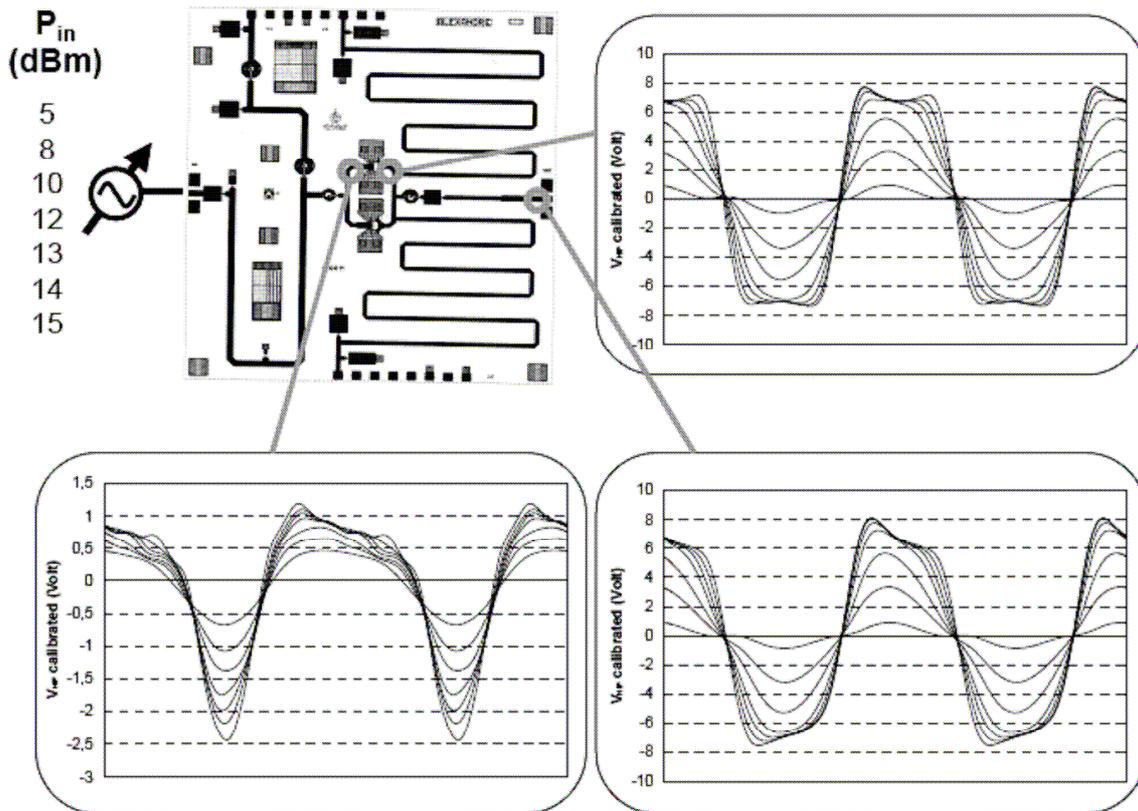
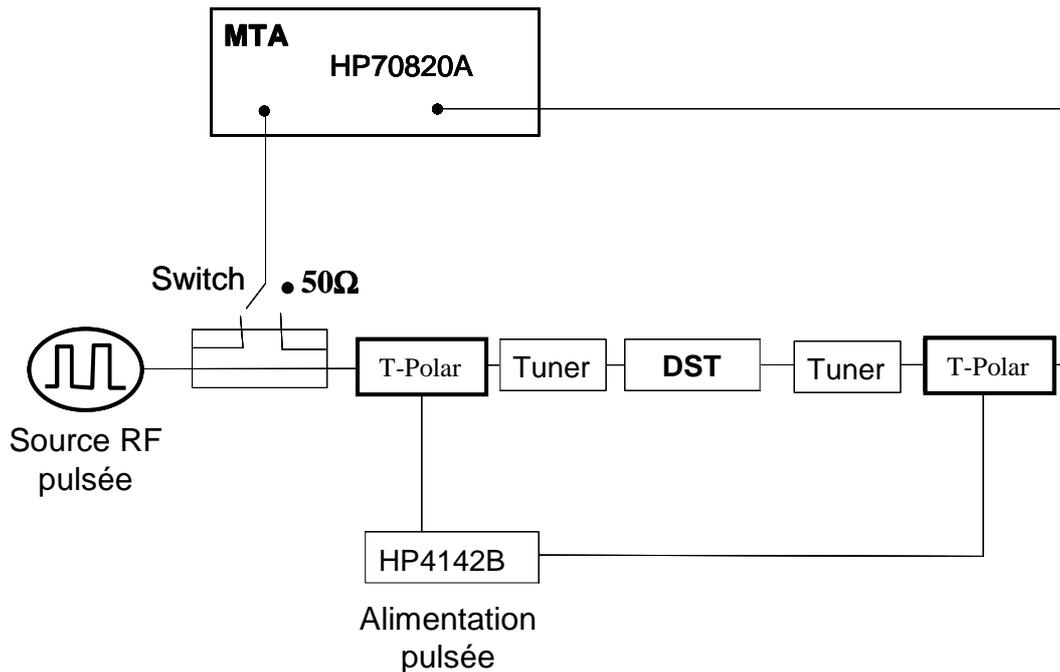


Figure I. 40 Layout de l'amplificateur sous test et les formes d'ondes calibrées internes mesurées avec la sonde haute impédance pour différentes puissances du signal en entrée.

#### I.4.2.3 Caractérisation de transistor en mode CW pulsé

Face à l'émergence de transistors de puissance en technologie GaN créant une rupture technologique dans le domaine de l'amplification de puissance micro-onde, [26] a caractérisé des transistors en mode CW pulsé car en phase de l'élaboration de cette technologie, il est intéressant d'évaluer l'impact des phénomènes thermiques et de pièges sur les performances RF.

Ils utilisent simplement un MTA supposé avoir une réponse interne idéale en terme de TPG. Leur système de mesure est le suivant :



**Figure I. 41** Caractérisation de transistor en mode CW pulsé à l'aide du MTA.

Ce travail permet d'appréhender comment les divers paramètres du dispositif, tels que la tension de polarisation et les capacités non-linéaires influent sur les performances micro-ondes en régime fort signal. La variation de l'impédance de source et de charge est réalisée avec des tuners mécaniques Maury Microwave dont la bande passante est comprise entre 4 et 26.5 GHz. La polarisation est fournie par une alimentation DC (Agilent 4142B) et des tés de polarisation. Un analyseur de transition micro-onde HF70820A (MTA) est utilisé pour mesurer la puissance aux fréquences choisies et les formes des ondes temporelles dans les plans de référence jusqu'à 40GHz.

### I.4.3 Mesure pour l'extraction de paramètres [S] fort niveau ou "paramètres [S] chaud"

Dans le but de proposer des solutions de modélisation comportementale (boîte noire) de dispositifs non-linéaires J. Verspecht introduit un formalisme de [S] fort niveau et utilise un banc de mesure temporel fondé sur un LSNA pour extraire ces paramètres [S] [27][28].

Pour comprendre ce formalisme de fonction de description et les hypothèses qu'il sous-entend, limitons nous dans un premier temps au cas d'un quadripôle non-linéaire subissant de petites variations l'onde incidente de sortie  $a_2$  et intéressons nous uniquement à la fréquence fondamentale.

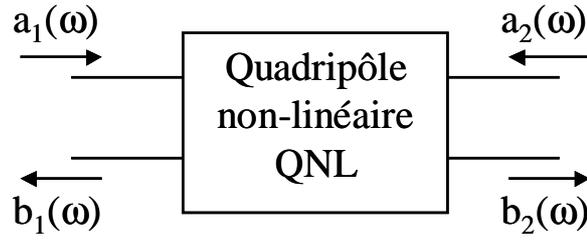


Figure I. 42 Quadripôle non-linéaire.

Un domaine d'investigation intéressant concerne par exemple la variation du comportement non-linéaire du quadripôle vis à vis des variations d'impédance de charge (typiquement dues aux variations du TOS d'antenne sur l'amplificateur de puissance ( $Q_{NL}$ )).

$a_1$  est l'onde de référence en phase ( $0^\circ$ ). Le fonctionnement non-linéaire dépend essentiellement de ce paramètre réel. On se limite à des désadaptations de sortie modérées de telle sorte que  $a_2$  sera complexe mais assez faible et le fonctionnement non-linéaire du quadripôle sera linéarisé vis à vis de la variable  $a_2$ .

Ceci revient en quelque sorte à un développement de Taylor au premier ordre.  $a_2$  étant complexe il contient deux variables  $\text{Re}(a_2)$  et  $\text{Im}(a_2)$  ou bien  $a_2$  et  $a_2^*$ . Les paramètres [S] fort signal dépendent donc de ces variables.

Après développement [27] on obtient :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}(a_1) & S_{12}(a_1) \\ S_{21}(a_1) & S_{22}(a_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} s_{11}^\Delta(a_1) & s_{12}^\Delta(a_1) \\ s_{21}^\Delta(a_1) & s_{22}^\Delta(a_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1^* \\ a_2^* \end{pmatrix} \quad (\text{I-11})$$

Si on veut prendre en compte les harmoniques en considérant que les variations de charge aux harmoniques ont une répercussion quasi-linéaire sur le fondamental autour du point de développement  $a_1$  de Taylor. On obtient une formulation plus lourde avec des indices supplémentaires [i, j, k (fréquence)][27]. Si nous avons présenté ici un peu l'idée et les hypothèses de ce formalisme c'est parce que nous l'indiquerons en temps que perspectives de ces travaux de thèse à la fin du manuscrit.

J. Verspecht utilise le banc suivant pour l'extraction de ces paramètres.

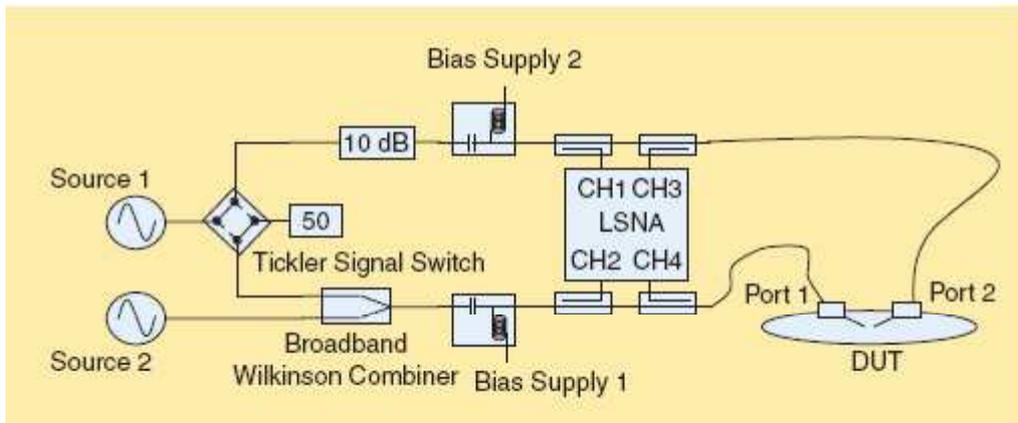


Figure I. 43 Banc de mesure pour l'extraction de paramètres [S] fort niveau.

La figure I.44 montre les variations de  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  et  $s_{22}^{\Delta}$  en fonction de la puissance à l'entrée d'un transistor HEMT.

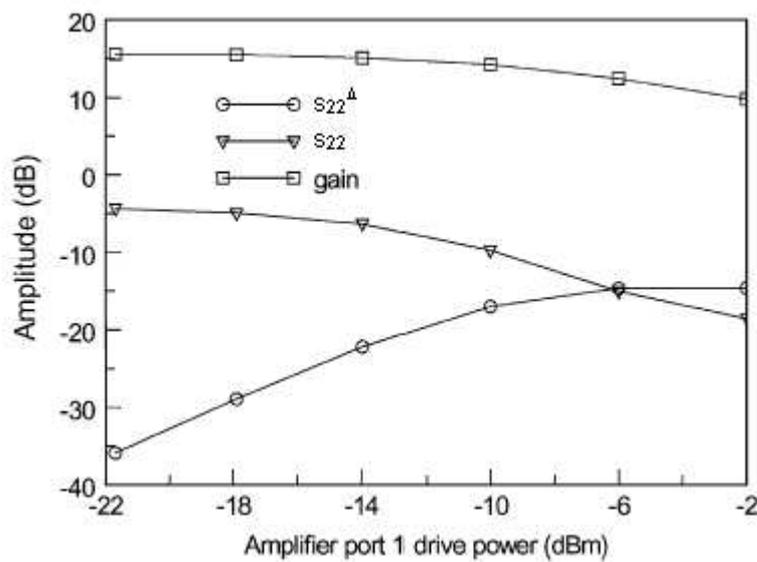


Figure I. 44 Comparaison du gain avec  $S_{22}$  et avec  $s_{22}^{\Delta}$  en fonction de la puissance à l'entrée du transistor.

Cette figure montre que l'amplitude de  $s_{22}^{\Delta}$  devient nulle à bas niveau, on a dans ce cas les paramètres [S] bas niveau classiques. Cette figure montre également que l'amplitude de  $s_{22}^{\Delta}$  augmente pendant que l'amplificateur poussé vers la zone de saturation et devient finalement plus grande que l'amplitude de  $S_{22}$  lorsque la puissance à l'entrée du transistor dépasse -6dBm.

## **Conclusion du chapitre I :**

La caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires (excités par des signaux simples sinusoïdaux) demande donc, l'utilisation d'instruments qui soient capables de mesurer le spectre complet des signaux aux accès de dispositifs sous test de manière simultanée. En conséquence, les instruments fondés sur le principe de l'hétérodynage restent limités pour caractériser le comportement des circuits et des composants électroniques hyperfréquences non-linéaires.

Les travaux de ces dernières années ont montré tout l'intérêt d'instruments travaillant dans le domaine temporel et utilisant des principes de sous échantillonnage ou d'échantillonnage direct. Ces instruments se révèlent très efficaces pour extraire les formes d'ondes temporelles aux accès des dispositifs non-linéaires sous test excités par des signaux sinusoïdaux simples. En revanche, pour des caractérisations de dispositifs soumis à des excitations large bande de plus en plus complexes, ces instruments pèchent encore par un manque de précision et de mise en œuvre de procédure de calibrage robuste et répétable.

Une question se pose alors de savoir si un outil tel que le LSNA peut être utilisé pour caractériser des dispositifs radiofréquences ou micro-ondes non linéaires soumis à des excitations complexes telles que celles des signaux modulés large bande car en fonctionnement classique, au premier ordre il n'y a pas de compression de fréquence vis-à-vis de la modulation quand on utilise le sous échantillonnage comme nous l'indiquerons graphiquement par la suite.

Dans le chapitre suivant nous allons faire une description détaillée de cet instrument que nous avons utilisé au cours de ces travaux.

## Références du chapitre I :

- [1] Eric Bergeault "Etude et réalisation d'un analyseur de réseau Six-Portes dans la bande de fréquence 1-18 GHz " Thèse soutenue le 15 janvier 1991 à l'ENST Paris, n° 91E005.
- [2] Bernard Huyart "Réalisation d'un analyseur de réseau Six-Portes dans la bande de fréquences 2-18 GHz " Thèse soutenue le 30 juin 1986 à l'ENST Paris, n° 86E012.
- [3] D. Barataud "Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel des transistors de puissance radiofréquences et microondes" Thèse de doctorat de l'université de Limoges, octobre 1998, n°42-98.
- [4] Robert H. Walden, Member, IEEE "Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis" IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. 17, N°. 4, APRIL 1999, pp 539-550.
- [5] Agilent "Spectrum Analysis Basics" Application Note 150.
- [6] G. Berghoff "Mise en oeuvre d'un banc de caractérisation non linéaire de transistors de puissance à partir de réflectomètres six-portes : Application aux mesures Source-Pull et Load Pull multiharmoniques" Thèse de doctorat de l'école nationale supérieure des télécommunications, ENST 97 E032, décembre 1997.
- [7] Hewlett Packard, "The Microwave Transition Analyser: Measure 25 ps Transitions in Switched and Pulsed Microwave Components", Product Note70820-2.
- [8] Urs Lott, "Measurement of Magnitude and Phase of Harmonics Generated in Non-linear Microwave Two-Ports", IEEE Trans. MTT, Vol. 37, No.10, Oct. 1989, pp.1506-1511.
- [9] John L. Moll and Stephen A. Hamilton, "Physical Modeling of the Step Recovery Diode for Pulse and Harmonic Generation Circuits" Proceedings of the IEEE, Vol. 57, No. 7, pp. 1250-1259, July 1969.
- [10] J. Verspecht, K. Rush "Individual characterization of broadband sampling oscilloscopes with a 'nose-to-nose' calibration procedure" IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, vol. IM-43, n° 2, pp.347-354, april 1994.
- [11] D.F. Williams, P.D. Hale, T.S. Clement, and J.M. Morgan, "Calibrating electro-optic sampling systems" Int. Microwave Symposium Digest, Phoenix, AZ, pp. 1527-1530, May 20-25, 2001.
- [12] Frans Verbeyst "Contributions to Large-Signal Network Analysis" Vrije Universiteit Brussel

Faculteit Ingenieurswetenschappen Vakgroep ELEC Pleinlaan 2, B-1050 Brussels, Belgium.

September 2006.

[13] Patrik Eriksson, Hannu Tenhunen, "A model for predicting sampler RF bandwidth and conversion loss", Circuits and Systems, 1999. ISCAS '99. proceedings of the 1999 IEEE International Symposium, Volume 6, 30 May-2 June 1999, pp. 18-21

[14] Mark Kahrs, "50 years of RF and Microwave Sampling", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No 6, June 2003.

[15] Mark J. W. Rodwell & al, "GaAs Nonlinear Transmission Lines for picosecond pulse generation and millimeter-wave sampling", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No 7, July 1991.

[16] Agoston Agoston, Steve Pepper, Robert Norton, John Ebner, and Kipp Schoen "100 GHz Through-Line Sampler System with Sampling Rates in Excess of 10 Gsamples/second" PSPL - 100 GHz Sampler Paper - Submitted to MTT 2003.

[17] Steven H. Pepper, Sr. Eng. "Quadrature/Correlating Sampler and Pulse Generator for mmWave UWB QAM Modulation and Wide-Band Signaling" Picosecond Pulse Labs, 2<sup>nd</sup> European Radar Conference 2005, Paris.

[18] A. A. Moulthrop, M. S. Muha, C. P. Silva, and C. J. Clark "A new time-domain measurement technique for microwave devices" 1998 IEEE.

[19] C. J. Clark, A. A. Moulthrop, M. S. Muha, and C. P. Silva, "Transmission Response Measurements of Frequency Translating Devices using a Vector Network Analyzer" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-44, no. 12, pp. 2724–2737, Dec. 1996.

[20] T. Reveyrand, C. Maziere, J.M. Nébus, R. Quéré, A. Mallet, L. Lapierre, J. Sombrin "A calibrated time domain envelope measurement system for the behavioral modeling of power amplifiers" European Microwave Week, GAAS 2002, pp. 237-240, Milano, September 2002.

[21] F. Macraigne "Développement d'un système de mesure temporel d'enveloppe de dispositifs non linéaires microondes" Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 12 Décembre 2005, n°68-2005.

[22] J.M. Nebus, A. Mallet, D. Barataud, F. Blache, J.P. Villotte, M. Vanden Boosche, J. Verspecht Exposé invité : "Optimization of power added efficiency of transistors using the combination of an active harmonic load-pull setup with a broadband vectorial nonlinear network analyzer" IEEE MTT-S 96 San-Francisco, TH2 B3, pp. 1365-1368, Invitation Workshop : New direction in nonlinear RF and microwave characterization.

- [23] J. Benedikt, R. Gaddi, P.J. Tasker. "High-Power Time-domain measurement system with active harmonic Load-pull for high-efficiency base-station amplifier design" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol 48, pp 2617-2624, 2000.
- [24] T. Reveyrand, A. Mallet, J.M. Nébus, M. Vanden Bossche "Calibrated Measurements of Waveforms at Internal Nodes of MMICs with a LSNA and High Impedance Probes" 62nd ARFTG Conference Digest, pp. 71-76, Boulder (CO), December 2003.
- [25] J.C.M. Hwang, "Internal Waveform Probing of HBT and HEMT MMIC Power Amplifiers", 60th ARFTG Conference Digest, Fall 2002, December 5th & 6th 2002, Washington DC, pp.111-112.
- [26] V.Kaper, V.Tilak, B.Green, R.Thompson, T.Prunty, L.F.Eastman, J.R.Shealy "Time-domain characterization of nonlinear operation of an AlGaIn/GaN HEMT" 2002 IEEE.
- [27] J. Verspecht, D.F. Williams, D. Schreurs, K.A. Remley and M.D. Mckinley, "Linearization of Large-Signal Scattering Functions", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 4, pp. 1369-1376, April 2005.
- [28] Jan Verspecht and David E. Root "Polyharmonic Distortion Modeling" IEEE Microwave Magazine, Vol. 7, Issue 3, June 2006, pp. 44-57.



Chapitre II L'analyseur de réseaux larges  
signaux (LSNA : Large Signal Network  
Analyzer).



## **Introduction :**

Dans le domaine des très hautes fréquences, les formes d'ondes temporelles des signaux aux accès des dispositifs non linéaires sont difficiles à obtenir de manière précise et calibrée. Elles représentent cependant l'information la plus fine pour expertiser le fonctionnement des dispositifs non linéaires qui génèrent de la distorsion harmonique, et pour contribuer à valider les modèles de ces dispositifs pour la CAO des circuits micro-ondes.

Le système LSNA (Large Signal Network Analyzer) permet d'obtenir, avec un calibrage rigoureux, les formes d'ondes temporelles de signaux présents aux accès (entrée et sortie) d'un dispositif RF sous test. Du fait de leur caractère non-linéaire et des impédances aux accès, les réponses en courant et tension des dispositifs non-linéaires sont composées de plusieurs composantes harmoniques qu'il est possible de détecter et de connaître en amplitude et en phase. De nombreux travaux concernant la validation de modèles électrothermiques et la conception d'amplificateurs à très haut rendement (classe F et classe F duale) fondés sur l'utilisation de transistors à effet de champ ou bipolaire ont été menés ces dernières années et ont montré tout l'intérêt de l'utilisation d'un outil tel que le LSNA avec des signaux de type CW. Actuellement, un enjeu majeur des systèmes de télécommunications réside dans l'évaluation de leurs performances en présence de signaux réels d'utilisation. Ces signaux sont des signaux modulés complexes dont la bande passante est de plus en plus large, notamment pour des applications spatiales.

Ce chapitre a pour vocation une description précise du fonctionnement du LSNA afin de bien mettre en évidence les problématiques liées aux mesures de signaux modulés large bande. Comme un des objectifs de cette thèse a été le contrôle et le développement d'un prototype LSNA non complet au départ, il est montré dans ce chapitre quelques résultats de mesures en mode CW que nous avons réalisés pour démontrer l'intérêt de cet instrument dans le cadre de la caractérisation de dispositifs sous test non-linéaires. Puis il est exposé en fin de chapitre les travaux réalisés par d'autres chercheurs concernant la mesure avec des signaux multiporteuse bande étroite. Ceci permettra de faire la transition avec le chapitre 3 et nos travaux pour des caractérisations multiporteuses large bande.

## II.1 Présentation générale de l'analyseur de réseau larges signaux (Large signal network analyser (LSNA))

L'analyseur de réseau larges signaux (LSNA) qui est utilisé au cours de ce travail, a été développé en 1993 par une coopération du groupe HP-NMDG et du département ELEC de l'Université Libre de Bruxelles ([1], [2]). Dans ce chapitre, le concept de l'instrument et le fonctionnement des différentes parties sont expliqués.

Le but de cette collaboration à travers la création du LSNA était de construire un oscilloscope en temps équivalent qui permette de capturer la totalité du spectre de l'onde dans une simple acquisition la plus rapide possible et cela avec une grande dynamique ( $\sim 60\text{dB}$ ). Le facteur rapidité d'enregistrement est très important car il limite les problèmes de distorsion de base de temps (problème très critique dans les systèmes temporels à temps équivalent). L'instrument doit être capable de mesurer les amplitudes et les relations absolues de phase des composantes spectrales des signaux mesurés. Autrement dit, le LSNA est équivalent à un analyseur de transformée de Fourier rapide (FFT) pour les signaux micro-ondes [3].

La figure II.1 représente un schéma simplifié du LSNA intégré dans un synoptique de caractérisation de type charge active.

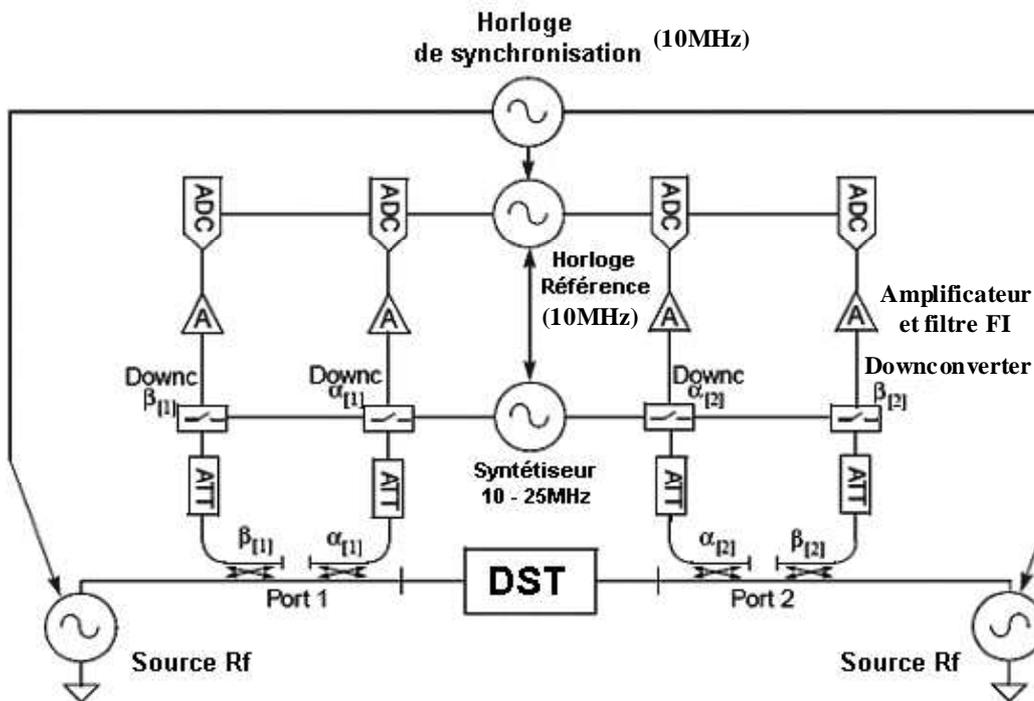


Figure II. 1 Utilisation du LSNA dans un système de caractérisation de type charge active.

Le Dispositif sous test (DST) peut être excité aux deux accès grâce à un générateur radio-fréquence. Les ondes incidentes et réfléchies aux accès du DST sont alors prélevées grâce aux coupleurs, qui ont une plage de fonctionnement de 500MHz à 50GHz. La fréquence des signaux étant très haute (quelques GHz), ils ne sont pas numérisés immédiatement. Par conséquent, le spectre RF mesuré est converti en basses fréquences (spectre FI) en employant le principe du mélange harmonique. Cette partie du système LSNA est référencée comme convertisseur basse fréquence "downconverter" et est en fait la composante clé de l'instrument. Le "downconverter" qui réalise le mélange harmonique (translation et compression de fréquences) est constitué de deux cartes issues de deux MTA que l'on synchronise : ainsi quatre canaux entièrement synchronisés d'acquisition de signaux radio-fréquence sont disponibles.

Le principe du mélange harmonique et l'opération de conversion de fréquence associée ont été expliqués dans le paragraphe II.1.1.2. Avant que les ondes soient converties, des atténuateurs peuvent être utilisés pour ajuster le niveau de signal à l'entrée du convertisseur en dessous de -10dBm afin de ne pas saturer l'étage d'entrée et d'éviter de le faire fonctionner en régime non-linéaire. Après la conversion basse fréquence, le résultat du mélange harmonique est filtré de manière à ne conserver que le spectre compris dans la bande DC-10MHz. Ensuite, les données mesurées sont amplifiées et numérisées par quatre convertisseurs analogique-numérique (CAN) synchronisés. La carte contenant les quatre CAN (carte Spectrum MI4022) prélève les données à un taux de 25MHz et a une largeur de bande utilisable de 10MHz. La carte ADC, le convertisseur et le générateur RF sont synchronisés par une horloge de référence de 10MHz commune pour obtenir la cohérence de phase nécessaire à cet instrument de mesure.

Avantages du LSNA :

- Le spectre entier des ondes incidentes et réfléchies est mesuré simultanément à un instant donné, les problèmes de synchronisation de phase entre les composantes spectrales sont évités.
- La relation de phase entre les harmoniques mesurés peut être étalonnée et ainsi absolument connue. En conséquence, les formes d'onde temporelle peuvent être parfaitement reconstruites.

Inconvénients du LSNA :

- Du fait de la bande passante des filtres FI utilisés sur les voies d'acquisition, la dynamique du LSNA (~ 60dB) est beaucoup plus petite que celle d'un analyseur de réseau vectoriel classique comme le HP8510 (~ 100dB). Ceci est du

essentiellement au filtrage (passe-bande (500Hz) pour l'ARV et passe-bas (DC-10MHZ) pour le LSNA).

### II.1.1 Principe du mélange harmonique :

Une méthode originale pour la mesure des signaux micro-ondes est donnée en [4]. L'idée consiste à utiliser un analyseur de réseaux fort-signal ou "large signal network analyzer (LSNA)" utilisant le principe du mélange harmonique.

#### II.1.1.1 Schéma de principe du LSNA

Le LSNA se compose de quatre voies synchrones réalisant un mélange harmonique convertissant les signaux RF en BF. Un synoptique est donné figure II.2.

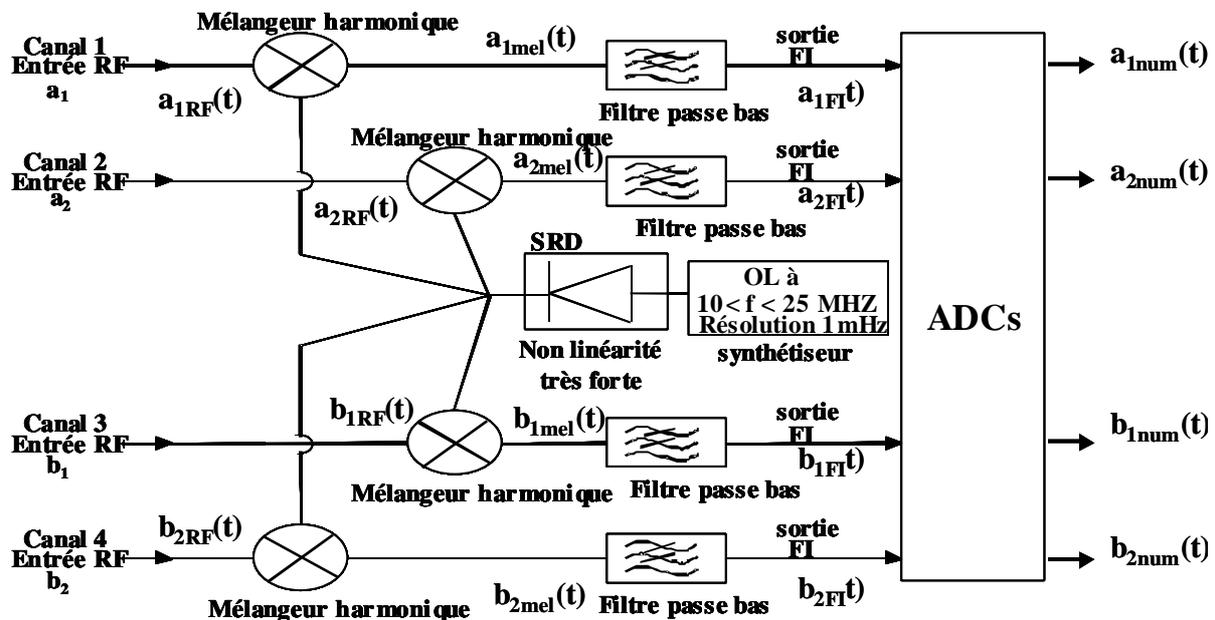


Figure II. 2 Schéma de principe du LSNA.

La tête d'échantillonnage (mélangeur harmonique) utilise le principe décrit au chapitre I (figure I.24).

#### II.1.1.2 Principe de fonctionnement pour un seul canal :

L'idée est de translater et de compresser, dans le domaine BF (en fréquence intermédiaire FI) le spectre d'un signal RF par un système de mélange harmonique (ou encore de sous échantillonnage), comme l'illustre la figure II.3 sur un signal CW et ses harmoniques. Le signal BF compressé est ensuite numérisé par une carte CAN. Un filtrage passe-bas FI permet

d'éviter tout repliement de spectre avant acquisition par la carte CAN.

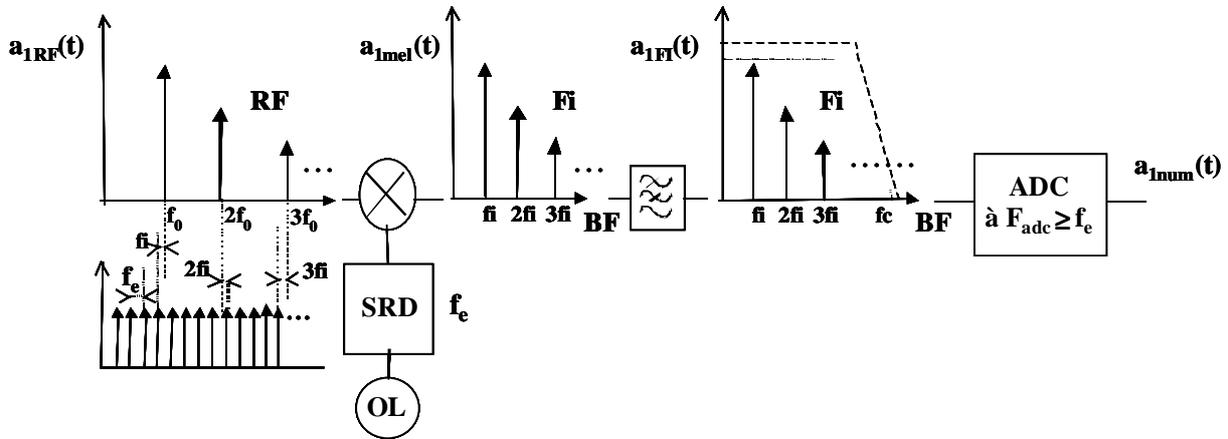


Figure II. 3 Principe de la compression d'un signal CW et de ses harmoniques.

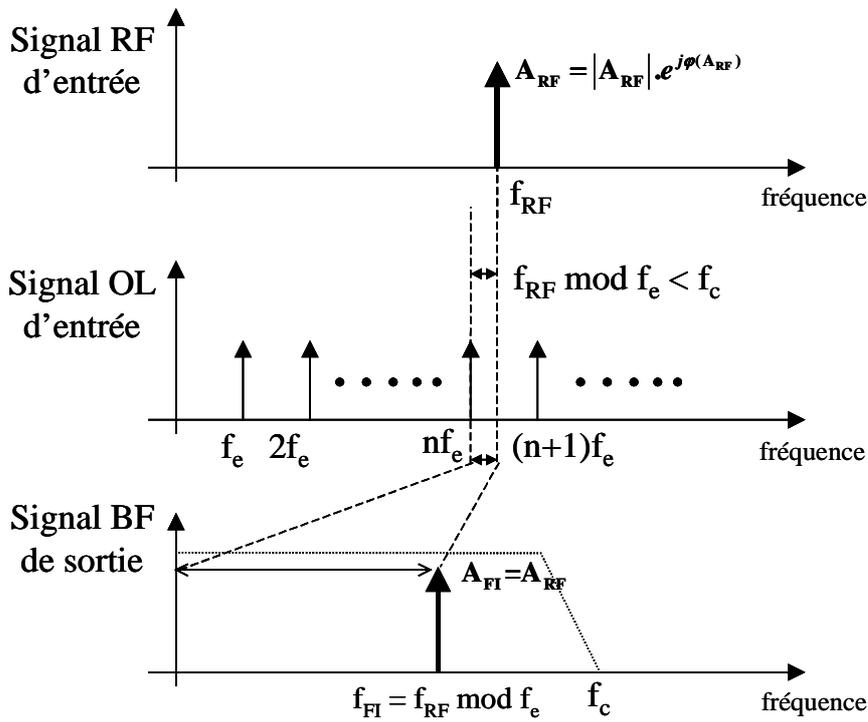
Les mélangeurs d'entrée sont constitués de lignes de transmission et de diodes AsGa fonctionnant en interrupteur pouvant se fermer très rapidement (typiquement 10 ps). La fréquence d'échantillonnage est notée  $f_e$ . Elle est générée par un générateur répétitif d'impulsions (SRD) qui a une résolution très fine (1 mHz). Les valeurs de cette fréquence peuvent aller de 10 MHz à 25 MHz. A chaque fois que l'interrupteur se ferme, une charge électrique est capturée. Cette charge est proportionnelle à la tension moyenne présente à l'instant de fermeture de l'interrupteur. Cet échantillon est alors filtré par un filtre passe-bas de fréquence de coupure  $f_c$  ( $\sim 12$  MHz et  $F_{adc} > 2f_e$ ). Le signal obtenu est alors un signal image du signal RF à l'entrée du canal de réception mais translaté à une fréquence FI.

Les caractéristiques de la conversion de fréquence sont les suivantes :  $A_{RF}$  est l'amplitude complexe représentative à la fréquence intermédiaire de l'amplitude complexe  $A_{RF}$  à l'entrée du canal RF :

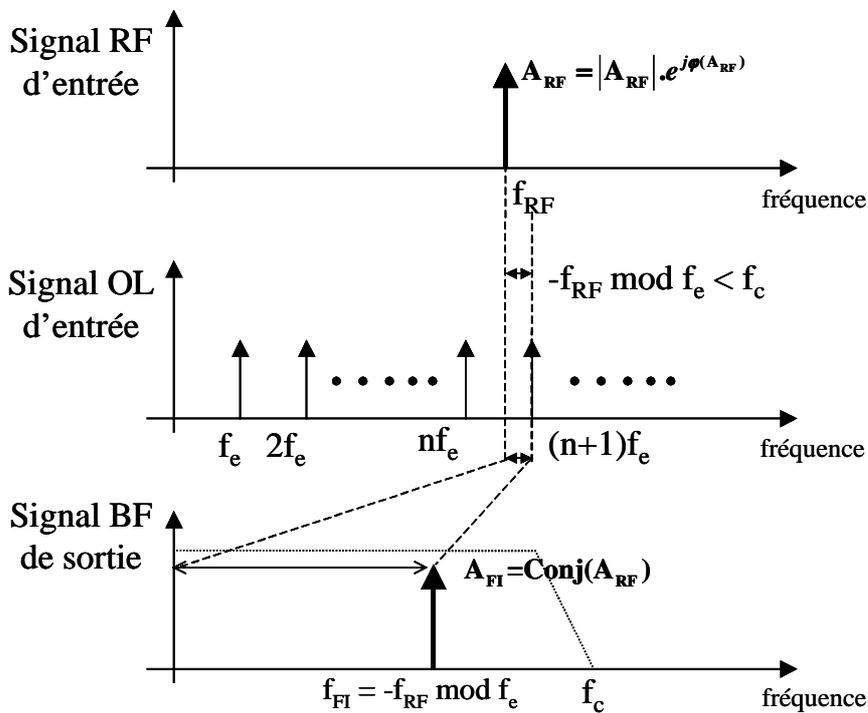
$$\mathbf{A}_{RF} = |\mathbf{A}_{RF}| \cdot e^{j\varphi(\mathbf{A}_{RF})} \quad \text{et} \quad \mathbf{A}_{FI} = |\mathbf{A}_{FI}| \cdot e^{j\varphi(\mathbf{A}_{FI})}$$

notations ici pour un signal RF CW.

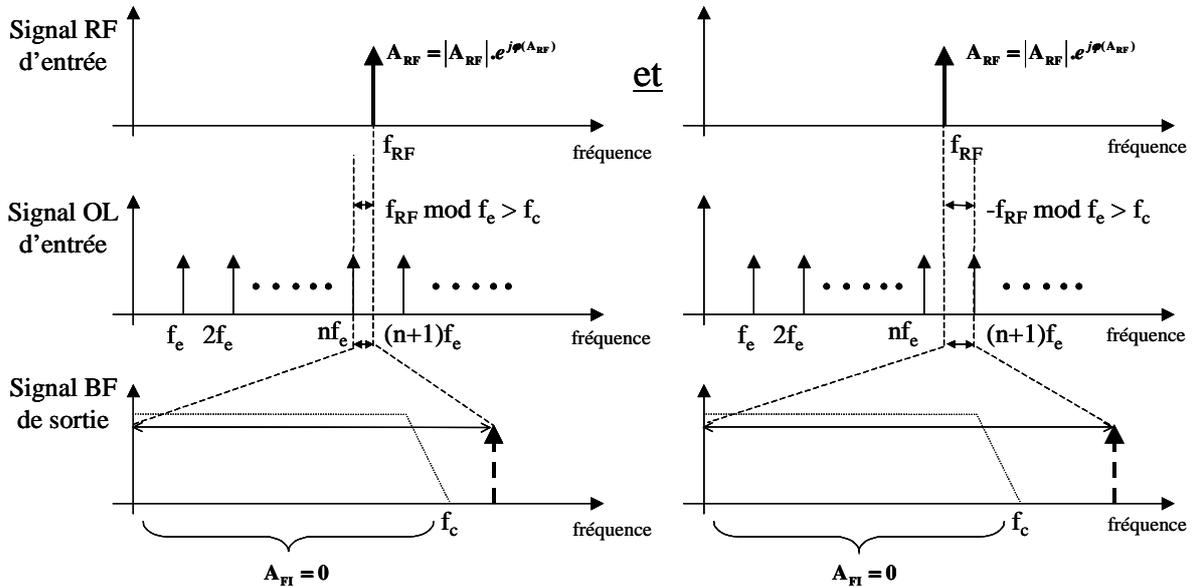
Si  $(f_{RF} \bmod f_e) < f_c$  alors  $A_{FI} = A_{RF}$  et  $f_{FI} = (f_{RF} \bmod f_e)$  (II-1)



Si  $(-f_{RF} \bmod f_e) < f_c$  alors  $A_{FI} = \text{conj}(A_{RF})$  et  $f_{FI} = (-f_{RF} \bmod f_e)$  (II-2)



$$\text{Si } (f_{\text{RF}} \bmod f_c) > f_c \text{ et } (-f_{\text{RF}} \bmod f_c) > f_c \text{ alors } A_{\text{FI}} = 0 \quad (\text{II-3})$$



Ces équations indiquent qu'il existe 3 possibilités de translation :

- Un mélange direct décrit par (II-1),
- Le résultat d'un mélange inversé décrit par (II-2),
- Un résultat d'un mélange harmonique non détectable puisque éliminé par le filtre passe-bas (II-3).

Un des avantages de cet instrument est qu'il permet non seulement la translation mais aussi la compression de fréquences harmoniques. Dans le LSNA présent au laboratoire, la fréquence maximale RF est de 50GHz, soit par exemple une fréquence fondamentale de 12GHz et 3 harmoniques).

## II.1.2 Le système matériel :

Le banc fondé sur le système LSNA se compose de nombreux appareils (la source RF + Horloge de synchronisation, le synthétiseur "FracN", le Test-Set, les atténuateurs, le Downconverter, la carte d'acquisition ADC, le Wattmètre et le générateur de phases de référence), et également un logiciel de contrôle complexe développé sous Mathematica.

### II.1.2.1 Convertisseurs basses fréquences (downconverters)

Dans la pratique, les signaux RF sont échantillonnés par une tête d'échantillonnage qui est alimentée par un oscillateur local (figure II.4), dont la fréquence est produite par le système représenté sur la figure II.5.

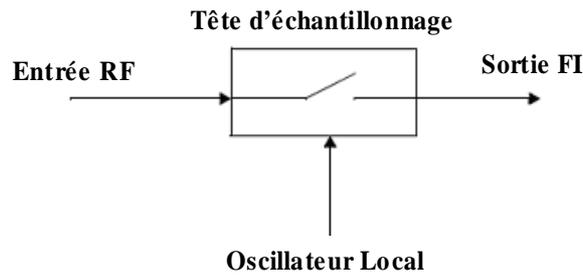


Figure II. 4 Schéma de convertisseur basse fréquence.

L'obtention du signal déclenchant l'échantillonnage (signal dit d'oscillateur local) est le suivant :

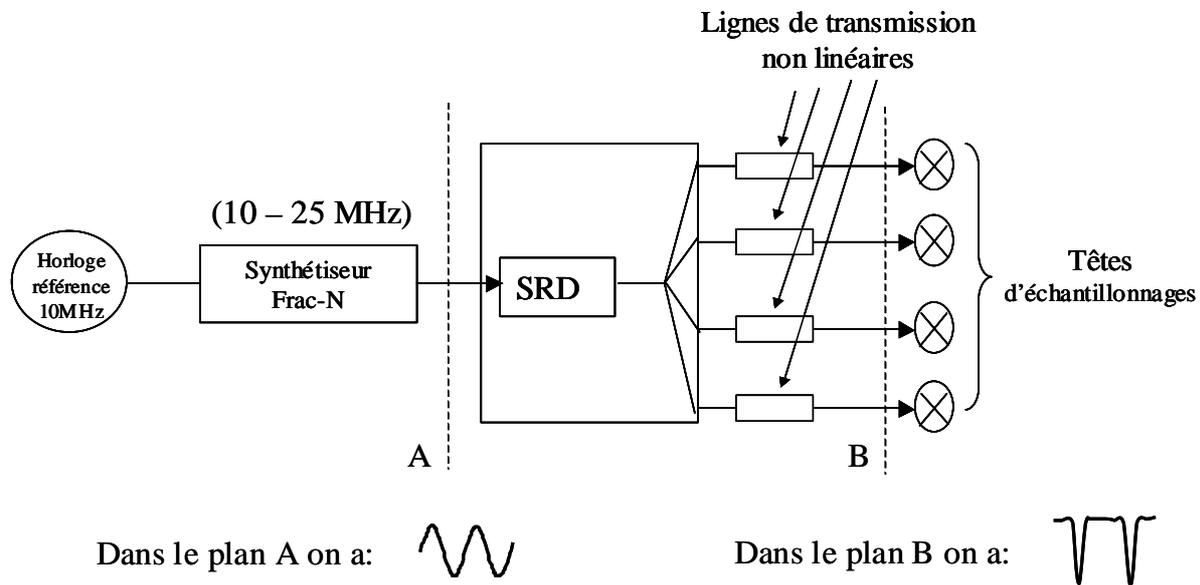


Figure II. 5 Schéma de l'oscillateur local (COMB générateur).

L'horloge de référence oscille à la fréquence de 10 MHz. Le synthétiseur de fréquence (FracN) est synchronisé sur l'horloge référence. Cette horloge provient d'un circuit externe au LSNA, et elle est synchronisée avec le synthétiseur RF. Le Synthétiseur FracN génère alors un signal dont la fréquence est comprise entre 10 et 25 MHz avec une précision de l'ordre de 0,01Hz. Le signal de sortie sinusoïdal du synthétiseur FracN de fréquence  $f_c$  arrive sur la diode SRD qui convertit le signal sinusoïdal à l'entrée de celle-ci en un signal d'impulsions à la sortie.

Connaissant les fréquences RF à mesurer, un choix judicieux de  $f_c$  est indispensable, pour avoir dans le spectre BF toutes les composantes (fondamentale + harmoniques) intéressantes. Les impulsions de durée très brèves (inférieure à 10 ps) ont une période de répétition égale à  $T_c$ . Ce peigne de "quasi-Dirac" dans le domaine temporel est un peigne de

"quasi-Dirac" dans le domaine fréquentiel car :

$$TF[\sum\delta(t-nT)]=(1/T) \sum\delta(f-n/T) \quad (II-4)$$

L'échantillonneur mélange alors le signal RF avec un peigne de quasi-Dirac provenant de la diode SRD.

### II.1.2.2 Convertisseurs analogiques-numériques

Le résultat du mélange harmonique est filtré par un filtre Passe-Bas de manière à ne conserver que le spectre compris dans la bande  $[DC, F_{adc}/2[$  ( $F_{adc}$  : fréquence des convertisseurs analogiques numériques). Ce filtrage est nécessaire pour satisfaire au critère de Shannon car ce signal va être échantillonné à la fréquence  $F_{adc}$  [5].

La carte d'acquisition Spectrum MI.4022 possède quatre canaux et deux entrées, une pour l'horloge de référence et l'autre pour le déclenchement (trigger). Chaque canal a son propre amplificateur et convertisseur analogique-numérique. La figure II.6 montre le schéma bloc de la carte Spectrum d'acquisition analogique-numérique MI.4022.

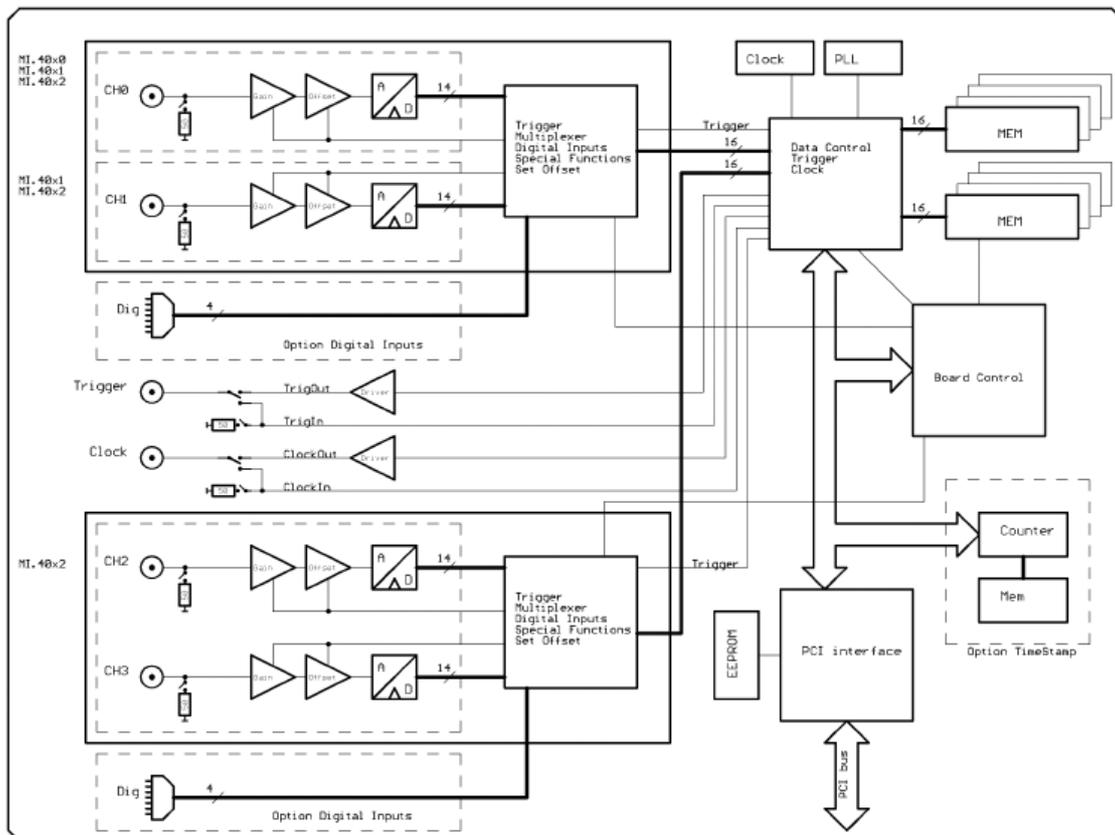


Figure II. 6 Schéma bloc de la carte Spectrum MI.4022.

Cette carte a été configurée pour travailler à une fréquence d'échantillonnage égale à 25MS/s. Elle possède une résolution de 14bits avec une mémoire locale de grande capacité de 256MS. Elle permet d'acquérir et d'enregistrer avec qualité les signaux à numériser.

### II.1.2.3 L'acquisition et le traitement des données

Des mesures de phases précises entre les signaux sont rendues possibles car le même signal est utilisé pour commander les quatre ADCs. Après avoir été échantillonnés et numérisés, une transformée de Fourier discrète est effectuée sur ces signaux pour obtenir le spectre en BF image du spectre du signal RF. Après l'application d'une matrice de correction d'erreur dans le domaine fréquentiel, et une transformée de Fourier inverse des ondes corrigées, cet instrument permet une mesure et une visualisation en temps équivalent des formes d'ondes temporelles des signaux micro-ondes  $a_1(t)$ ,  $a_2(t)$ ,  $b_1(t)$  et  $b_2(t)$ , dont on peut déduire  $V_1(t)$ ,  $I_1(t)$ ,  $V_2(t)$ ,  $I_2(t)$  et par conséquent tracer et visualiser les cycles de charges des transistors de puissance représentatifs de leur état de fonctionnement. Il est alors possible d'optimiser visuellement ce cycle de charge pour modifier le fonctionnement des transistors.

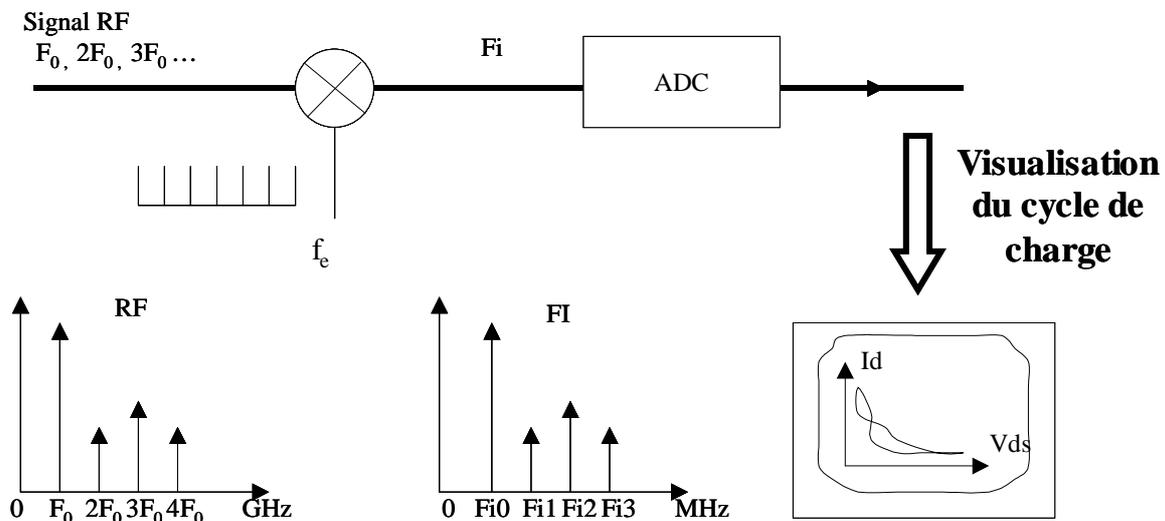


Figure II. 7 Principe de fonctionnement du LSNA.

Le LSNA réunit à la fois les avantages d'un analyseur de réseaux vectoriel (rapidité, bande passante) et celle d'un oscilloscope à échantillonnage (mesure dans le domaine temporel).

### **II.1.3 Structure logicielle du système LSNA**

La version commerciale du logiciel développé par NMDG sous Mathematica permet le pilotage et le contrôle des différents appareils du système LSNA. Une version prototype non complète a été acquise par l'IRCOM (en collaboration avec le CNES). Un des objectifs était de la compléter pour en faire un instrument évolutif pour la recherche.

#### **II.1.3.1 Cartes ARCOM104**

Au LSNA d'origine, ont été rajoutées des cartes spécifiques de type ARCOM104 développées à l'XLIM (C2S2) (J.P Teyssier) en partenariat avec NMDG. Ces cartes permettent des échanges bas niveaux (couche physique) entre le PC et le LSNA pour :

- L'envoi des différentes commandes bas niveau.
- La visualisation des échanges de données et le bon fonctionnement de chaque carte ou module interne au LSNA.

Entre les commandes bas niveau et la couche application visible par l'utilisateur, plusieurs couches logicielles sont pour le moment nécessaires au contrôle des différents modules du LSNA. Le modèle logiciel est donc constitué d'une structure de plusieurs couches. Chaque couche présente un nouveau niveau d'abstraction. Chaque couche doit exécuter ses propres tâches en utilisant le strict minimum d'information nécessaire. La figure II.8 représente le modèle informatique utilisé au cours de ce travail.

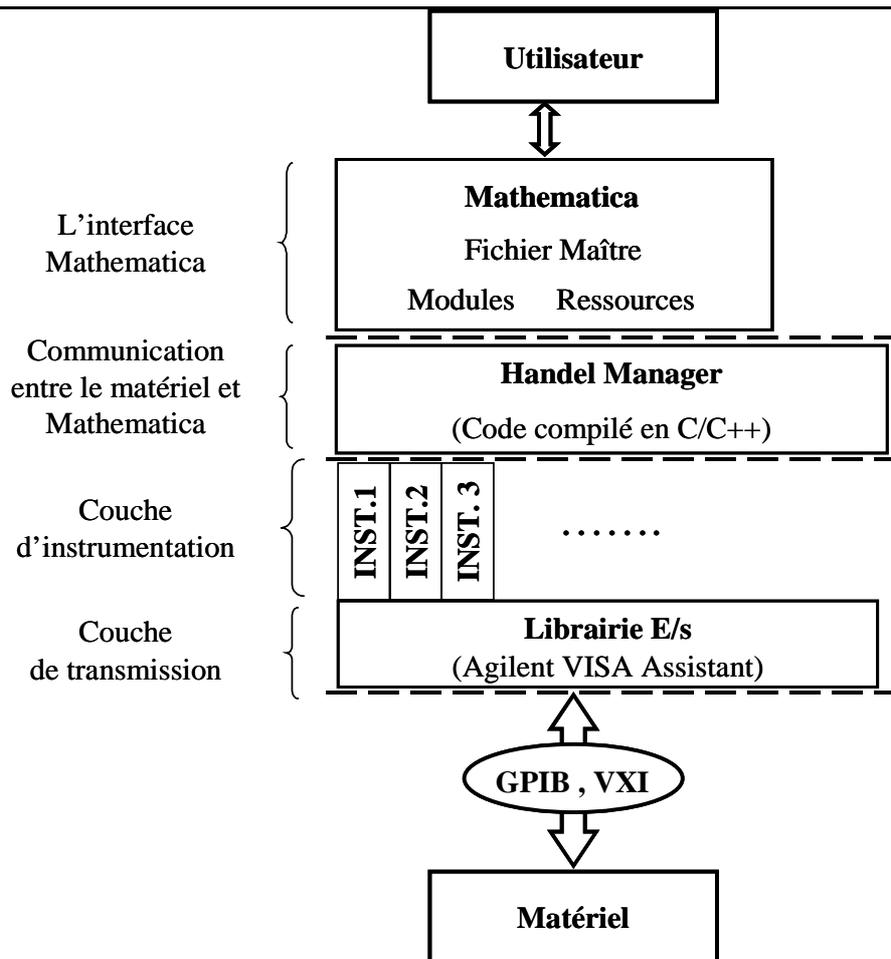


Figure II. 8 Structure logiciel du système LSNA.

### II.1.3.2 L'interface Mathematica :

L'interface "Mathematica" peut être vue comme un accès pour l'exécution du programme "Mathematica" déjà existant. La configuration du banc de mesure apparaît dans un fichier appelé "fichier maître" (Master File) qui se trouve dans un répertoire bien défini. Ce fichier indique l'emplacement des différentes ressources (\*.mrs) ou modules (\*.m) dont l'utilisateur a besoin.

Les ressources correspondent aux paramètres de chacun des éléments utilisés dans le banc de mesure. Par exemple le fichier Source.mrs contient les caractéristiques de la source utilisée (exemple d'une source Anritsu 68067C) :

- L'adresse 19 ;
- La largeur de bande de la source 40GHz ;
- La puissance maximale 30dBm ;

- La puissance minimale -20dBm ;
- Le type de la source 68067C.

Les modules sont des groupes de fonctions directement utilisables sous Mathematica. Ils contiennent les outils Mathematica spécifiques au contrôle du LSNA et également les outils généraux Mathematica (autres instruments de mesures).

Par exemple le module Source.m contient les commandes pour initialiser et envoyer les différents ordres :

- La fonction **SetSourceFreq**[la fréquence en Hz] pour fixer la fréquence.
- La fonction **SetSourcePower**[la puissance en dBm] pour fixer la puissance.
- La fonction **SetSourceOutput[On]** pour générer le signal.
- La fonction **SetSourceOutput[Off]** pour arrêter la génération du signal.

Pour contrôler le LSNA, le fichier maître doit être chargé afin de disposer de toutes les fonctions contenues dans les différents modules. Ce fichier indique l'emplacement des différentes ressources ou modules dont l'utilisateur a besoin.

### II.1.3.3 Communication entre le matériel et Mathematica :

La communication entre le matériel et "Mathematica" est géré par un code en C compilé s'exécutant en tâche de fond. Les pilotes d'instrument sont d'habitude écrits en C++, alors que les ordres d'utilisateur sont écrits dans Mathematica. Un ensemble de fonctions est mis en oeuvre pour traduire les appels de Mathematica en VISA.

### II.1.3.4 Couche d'instrumentation :

La couche d'instrumentation contient des pilotes spécifiques d'instrument. Chaque instrument a son propre pilote qui traduit les fonctions spécifiques d'instrument aux appels spécifiques de matériel. Pour un instrument livré avec un pilote "Plug and Play (PNP)" [6], ce pilote peut alors être utilisé pour accéder à l'instrument. Et lorsque l'instrument n'a aucun pilote PNP, on peut toujours facilement communiquer avec l'instrument par le message de base. Cependant, pour un instrument sans pilote PNP, il faut écrire le pilote pour communiquer avec l'instrument.

### II.1.3.5 Couche de transmission :

La couche de transmission utilise le standard VISA, c'est cette couche qui permet de connaître par exemple quels sont les différents instruments de mesure connectés à l'ordinateur

(GPIB, VXI...). En tant que tel, il peut mettre les instructions venant de la couche d'instrumentation dans le bon format sur la bonne interface et les envoyer à l'instrument sans modifier le contenu de l'instruction. Le standard VISA permet d'utiliser des appels identiques pour IEEE-488 ou VXI.

### II.1.4 L'étalonnage du système LSNA

L'étalonnage d'un système pour des mesures temporelles est constitué de trois phases : un étalonnage relatif de type étalonnage pour la mesure de paramètres [S] classiques, un étalonnage en puissance et un étalonnage en phase. Pour bien suivre les explications à venir, il est nécessaire de représenter un schéma simplifié d'un banc de mesure pour la mesure de dispositifs sous pointes avec un LSNA.

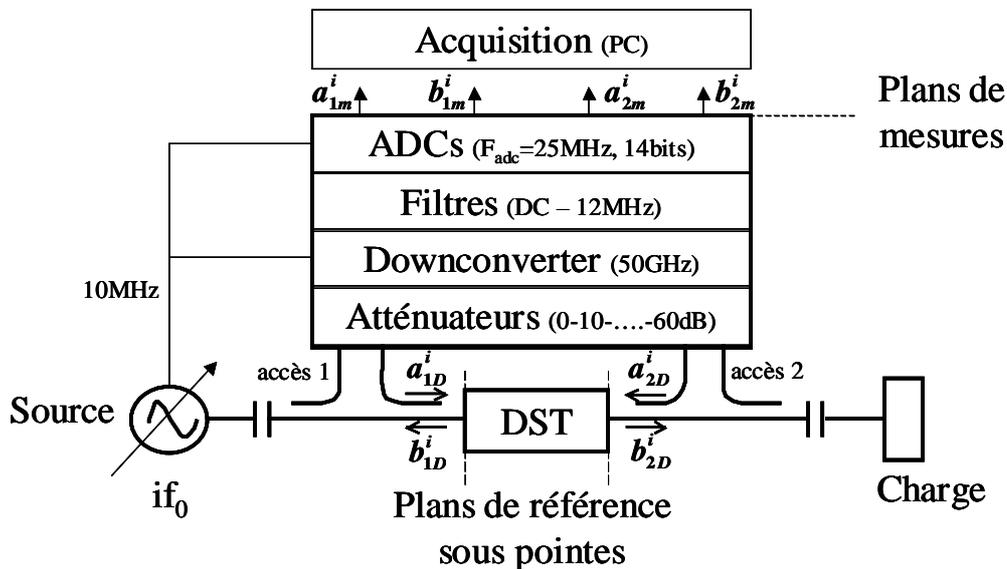


Figure II. 9 Configuration de mesure avec un LSNA.

Après l'étalonnage de type paramètres [S] classiques, le LSNA peut être facilement utilisé comme analyseur de réseau vectoriel classique pour obtenir les mesures de paramètres [S] (voir le paragraphe II.1.4.1.1). L'étalonnage en puissance est fait en utilisant un wattmètre (voir le paragraphe II.1.4.1.2), alors que l'étalonnage en phase est fondé sur un standard connu de référence en phase qui se nomme "Harmonic Phase Reference (HPR)". Les relations de phase entre les composantes fréquentielles du signal issu de la HPR sont supposées être exactement connues puisque le signal de référence issu de la HPR a été mesuré par une procédure "nose-to-nose". La mesure du signal de référence en phase avec le LSNA et la comparaison de ces mesures

avec les relations de phase connues de la HPR, permet de corriger la phase des signaux mesurés dans les plans d'entrée et de sortie du DST (voir le paragraphe II.1.4.1.3). Par l'étalonnage complémentaire de puissance et de phase, des ondes absolues sont obtenues et des dispositifs non-linéaires peuvent être caractérisés.

### II.1.4.1 Ecriture des équations de correction

L'étalonnage est fondé sur l'hypothèse que les ondes de puissance mesurées (plans de mesure des ADCs) sont reliées aux ondes aux accès des composants sous test (plans de référence) par des relations purement linéaires (les chaînes de mesure sont supposées linéaires) [7][8].

Une seconde hypothèse intervient à ce niveau : les termes de fuite (crosstalk) entre les canaux de mesure du LSNA sont généralement très faibles et sont donc couramment omis. Compte tenu de ces hypothèses, un modèle d'erreur est élaboré, qui prend en compte les imperfections de la chaîne de mesure représentée figure II.9. Le graphe de fluence associé à ces variables est représenté sur la figure II.10.

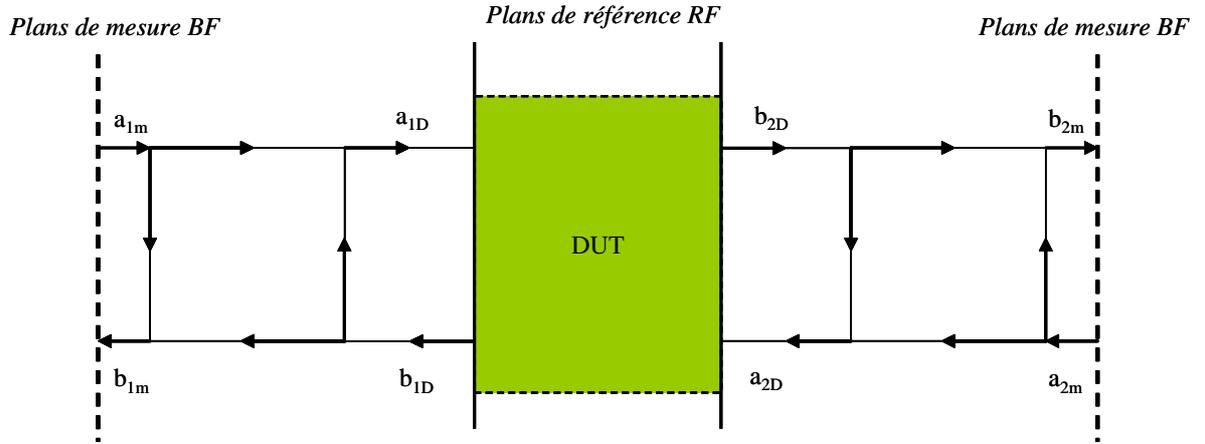


Figure II. 10 Graphe de fluence pour chaque fréquence d'indice  $i$ .

Il permet d'établir les relations suivantes entre, respectivement, les ondes de puissances dans les plans de référence du DST et les ondes de puissances dans des plans de mesure :

$$\begin{pmatrix} a_{1D}^i \\ b_{1D}^i \\ a_{2D}^i \\ b_{2D}^i \end{pmatrix} = K^i \begin{pmatrix} 1 & \beta_1^i & 0 & 0 \\ \gamma_1^i & \delta_1^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^i & \beta_2^i \\ 0 & 0 & \gamma_2^i & \delta_2^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{1m}^i \\ b_{1m}^i \\ a_{2m}^i \\ b_{2m}^i \end{pmatrix} \quad (\text{II-5})$$

$i$  représente l'indice de la fréquence considérée. La matrice centrale et le facteur

complexe  $K^i$  caractérisent la chaîne de mesure à la fréquence  $if_0$ . Les zéros de la matrice proviennent de l'hypothèse d'une isolation parfaite entre les quatre canaux de mesure de l'unité d'acquisition. Le but de l'étalonnage relatif (constituant la première étape) est de déterminer pour chaque fréquence  $if_0$  les sept coefficients complexes  $(\beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i)$ . Une fois que ces coefficients sont déterminés et que les quantités  $(a_{1m}^i, b_{1m}^i, a_{2m}^i, b_{2m}^i)$  sont mesurées, il suffit d'appliquer la relation ci-dessus pour calculer les rapports d'ondes aux accès du dispositif sous test. Un étalonnage relatif linéaire SOLT ou LRRM, comparable à un étalonnage classique réalisé avec un analyseur de réseau vectoriel, permet de déterminer les sept coefficients  $(\beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i)$ . Cet étalonnage doit être réalisé à toutes les fréquences harmoniques que l'on veut considérer.

### II.2.4.1.1 Etalonnage SOLT :

Les standards sont connectés sous pointe dans les plans de référence du DST.

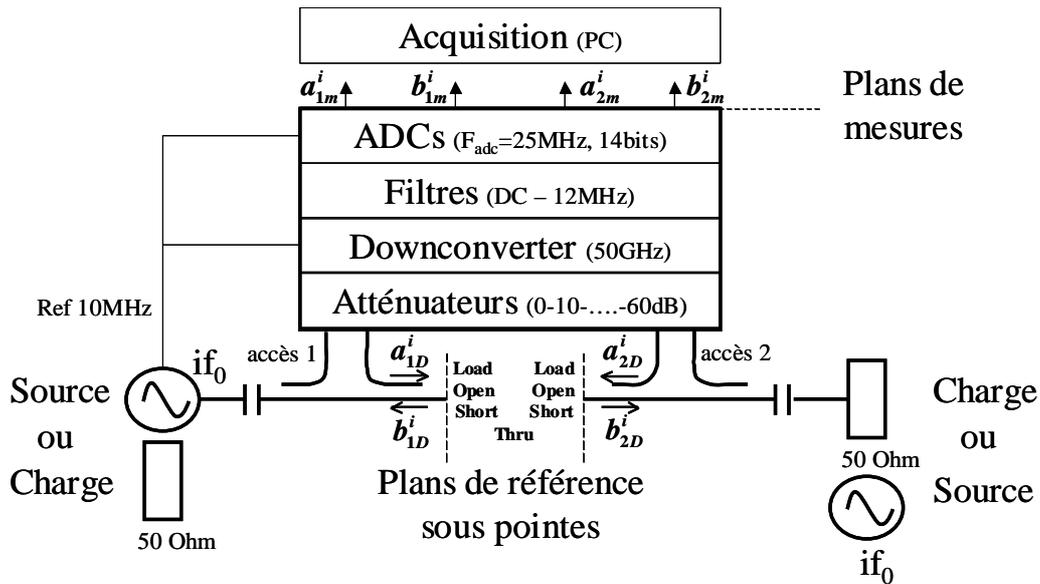


Figure II. 11 Configuration d'étalonnage SOLT sous pointe avec un LSNA.

Pour les trois premières mesures en réflexion à l'accès 1, on peut écrire :

$$\Gamma_1^i \cdot a_{D1}^{i1} = b_{D1}^{i1}$$

$$\Gamma_2^i \cdot a_{D1}^{i2} = b_{D1}^{i2} \quad 1, 2 \text{ et } 3 \text{ sont les indices des numéros de mesure.}$$

$$\Gamma_3^i \cdot a_{D1}^{i3} = b_{D1}^{i3}$$

Les trois coefficients de réflexion  $\Gamma_1^i$ ,  $\Gamma_2^i$  et  $\Gamma_3^i$  présentés au moment de l'étalonnage

sont connus et correspondent respectivement au SHORT (Court circuit), OPEN (Circuit Ouvert) et LOAD (Charge  $50\Omega$ ). A partir de ces relations et de l'équation matricielle (II-5), on peut en déduire :

$$\begin{aligned}\Gamma_1^i (a_{m1}^{i1} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i1}) &= \gamma_1^i \cdot a_{m1}^{i1} + \delta_1^i \cdot b_{m1}^{i1} \\ \Gamma_2^i (a_{m1}^{i2} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i2}) &= \gamma_1^i \cdot a_{m1}^{i2} + \delta_1^i \cdot b_{m1}^{i2} \\ \Gamma_3^i (a_{m1}^{i3} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i3}) &= \gamma_1^i \cdot a_{m1}^{i3} + \delta_1^i \cdot b_{m1}^{i3}\end{aligned}\quad (\text{II-6})$$

Ceci représente un ensemble d'équations linéaires dont les coefficients inconnus  $\beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i$  peuvent facilement être calculés par inversion matricielle :

$$\begin{bmatrix} \beta_1^i \\ \gamma_1^i \\ \delta_1^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_1^i \cdot b_{1m}^{i1} & -a_{1m}^{i1} & -b_{1m}^{i1} \\ \Gamma_2^i \cdot b_{1m}^{i2} & -a_{1m}^{i2} & -b_{1m}^{i2} \\ \Gamma_3^i \cdot b_{1m}^{i3} & -a_{1m}^{i3} & -b_{1m}^{i3} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -\Gamma_1^i \cdot a_{1m}^{i1} \\ -\Gamma_2^i \cdot a_{1m}^{i2} \\ -\Gamma_3^i \cdot a_{1m}^{i3} \end{bmatrix}\quad (\text{II-7})$$

Le même raisonnement peut être fait pour l'accès 2 :

$$\begin{bmatrix} \beta_{2N}^i \\ \gamma_{2N}^j \\ \delta_{2N}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_1^i \cdot b_{2m}^{i4} & -a_{2m}^{i4} & -b_{2m}^{i4} \\ \Gamma_2^i \cdot b_{2m}^{i5} & -a_{2m}^{i5} & -b_{2m}^{i5} \\ \Gamma_3^i \cdot b_{2m}^{i6} & -a_{2m}^{i6} & -b_{2m}^{i6} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -\Gamma_1^i \cdot a_{2m}^{i4} \\ -\Gamma_2^i \cdot a_{2m}^{i5} \\ -\Gamma_3^i \cdot a_{2m}^{i6} \end{bmatrix} \quad \text{indices de mesure } n^\circ=4, 5 \text{ et } 6.$$

On pose  $\beta_{2N}^i = \frac{\beta_2^i}{\alpha_2^i}$ ,  $\gamma_{2N}^j = \frac{\gamma_2^j}{\alpha_2^i}$  et  $\delta_{2N}^i = \frac{\delta_2^i}{\alpha_2^i}$  alors :

$$\begin{bmatrix} \beta_2^i \\ \gamma_2^j \\ \delta_2^i \end{bmatrix} = \alpha_2^i \cdot \begin{bmatrix} \Gamma_1^i \cdot b_{2m}^{i4} & -a_{2m}^{i4} & -b_{2m}^{i4} \\ \Gamma_2^i \cdot b_{2m}^{i5} & -a_{2m}^{i5} & -b_{2m}^{i5} \\ \Gamma_3^i \cdot b_{2m}^{i6} & -a_{2m}^{i6} & -b_{2m}^{i6} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -\Gamma_1^i \cdot a_{2m}^{i4} \\ -\Gamma_2^i \cdot a_{2m}^{i5} \\ -\Gamma_3^i \cdot a_{2m}^{i6} \end{bmatrix}\quad (\text{II-8})$$

Pour déterminer le coefficient  $\alpha_2^i$ , on se place en connexion directe (THRU) dans le plan du DST. Ainsi :

$$a_{D1}^{i7} = b_{D2}^{i7} \text{ d'où } a_{m1}^{i7} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i7} = \alpha_2^i \cdot (\gamma_2^j \cdot a_{m2}^{i7} + \delta_2^i \cdot b_{m2}^{i7}) \quad \text{indice de mesure } n^\circ=7$$

$$\text{Soit } \alpha_2^i = \frac{a_{m1}^{i7} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i7}}{\gamma_2^j \cdot a_{m2}^{i7} + \delta_2^i \cdot b_{m2}^{i7}}\quad (\text{II-9})$$

Puis, on calcule  $\beta_2^i$ ,  $\gamma_2^j$  et  $\delta_2^i$

II.2.4.1.2 Etalonnage en amplitude :

Il s'agit de déterminer le module de  $K^i$  à partir de la mesure avec une sonde de puissance connectée dans le plan de référence RF (accès 1 (figure II.12)).

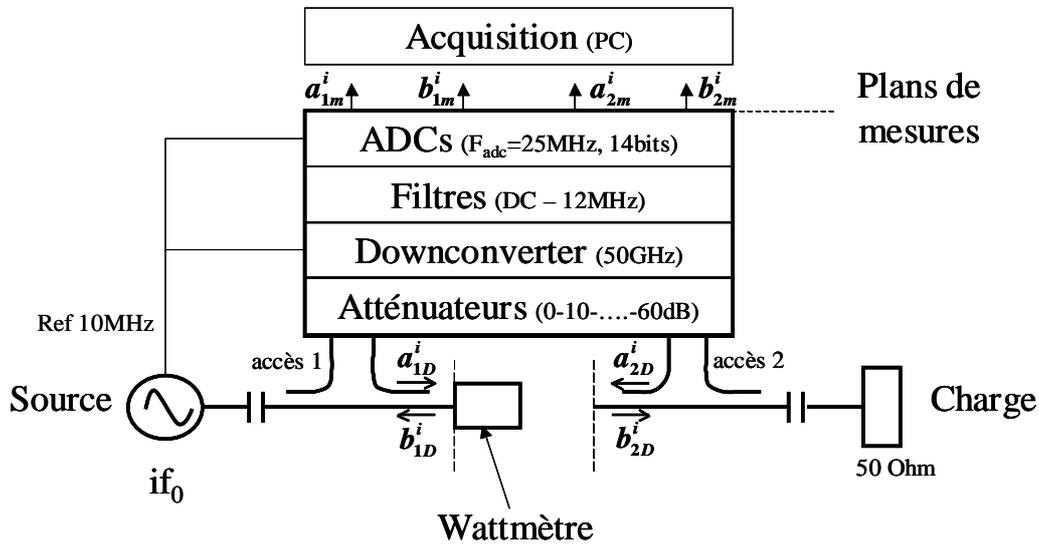


Figure II. 12 Configuration d'étalonnage en amplitude sous pointe avec un LSNA.

Cette mesure est réalisée pour chaque fréquence. Le modèle utilisé pour la sonde de puissance est donné figure II.13 :

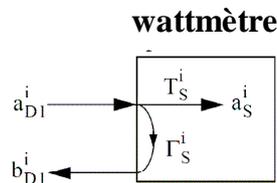


Figure II. 13 Modèle de la sonde de puissance.

Sur cette figure,  $a_s^i$  correspond à la valeur de l'amplitude de l'onde donnée par le wattmètre,  $\Gamma_s^i$  est le coefficient de réflexion de la sonde et  $T_s^i$  est le facteur de transmission. Il faut noter que  $\Gamma_s^i$  et  $T_s^i$  sont des données fournies par le constructeur du wattmètre.

Comme :  $|a_s^i| = |T_s^i \cdot a_{D1}^i|$  et à partir de l'équation matricielle (II-5) :

$$\text{Alors } |a_s^i| = |T_s^i \cdot K^i \cdot (a_{m1}^{i8} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i8})| \quad \text{indice de mesure } n^\circ=8$$

$$D'où \left| K^i \right| = \frac{|a_S^i|}{|T_S^i \cdot (a_{m1}^{i8} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i8})|} \quad (II-10)$$

### II.2.4.1.3 Etalonnage en phase :

Il s'agit de déterminer la phase de  $K^i$ . Pour cela on connecte le générateur de référence en phase dans le plan de référence d'entrée.

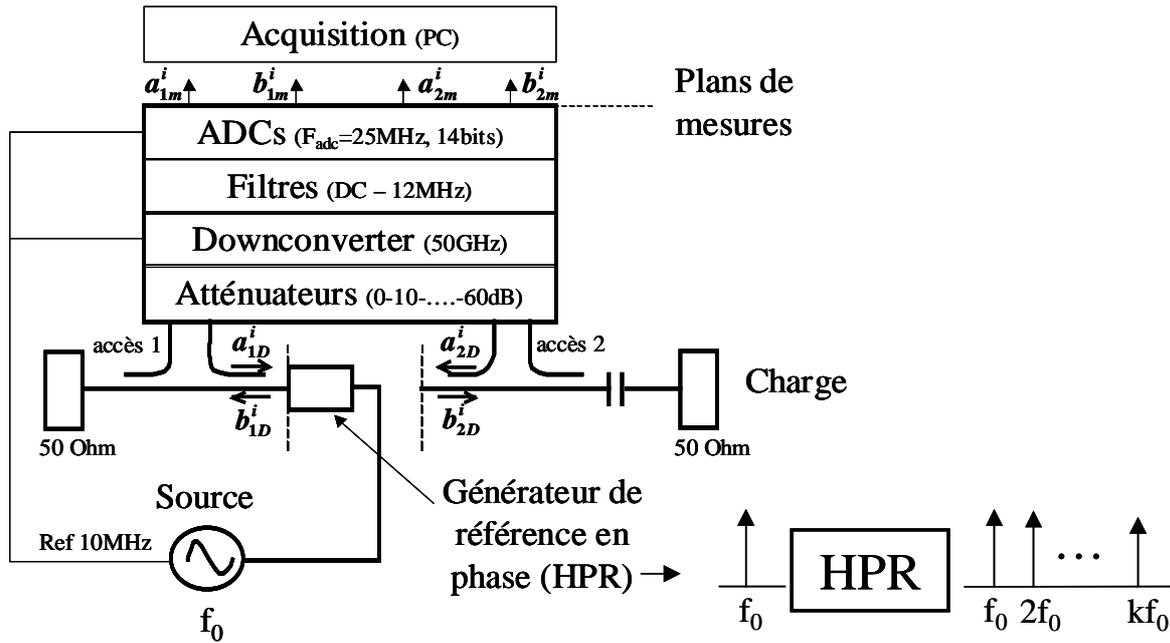


Figure II. 14 Configuration d'étalonnage en phase sous pointe avec un LSNA.

Le modèle utilisé pour le générateur de référence est donné figure II.15 :

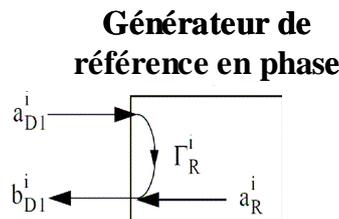


Figure II. 15 Modèle du générateur de référence en phase.

$\Gamma_R^i$  correspond au coefficient de réflexion du générateur de référence et  $a_R^i$  correspond à l'amplitude de la composante spectrale à la fréquence  $\omega$ . La composante  $a_R^i$  est caractérisée à partir d'un oscilloscope à échantillonnage étalonné avec la technique "nose-to-nose". Le

coefficient de réflexion  $\Gamma_R^i$  est mesuré à partir d'un ARV. A partir de ces coefficients, on obtient l'équation suivante :

$$b_{D1}^{i9} = a_R^i + \Gamma_R^i \cdot a_{D1}^{i9} \quad \text{indice de mesure } n^{\circ}=9$$

$$\text{Soit } K^i (\gamma_1^i \cdot a_{m1}^{i9} + \delta_1^i \cdot b_{m1}^{i9}) = a_R^i + \Gamma_R^i \cdot K^i (a_{m1}^{i9} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i9})$$

$$\text{D'où } \varphi_{K^i} = \frac{a_R^i}{(\gamma_1^i - \Gamma_R^i) a_{m1}^{i9} + (\delta_1^i - \Gamma_R^i \beta_1^i) b_{m1}^{i9}} \quad (\text{II-11})$$

Remarque : la description faite ici de l'étalonnage en puissance et en phase suppose des plans de référence en connecteurs, car le wattmètre et le générateur de phase étalon sont en connecteur. Pour des mesures sous pointe, ce n'est pas le cas. Il faut donc une étape d'étalonnage supplémentaire et appliquer dans ce cas le principe de réciprocité des coupleurs que l'on peut trouver en [9][10].

#### II.2.4.1.4 Vérification de l'étalonnage

Une ligne (THRU) est connectée dans le plan de référence du DST (plan des pointes ou plan des connecteurs selon le type de composants à caractériser), et un balayage en puissance du synthétiseur est réalisé.



On doit avoir  $P_s = P_e$

$$\text{Avec } P_e = (1/2) \cdot (1/50) \cdot (|a_1|^2 - |b_1|^2) \quad P_s = (1/2) \cdot (1/50) \cdot (|b_2|^2 - |a_2|^2)$$

Le tracé de la courbe  $P_s = P_e$  est alors obtenu comme montré sur le graphe suivant :

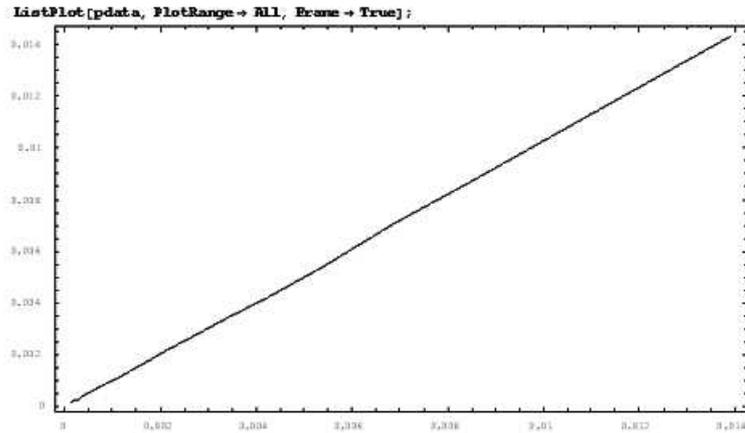


Figure II. 16  $P_s$  en fonction de  $P_e$  sur une ligne.

La vérification de cet étalonnage est aussi faite au niveau des impédances en vérifiant que  $Z_e=Z_s$  pour tous les niveaux de puissance balayés par la source.

Il est aussi possible de vérifier la validité de l'étalonnage en observant les formes d'ondes temporelles sur les quatre canaux comme tracé ci dessous pour un niveau de puissance donné. Cette vérification est faite ensuite pour une ou plusieurs puissances utilisées lors de la mesure des dispositifs sous test.

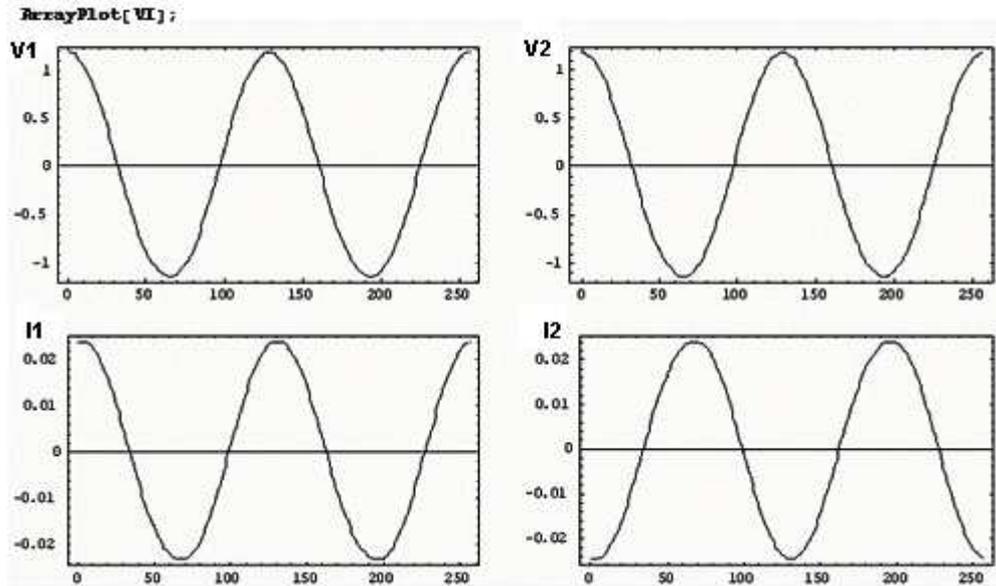


Figure II. 17 Formes d'ondes temporelles sur les quatre canaux.

La vérification du calibrage en phase absolue consiste à remesurer l'impulsion temporelle de la HPR, qui est connecté sur l'accès 1.

La fréquence du synthétiseur est égale à celle utilisée lors du calibrage en phase.

On règle le niveau du synthétiseur de telle sorte que la puissance soit égale à celle utilisée lors du calibrage en phase.

Exemple de la mesure d'impulsion de la HPR

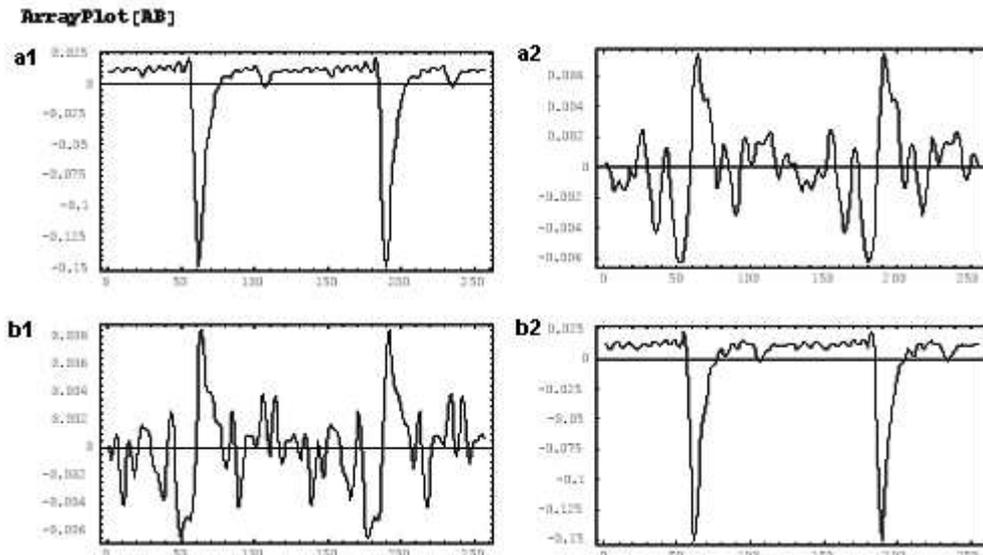


Figure II. 18 Mesure d'impulsion de la HPR.

Ceci n'est pas une vraie validation puisqu'on mesure le standard ayant servi à étalonner. Cependant on vérifie tout problème de mauvaise répétabilité des mesures.

Il est à noter aussi que l'étalonnage est fait pour une fréquence fondamentale liée à l'utilisation de la HPR et donc comprise entre 600MHz et 1.2GHz. L'étalonnage conduit à un nombre de matrice de correction d'erreur supérieur à celui nécessaire réellement pour la mesure du composant dont la fréquence fondamentale du signal d'excitation est forcément une harmonique de la fréquence fondamentale du signal d'excitation de la HPR. Une sélection des matrices utiles lors de la mesure est donc nécessaire en fin d'étalonnage.

## II.2 Résultats de mesures obtenus en mode CW

### II.2.1 Caractérisation de transistor HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> 8×125μm<sup>2</sup> QQ0104C - Daimler

Les objectifs de ces mesures sont les suivants :

- Valider le fonctionnement du LSNA pour des mesures sous pointes d'un composant non linéaire soumis à une excitation de type monoporteuse CW, en traçant les caractéristiques classiques d'évolution en puissance et rendement en puissance ajoutée.
- Tracer les caractéristiques tensions/courants aux bornes du transistor sur une impédance de charge optimisée pour obtenir un maximum de puissance de sortie. Le cycle de charge extrinsèque a été aussi visualisé.

Le schéma du banc de mesure utilisé est illustré sur la figure II.19. Pour limiter les pertes du test set en sortie du transistor, un coupleur externe a été utilisé permettant la synthèse d'impédance de charge présentant des coefficients de réflexion plus élevés. Les fichiers d'étalonnage du LSNA sont alors redéfinis en appliquant la procédure d'étalonnage décrite dans le paragraphe précédent.

L'objectif de ces mesures a été de caractériser le transistor AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> 8×125μm<sup>2</sup> Daimler en traçant les formes d'ondes temporelles du courant et de la tension aux accès du transistor pour déduire le cycle de charge associé pour différents niveaux de puissance.

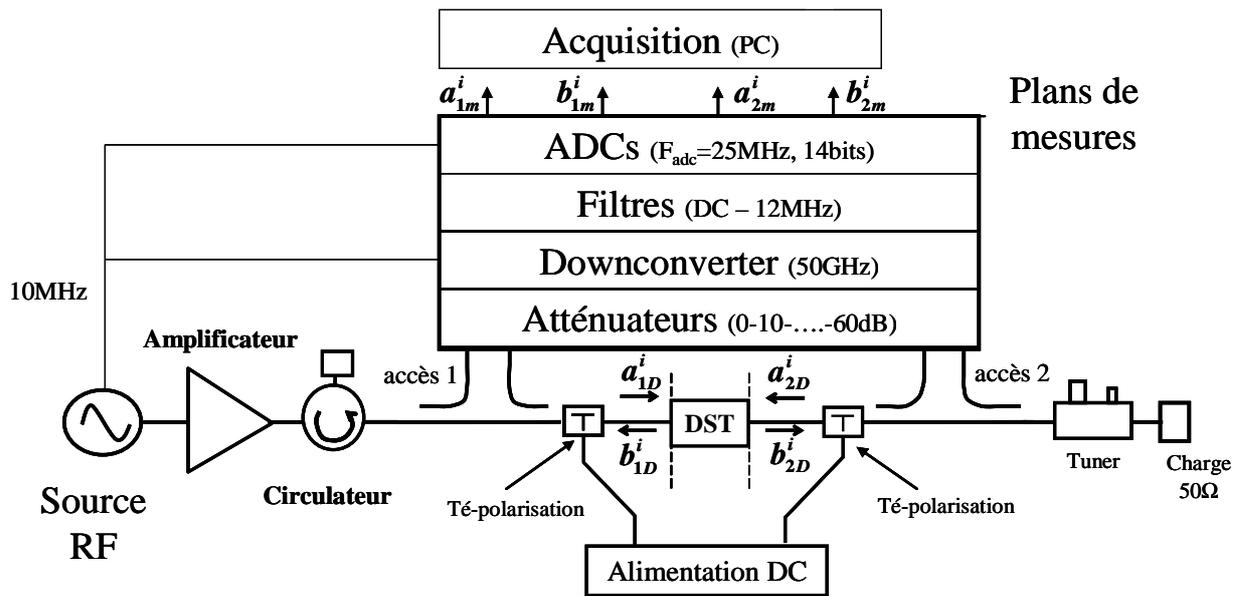


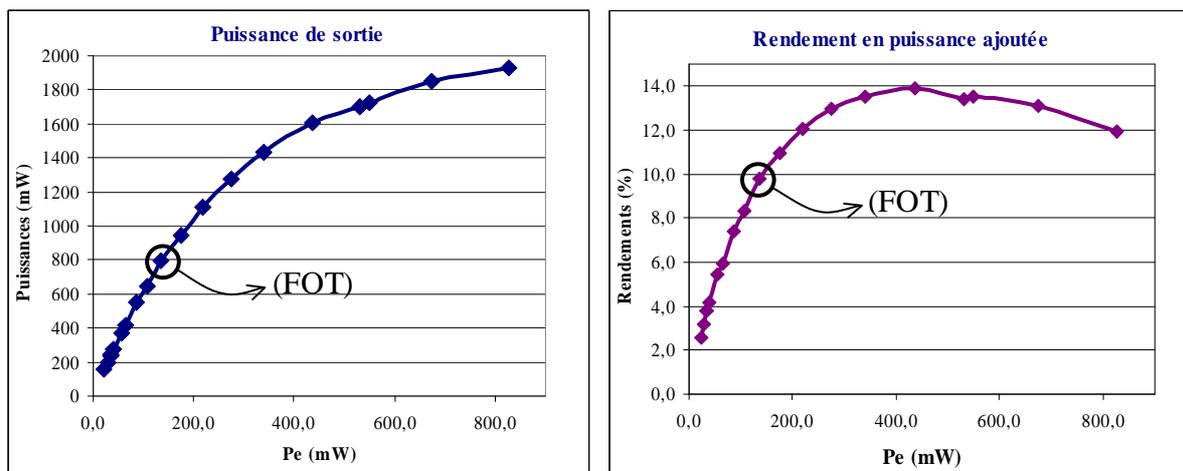
Figure II. 19 Configuration de mesure sous pointes avec le système LSNA.

La caractérisation a été faite à 3GHz et à 10GHz.

### II.2.1.1 Résultats de mesures à 10GHz sur 50ohms :

La polarisation du transistor est la suivante :  $V_{gs0} = -6.2V$ ,  $V_{ds0} = 24V$ ,  $I_{ds0} = 200mA$  (classe AB). Les figures suivantes représentent les résultats de mesures à 10GHz, pour une impédance de charge de 50ohms.

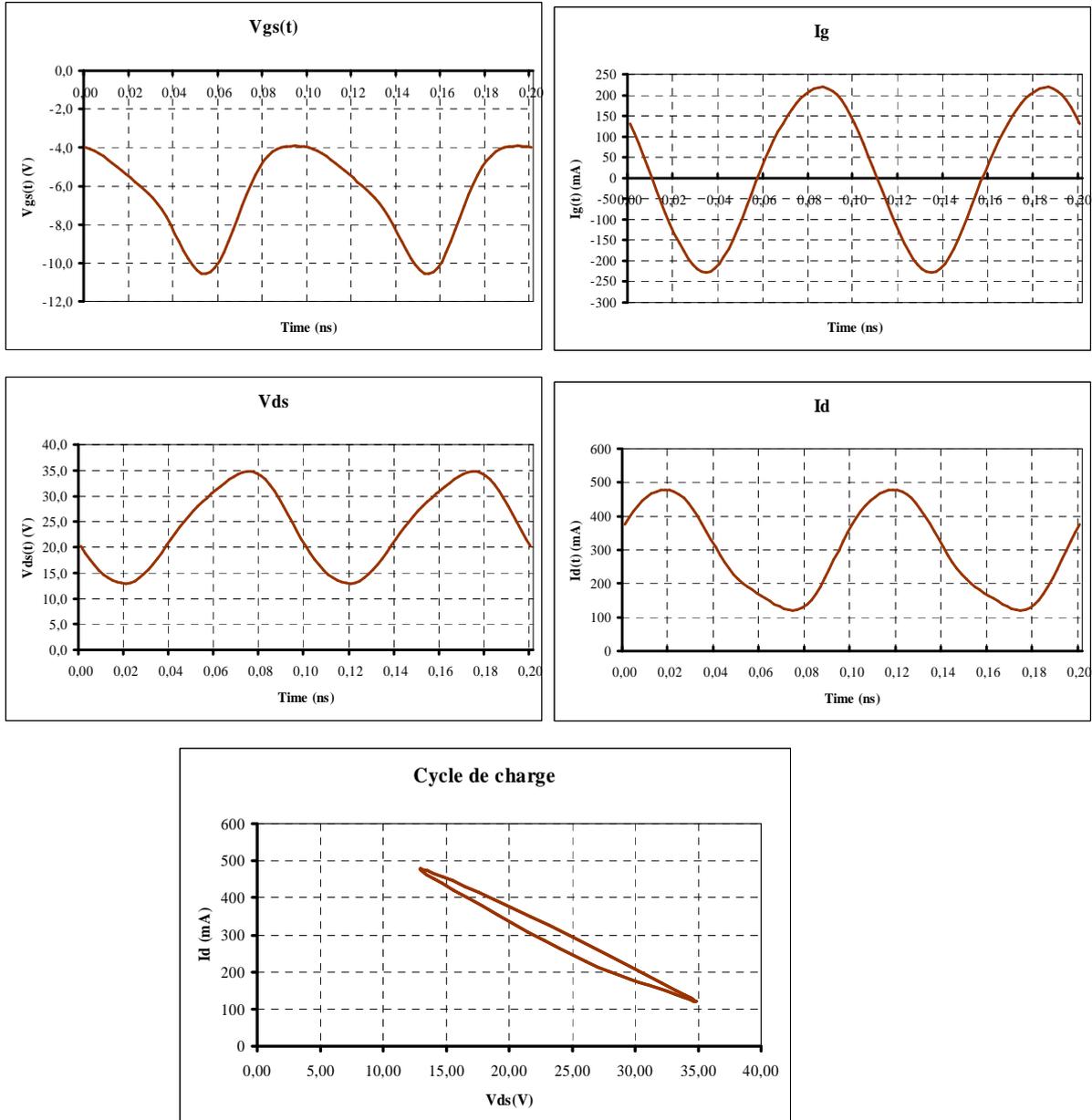
La puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance de l'entrée sont les suivants :



Les formes d'ondes temporelles (FOT) mesurées des tensions et courants et le cycle de

charge pour le point de fonctionnement suivant :  $P_e=176\text{mW}$ ,  $P_s=949\text{mW}$  et  $\eta=11\%$  sont les suivantes :

Elles sont tracées en prenant 2 harmoniques.

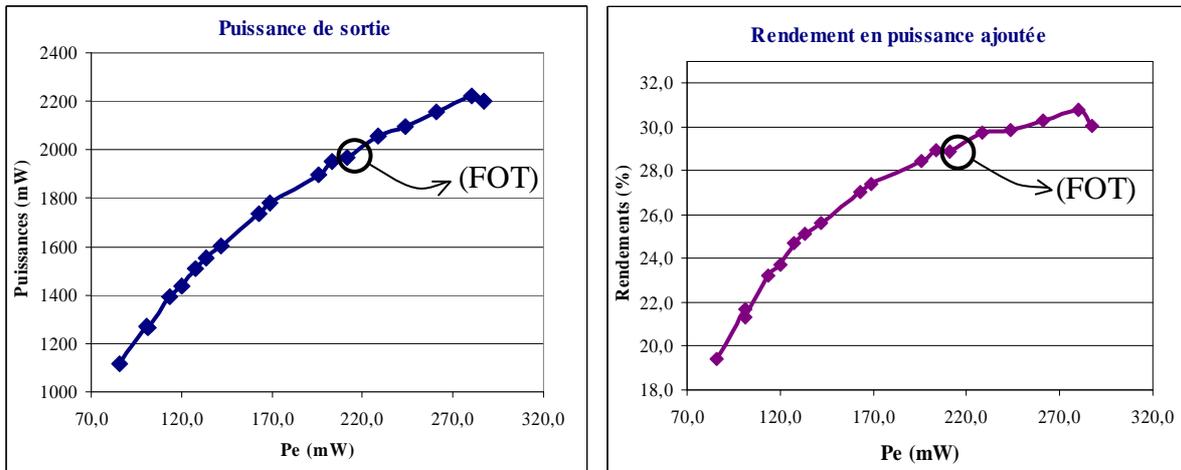


Il est possible de déduire la pente du cycle de charge qui, dans ce cas, correspond à une valeur de  $20\text{mS}$  ( $1/50\Omega$  : impédance présentée en sortie du transistor).

II.2.1.2 Résultats de mesures à 10GHz lorsque le fonctionnement du transistor est optimisé en terme de puissance de sortie :

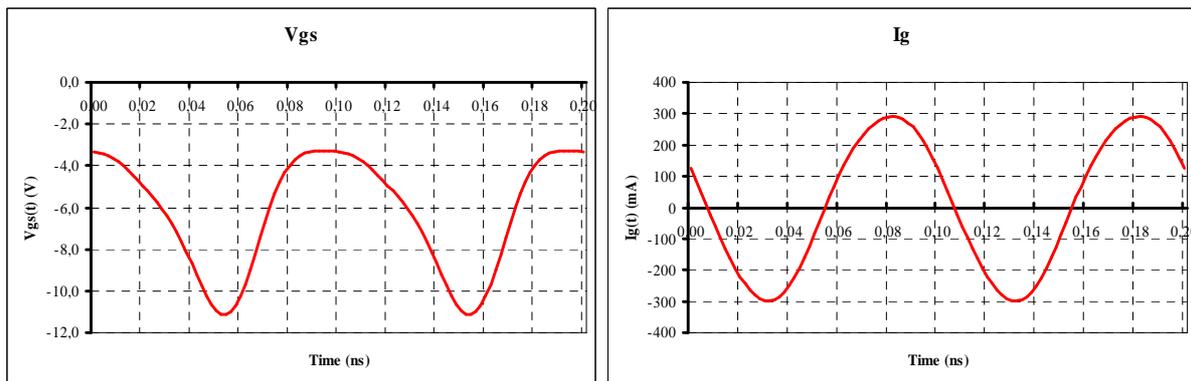
Le transistor est toujours polarisé au même point :  $V_{gs0}=-6.2V$ ,  $V_{ds0}=20V$ ,  $I_{ds0}=207mA$ . L'impédance de charge au fondamental est alors optimisée grâce à un tuner électromécanique. L'impédance optimale pour ce transistor correspond à  $0.38ej(149^\circ)$ . Les harmoniques sont fixées par le tuner et non modifiées.

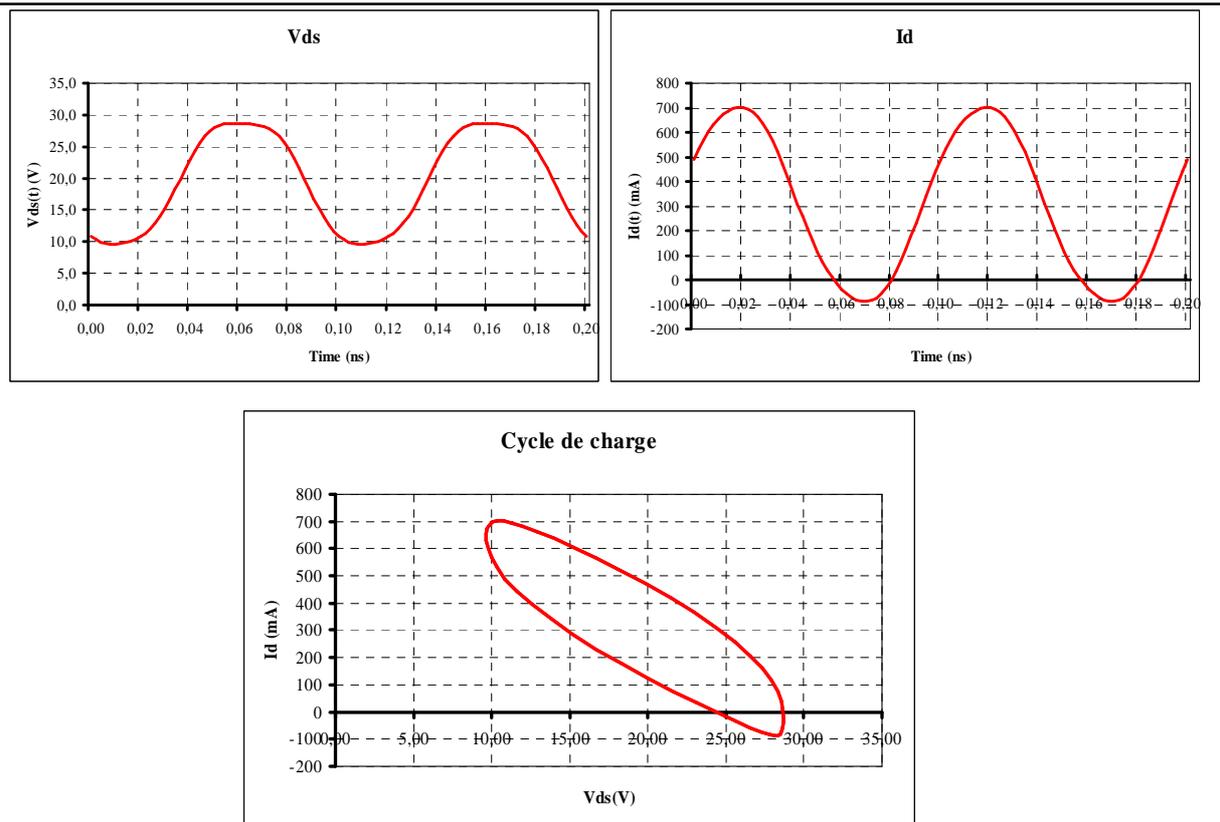
La puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance de l'entrée sont les suivantes :



Les formes d'ondes mesurées des tensions et courants et le cycle de charge pour le point de fonctionnement suivant :  $P_e=195mW$ ,  $P_s=1897mW$  et  $\eta=28\%$  sont les suivantes :

Le cycle de charge est un cycle de charge extrinsèque.





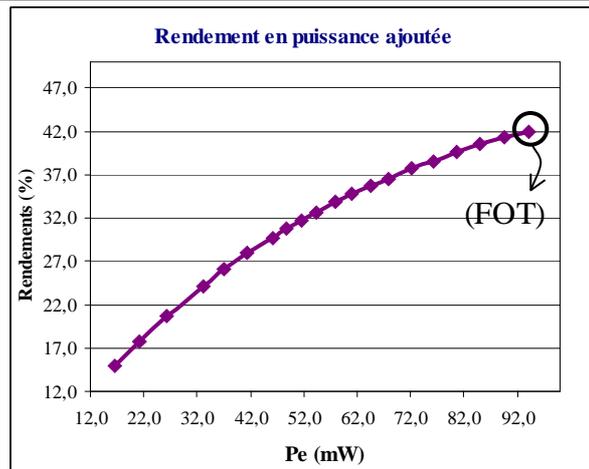
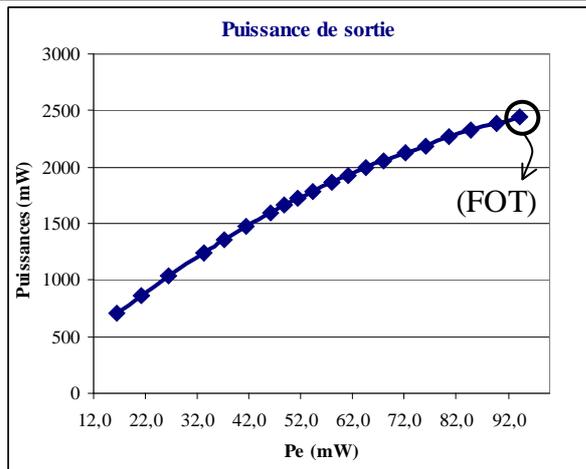
Grâce à l'adaptation uniquement à la fréquence fondamentale, la puissance de sortie a été accrue de 300mW pour atteindre 1.8W et le rendement en puissance ajoutée a été augmenté de 15 points.

### II.2.1.3 Résultats de mesures à 3GHz sur 50ohms :

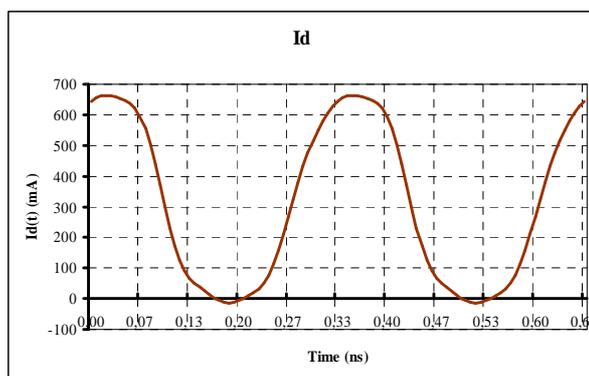
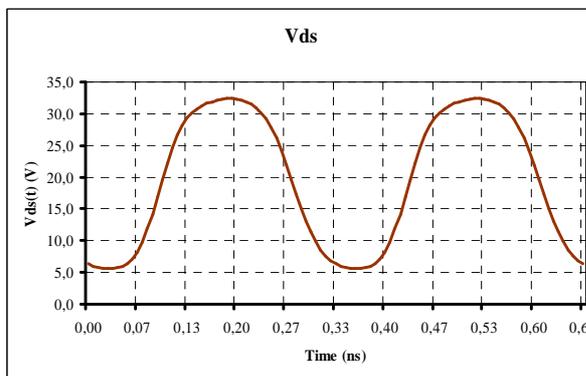
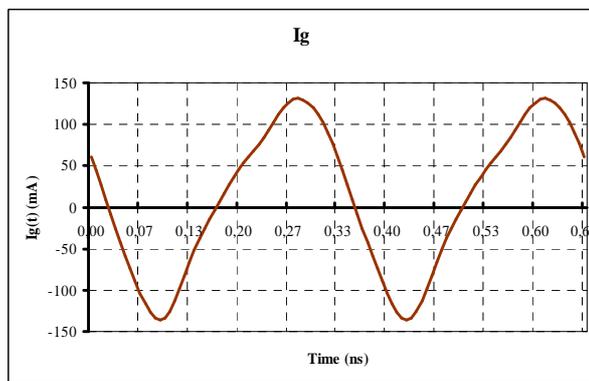
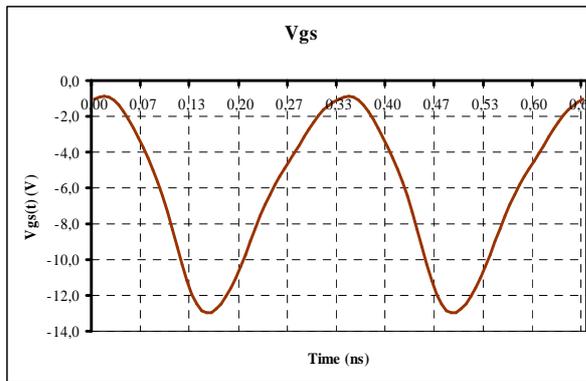
Le transistor a été ensuite mesuré, pour une fréquence d'excitation à 3GHz. Les résultats pour une impédance de 50ohms et une impédance optimale conduisant à une puissance de sortie maximale sont présentés. Dans la suite le transistor est polarisé au même point que précédemment :  $V_{gs0} = -6.2V$ ,  $V_{ds0} = 20V$ ,  $I_{ds0} = 200mA$ .

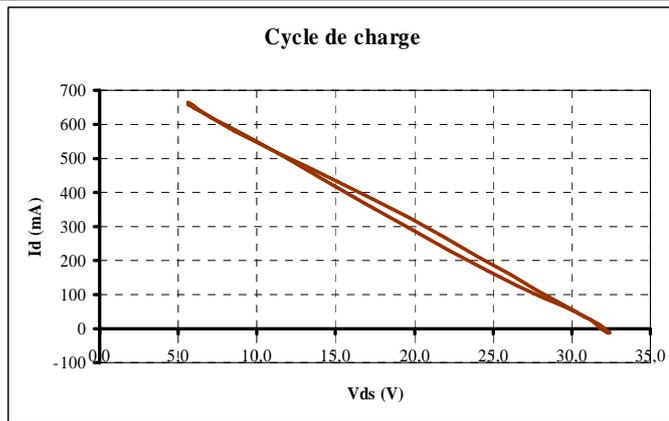
Le LSNA est configuré pour une mesure au fondamental à 3GHz et en prenant en compte 10 harmoniques, les résultats tracés ne prennent en compte que 4 harmoniques.

La puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance de l'entrée sont les suivantes :



Les formes d'ondes mesurées des tensions et courants et le cycle de charge pour le point de fonctionnement correspondant à  $P_e=94\text{mW}$ ,  $P_s=2439\text{mW}$  et  $\eta=42\%$  sont les suivantes :

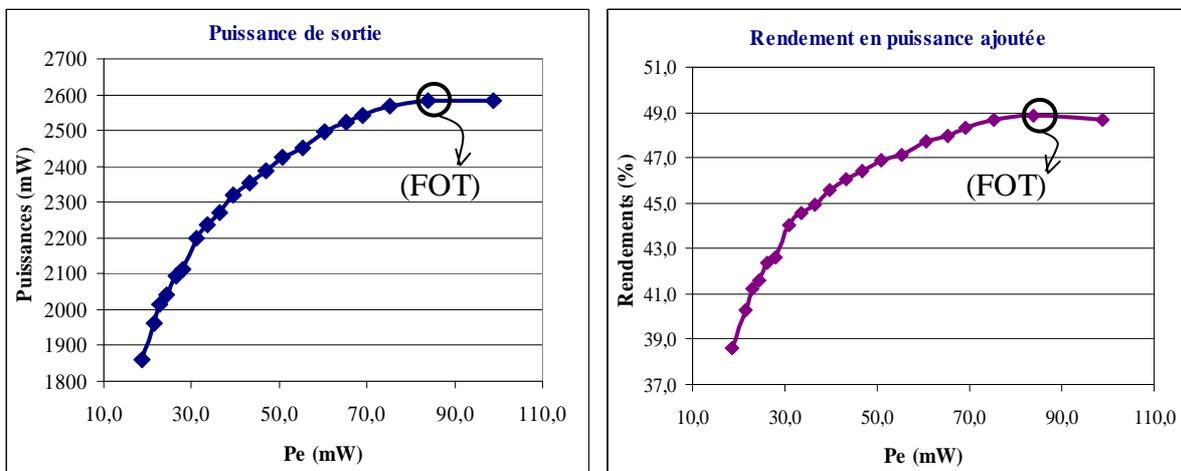




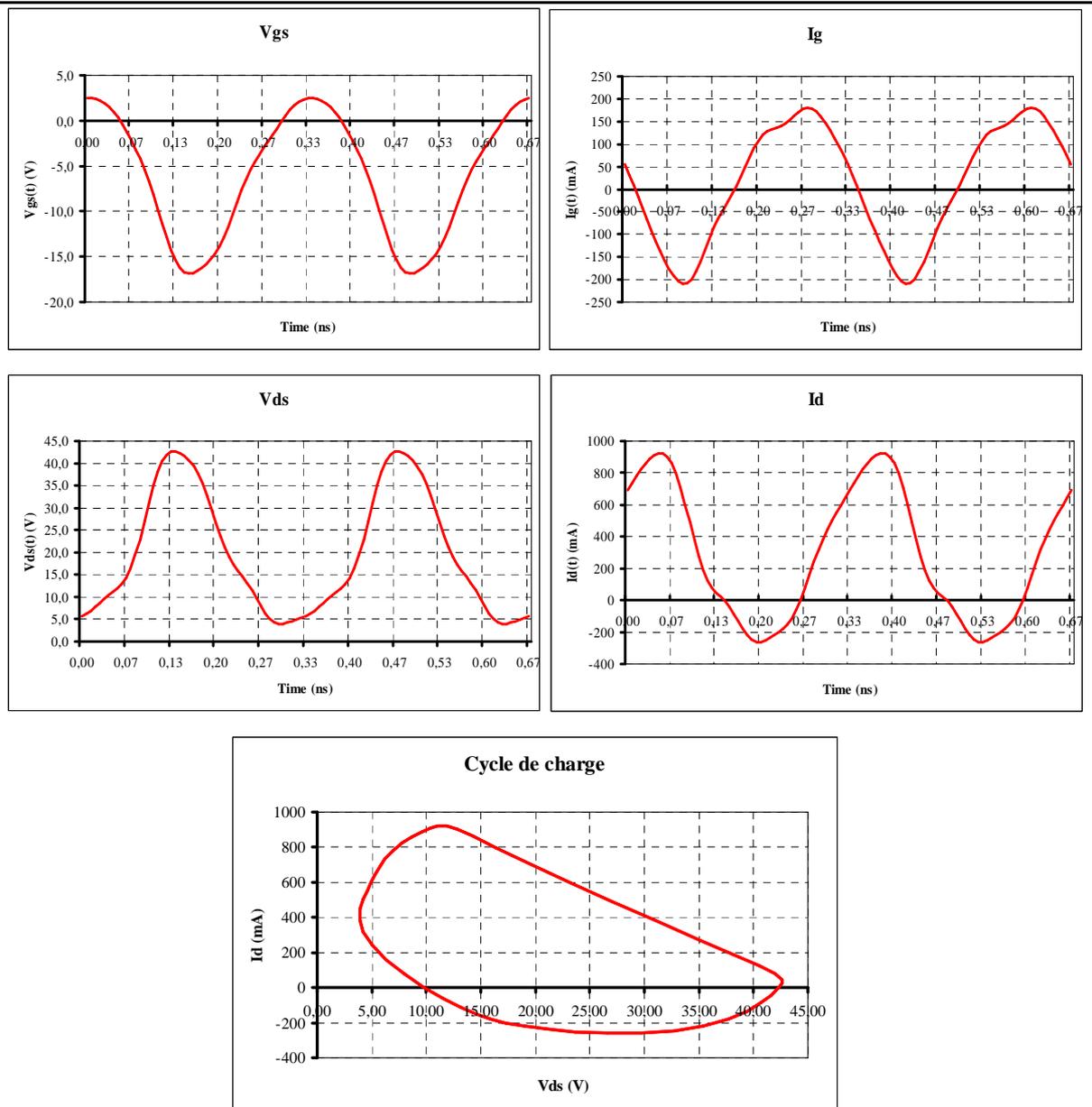
### II.2.1.4 Résultats de mesures à 3GHz lorsque le fonctionnement du transistor optimisé en terme de la puissance de sortie :

Le transistor est polarisé au même point:  $V_{gs0} = -6.2V$ ,  $V_{ds0} = 20V$ ,  $I_{ds0} = 220mA$ . L'impédance optimale trouvée grâce au tuner pour ce transistor correspond à  $0.57j(112^\circ)$ . Les impédances aux fréquences harmoniques sont fixées par le tuner et ne sont pas modifiées.

La puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance de l'entrée sont les suivantes :



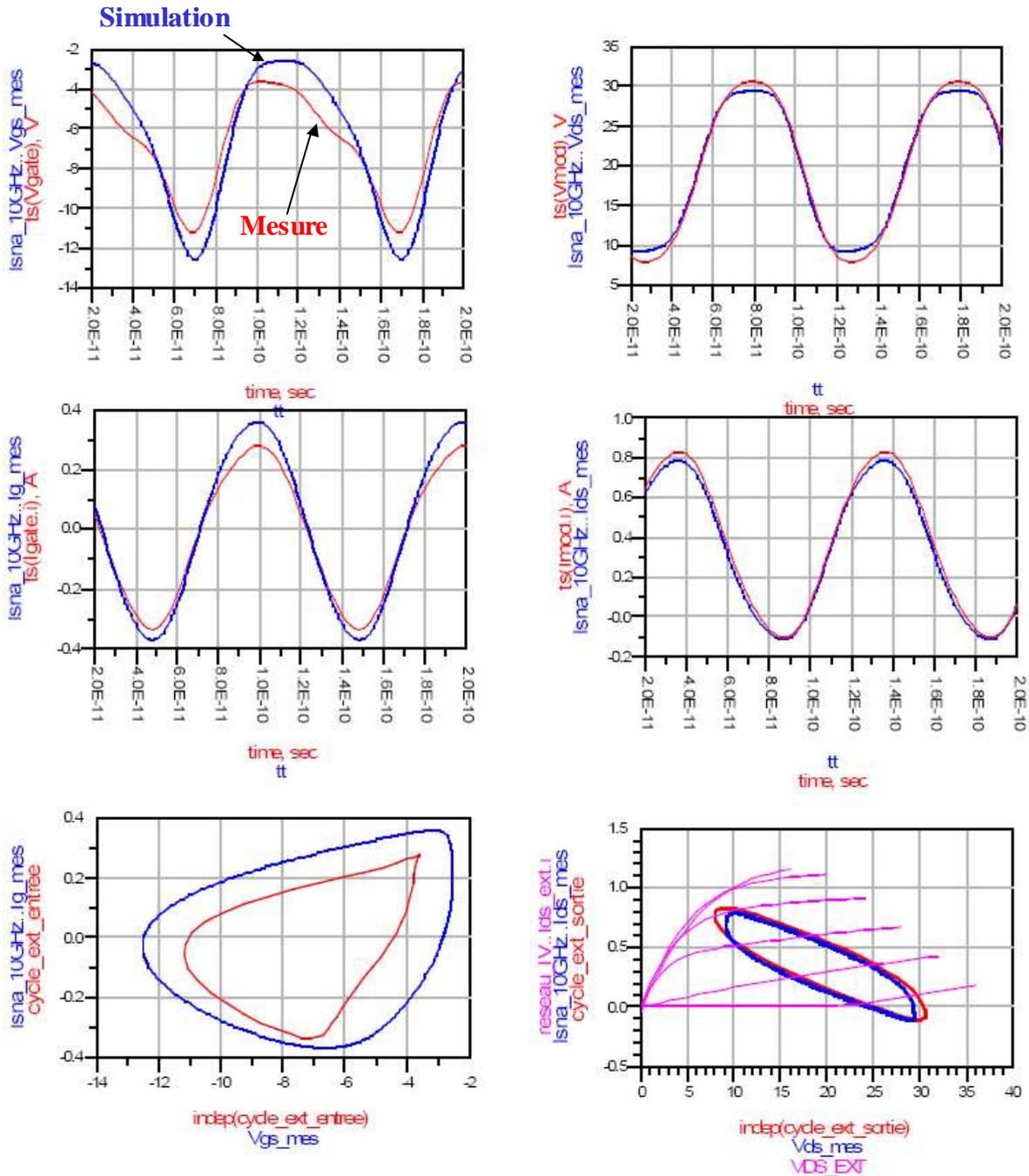
Les formes d'ondes mesurées des tensions et courants et le cycle de charge pour le point de fonctionnement suivant :  $P_e = 99mW$ ,  $P_s = 2584mW$  et  $\eta = 49\%$  sont alors :



A la fréquence 3GHz, l'adaptation permet d'augmenter fortement la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée. Ces résultats permettent d'évaluer les performances en puissance des transistors, mais permettent aussi de vérifier son fonctionnement par la visualisation des formes d'ondes temporelles extrinsèques à ses accès. Tout l'intérêt de ces mesures réside dans la validation des modèles électrothermiques des composants par comparaison des résultats obtenus en simulation.

### II.2.1.5 Comparaison simulation / mesure

Une comparaison mesures-modèle des ondes tensions courants en entrée et en sortie sur le même transistor HEMT  $8 \times 125 \mu\text{m}^2$  QQ0104C-Daimler a été effectué dans le cadre de la thèse de Christophe Charbonniaud [11]. Pour une puissance injectée de 24 dBm, la puissance de sortie est égale à 33dBm à la fréquence de 10 GHz pour une impédance de charge égale à  $23 - j*10$  au fondamental :



On remarque une bonne concordance entre les courbes de mesure au LSNA (en bleu) et les résultats de simulation (en rouge). Donc ces mesures CW dans le domaine temporel réalisées avec un LSNA intégré dans un banc de caractérisation de type charge active sont utiles pour la validation du modèle en régime grand signal.

## II.2.2 Caractérisation dynamique de l'avalanche de transistors HBT

La sécurisation de la robustesse électrique des transistors de puissance radiofréquences et micro-ondes, ainsi que leurs fiabilités (durée de vie) font l'objet de nombreux travaux depuis plusieurs années. Dans ce cadre, le système LSNA est un outil très utile permettant la mesure des formes d'ondes temporelles des tensions/courants aux accès des transistors en fonctionnement grand signal. Le LSNA permet de caractériser la dynamique du cycle de charge extrinsèque. Ce paragraphe présente une configuration originale du LSNA pour une mise en évidence expérimentale des zones d'avalanche statiques et dynamiques de transistors HBT en Bande X (UMS)[12].

### II.2.2.1 Caractérisation de l'avalanche

L'optimisation du fonctionnement du composant conduit le concepteur à utiliser celui-ci aux limites de ses potentialités. Une de ces limites concerne l'excursion dynamique maximale du cycle de charge pour des excitations fort signal. Une étude de ces excursions en fonction des points de polarisation permet une connaissance plus approfondie du fonctionnement du transistor en terme de tension de claquage. Elle permet aussi un test de robustesse des composants non-linéaires vis à vis des TOS de sortie et une validation approfondie des modèles associées. Les limites de zones de claquages statiques peuvent être extraites grâce à des mesures I-V statiques à l'aide d'un système de mesures impulsionnelles [13]. Les zones de claquage à partir de mesures non destructives peuvent donc être ainsi définies très précisément. Une caractérisation par des mesures dynamiques en régime de fonctionnement fort signal est nécessaire pour vérifier et valider les limites définies de manière statique. Ces mesures dynamiques améliorent les définitions très conservatrices des caractéristiques statiques des zones de claquage habituellement tirées d'une analyse physique des structures des dispositifs [14]. Le système de caractérisation LSNA qui permet une mesure précise et calibrée du comportement dynamique des transistors en régime de fort signal est aussi utilisé pour visualiser des excursions de cycles de charge [15] dans les zones d'avalanche des transistors. Une configuration spécifique du système de mesure est alors requise pour extraire les formes temporelles des tensions et

courants imposées en sortie du transistor.

### II.2.2.2 Mesures des lieux de claquage

Il est décrit ici la mesure des formes d'ondes temporelles des tensions et courants en sortie d'un transistor HBT pour des excitations CW fort signal en sortie du transistor.

### II.2.2.3 Mesures statiques des lieux de claquage

La figure II.20 présente les limitations statiques de la tension de claquage d'un transistor HBT 10 doigts de  $2 \times 30 \mu\text{m}^2$  (UMS) obtenues pour des résistances de polarisation de la base différentes. Elles mettent en évidence la dépendance des transistors en terme de tension de claquage vis à vis du type de polarisation de base du transistor HBT.

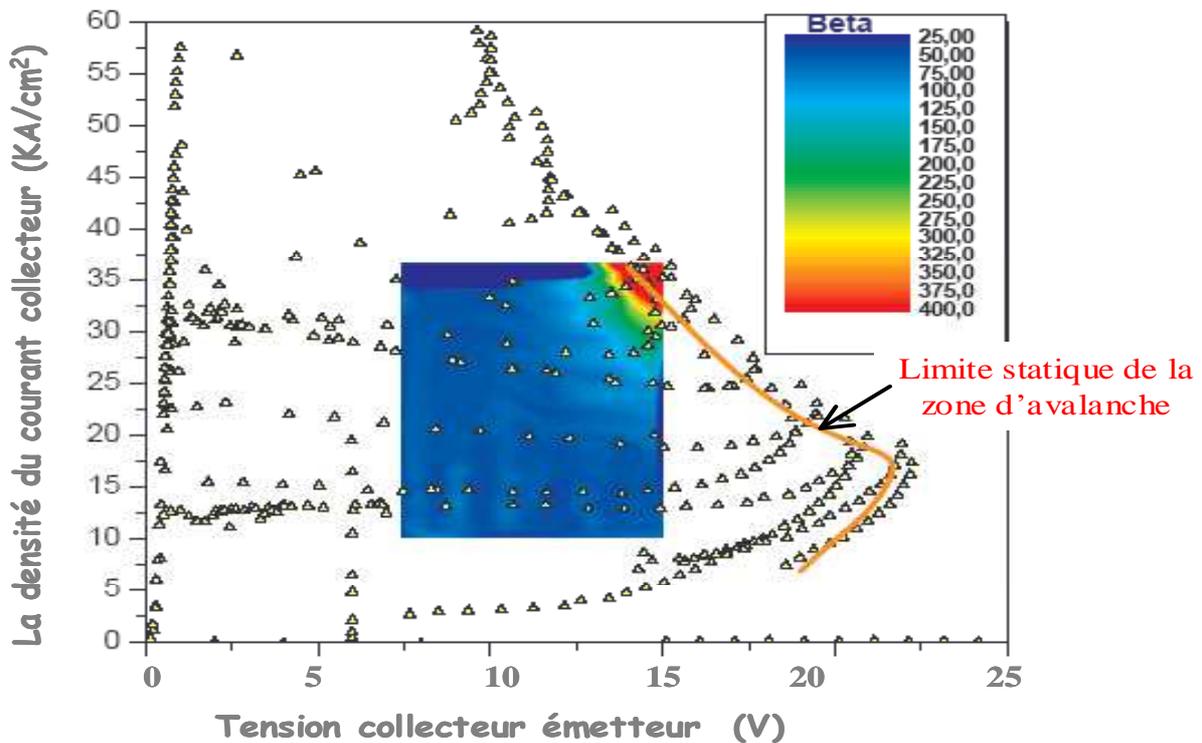


Figure II. 20 Limitations statiques de la tension de claquage.

#### II.2.2.3.1 Mesures dynamiques des lieux de claquage

Ces mesures ont été réalisées en injectant (Figure II.21) un signal CW à 10GHz (2 harmoniques pris en compte) variable en puissance en sortie du transistor HBT pour différents

points de polarisation ( $V_{be}=2V$ ,  $V_{ce}=7.5V$  et  $10V$ ) et différentes résistances de polarisation de la base  $R_b$ . L'injection d'un signal en sortie crée en quelque sorte une charge active. Cela inverse la pente des cycles de charges par rapport au cas classique (charge passive) facilitant ainsi l'excursion dynamique dans la zone d'avalanche. L'entrée RF du composant est fermée sur  $50\Omega$ .

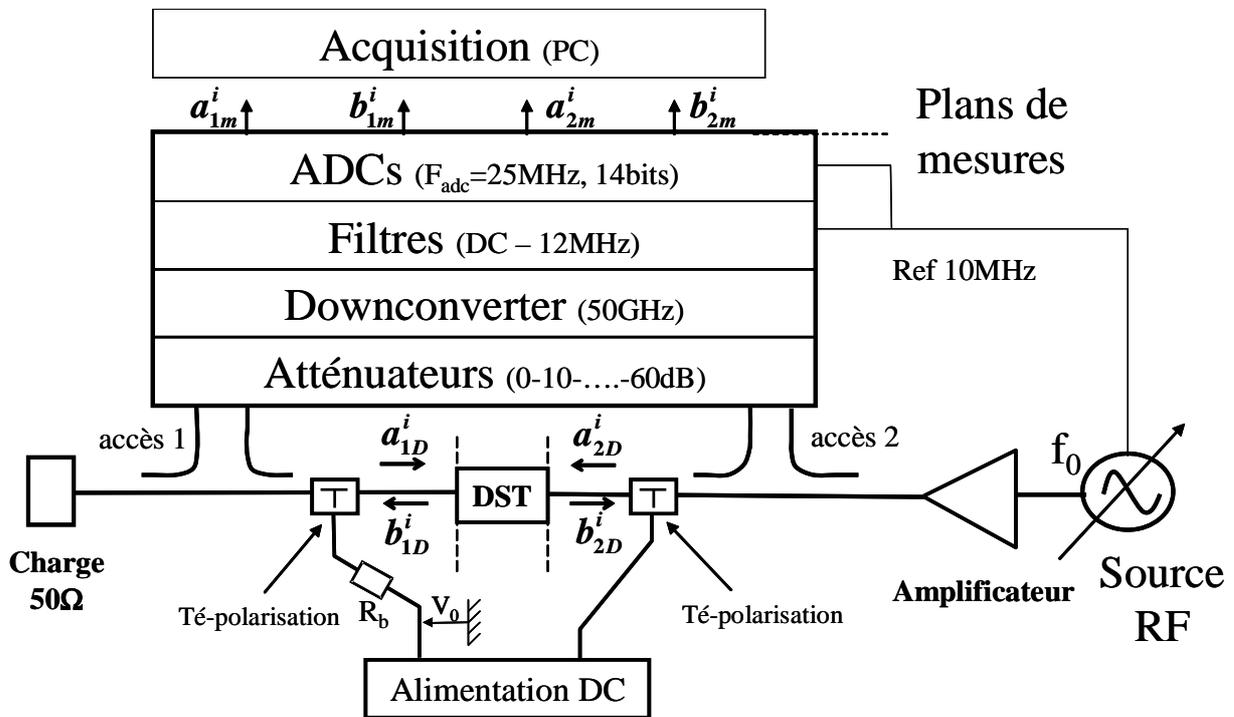


Figure II. 21 Schéma du banc de mesure pour la caractérisation dynamique des zones d'avalanche.

L'impact de ces différentes polarisations est visible sur les cycles de charge obtenus sur la figure II.22 ainsi que sur l'évolution du gain en courant  $\beta$  ( $I_c/I_b$ ) qui croît lorsque le cycle de charge dépasse la limite statique de tension de claquage. Une superposition de ces cycles de charge avec les limites statiques obtenues sur le banc de caractérisation I-V permet de confirmer les lieux de claquage avant destruction du composant quelles que soient les polarisations utilisées (Figure II.23).

Les résultats de mesure pour une puissance égale à  $724mW$  et pour  $R_b=50ohms$  et  $500ohms$  sont les suivants :

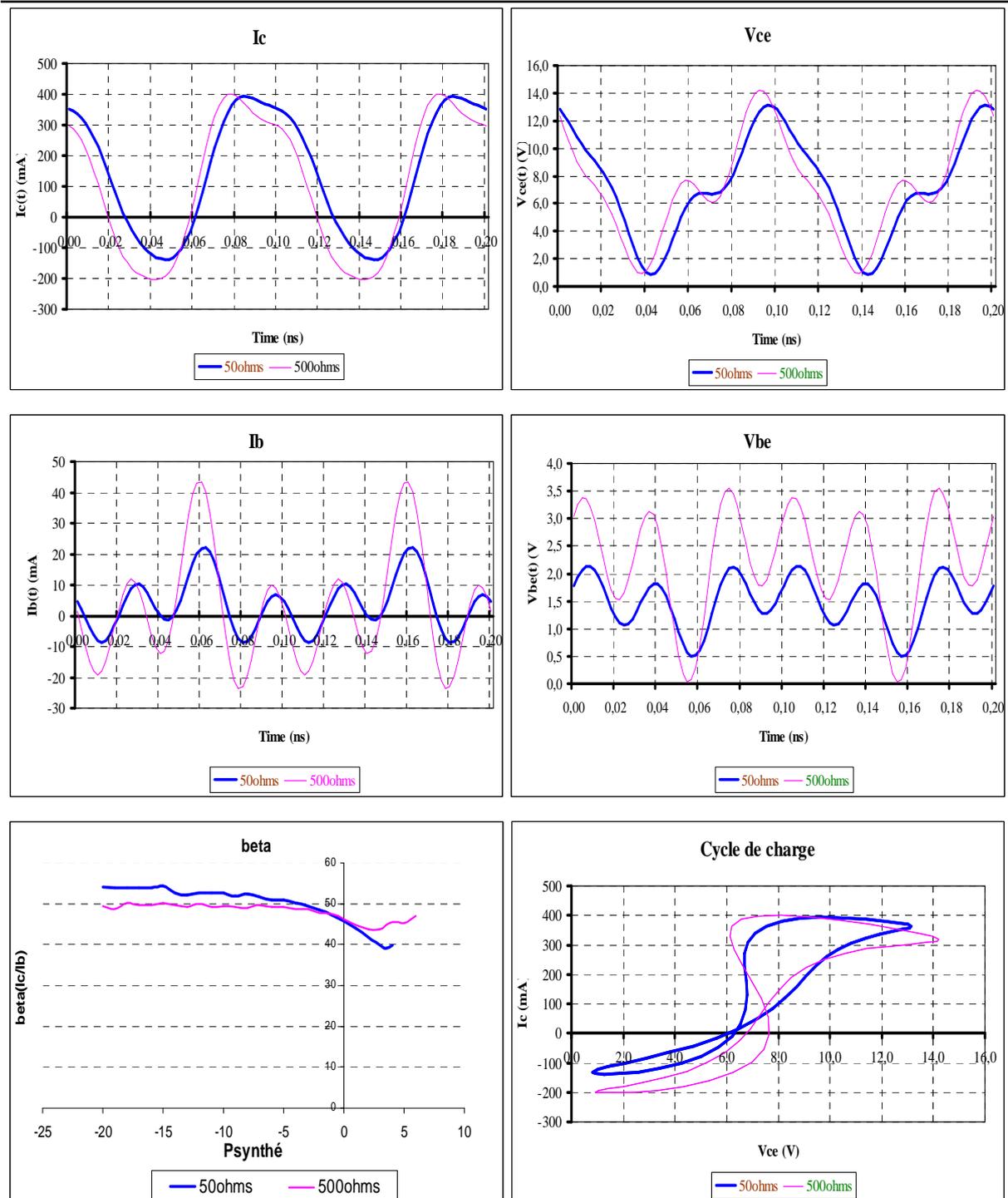


Figure II. 22 Mesure du transistor de 10 doigts de  $2 \times 30 \mu\text{m}^2$  (UMS).

Sur la figure de  $V_{bc}(t)$  la valeur moyenne est  $V_0$  indiqué sur schéma figure II.21.

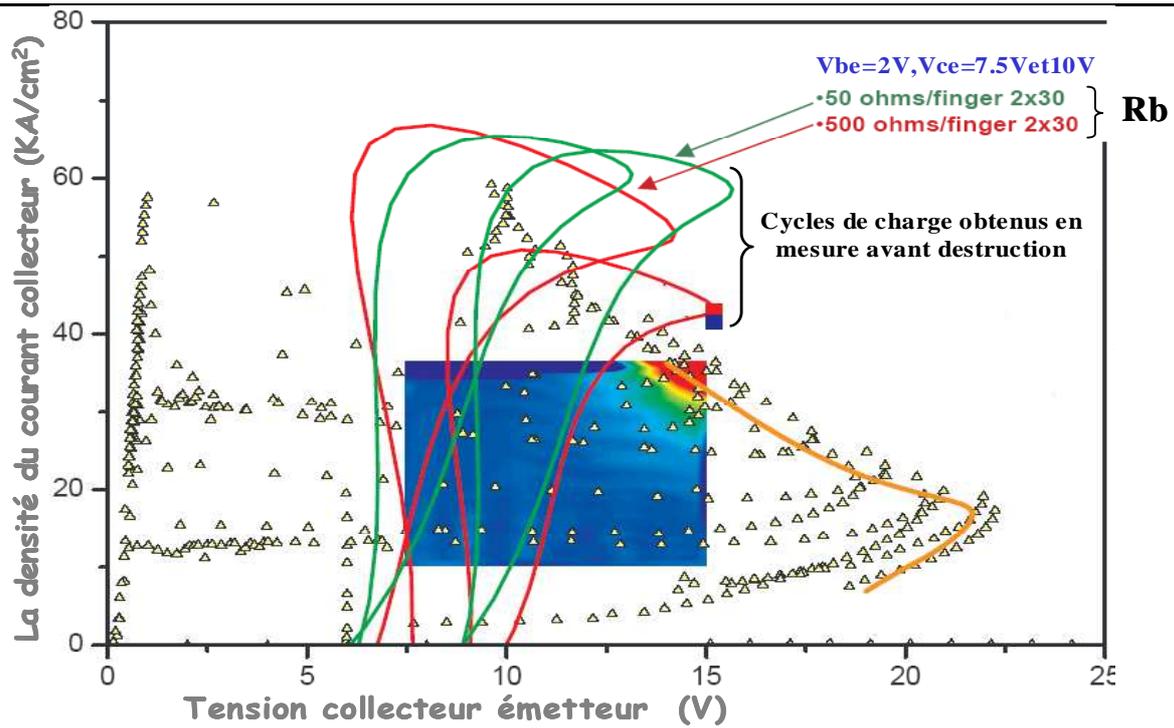


Figure II. 23 Superposition de cycles de charge les limites statiques.

En résumé, l'utilisation du LSNA pour la mesure de forme d'onde temporelle de transistors est désormais assez bien établie pour des signaux CW. En revanche, les mesures temporelles de signaux modulés large bande ou signaux de type multiporteuse sont plus complexes et seront abordée au chapitre 3. Le paragraphe suivant présentera un aperçu non exhaustif des travaux concernant la mesure de signaux multiporteuse bande étroite par le LSNA relevé dans la littérature.

### II.3 Bibliographie des mesures en multiporteuses :

Les travaux relevés ici dans la littérature sont tous limités à une bande de modulation étroite (quelques MHz).

Des mesures temporelles au LSNA de dispositifs non-linéaires soumis à des excitations multiporteuse ont fait l'objet de plusieurs travaux dans la communauté scientifique internationale. En 1997, R. Hadji [16] montre une étude expérimentale de l'intermodulation dans un transistor de puissance soumis à 2, 4, 8, ..., 32 porteuses espacées de 100kHz.

Le banc de mesure est le suivant :

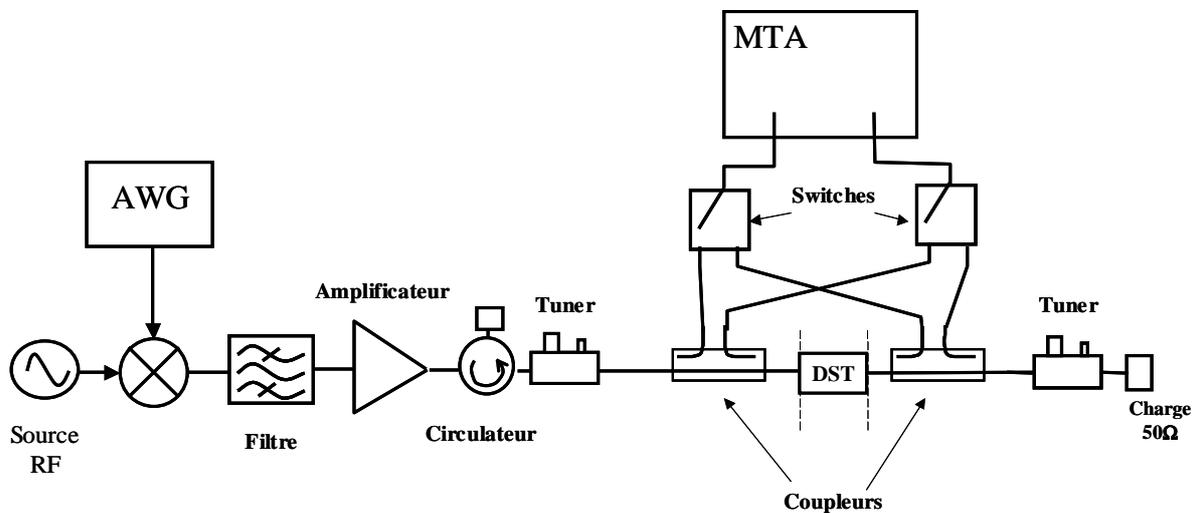


Figure II. 24 Banc de mesure de l'intermodulation dans un transistor de puissance.

La génération du signal modulé RF se fait à partir d'un AWG (Arbitrary Waveform Generator) en bande de base, une source micro-onde et un mélangeur. Les mesures sont faites au MTA.

Un exemple de mesure d'intermodulation (IMR) d'un MESFET de 23dBm en classe A à 2GHz pour 8 porteuses avec répartition de phase variable ( $\Phi_1$  à  $\Phi_{10}$ ) est donné à titre indicatif figure II.25

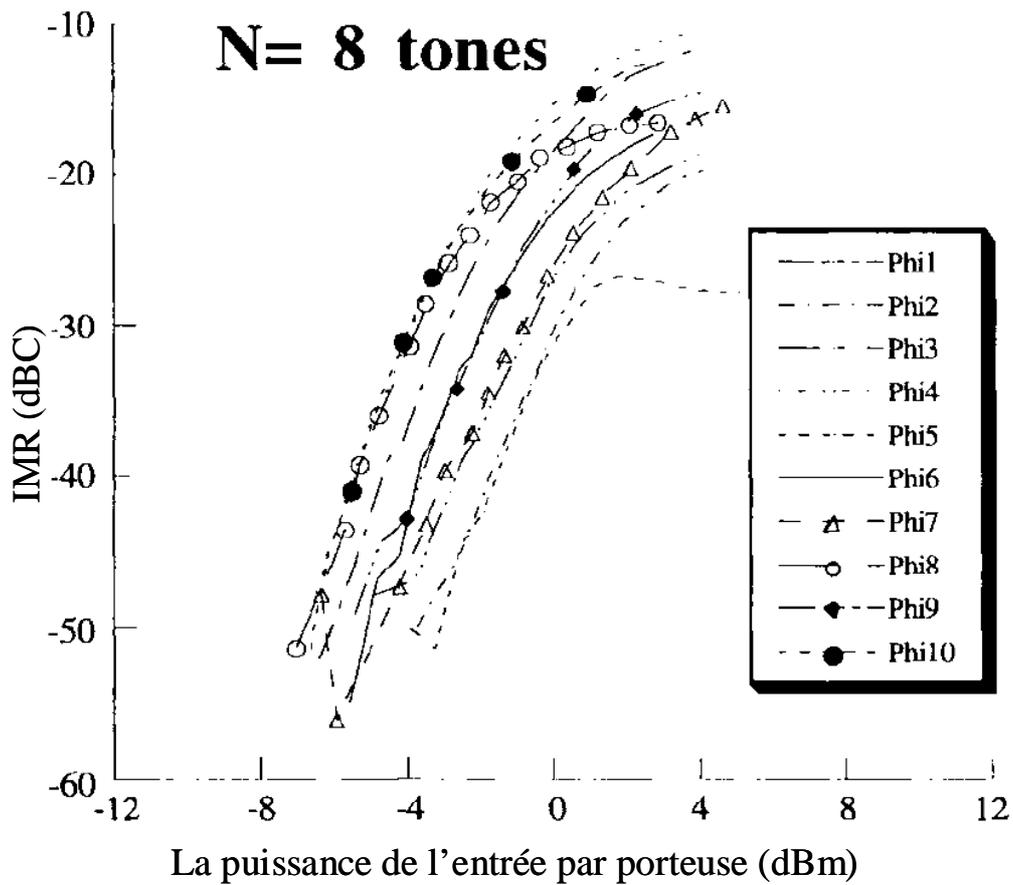


Figure II. 25 Mesure de l'intermodulation en fonction la puissance de l'entrée par porteuse.

Par la suite, beaucoup de chercheurs ont eu pour objectif de contribuer à la modélisation comportementale de dispositifs ou modules micro-ondes non-linéaires. L'idée était d'enregistrer la dynamique de la réponse non-linéaire avec des signaux modulés pour établir un modèle tenant compte des effets de mémoire.

D. Schreurs et K. A. Remley [17] proposent des mesures pour élaborer une forme de modèle suivant les équations d'états [18].



$$I_1(t) = f_1(V_1(t), V_2(t), \dot{V}_1(t), \dot{V}_2(t), \ddot{V}_1(t), \dots, \dot{I}_1(t), \dot{I}_2(t))$$

$$I_2(t) = f_2(V_1(t), V_2(t), \dot{V}_1(t), \dot{V}_2(t), \ddot{V}_1(t), \dots, \dot{I}_1(t), \dot{I}_2(t))$$

L'utilisation de signaux à quelques raies simultanées espacées de quelques centaines de kHz permet d'éviter un nombre important de manipulations séquentielles avec un nombre de raies inférieur (2 par exemple). La mesure au LSNA comprend les fondamentaux et les harmoniques permettant ainsi d'extraire les formes d'ondes temporelles micro-ondes.

Des mesures ont été faites autour de 800MHz sur des amplificateurs  $50\Omega$  avec quelques porteuses simultanées (quelques MHz de bande de modulation). Le modèle est fondé sur des réseaux de Neurones. Il n'est pas vraiment dit à quel ordre de dérivées il s'arrête.

La figure II.26 montre les trajectoires des courbes mesurées  $V2(t)$  en fonction de  $V1(t)$  représentées par les traits pleins dans la surface  $(V1, V2)$ . Le signal d'excitation est constitué de 3 porteuses :

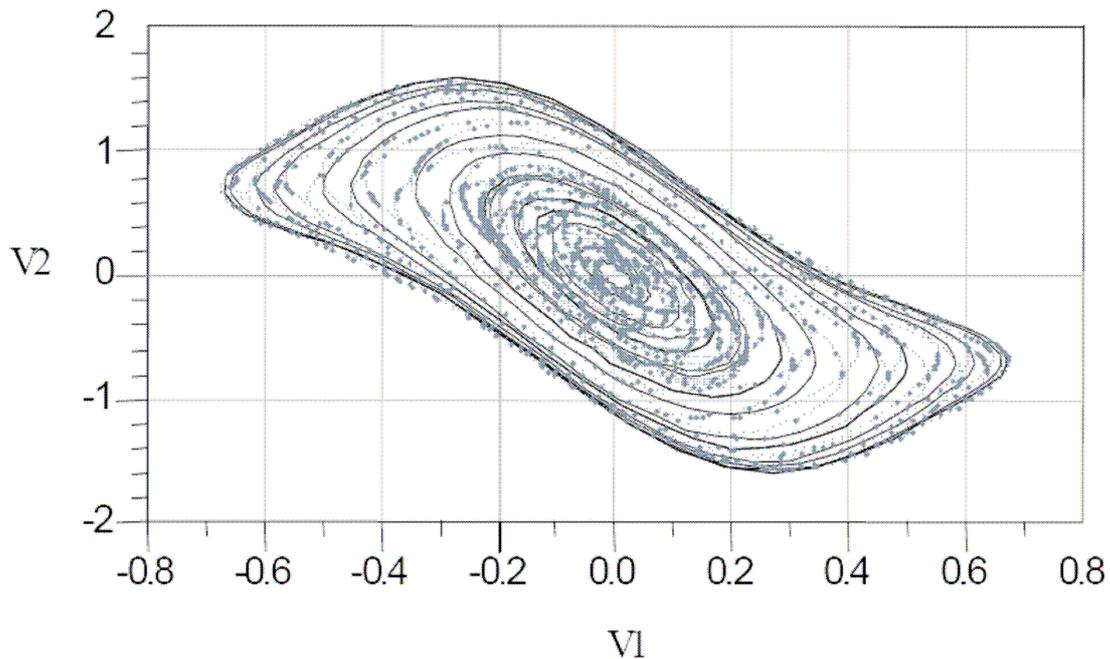
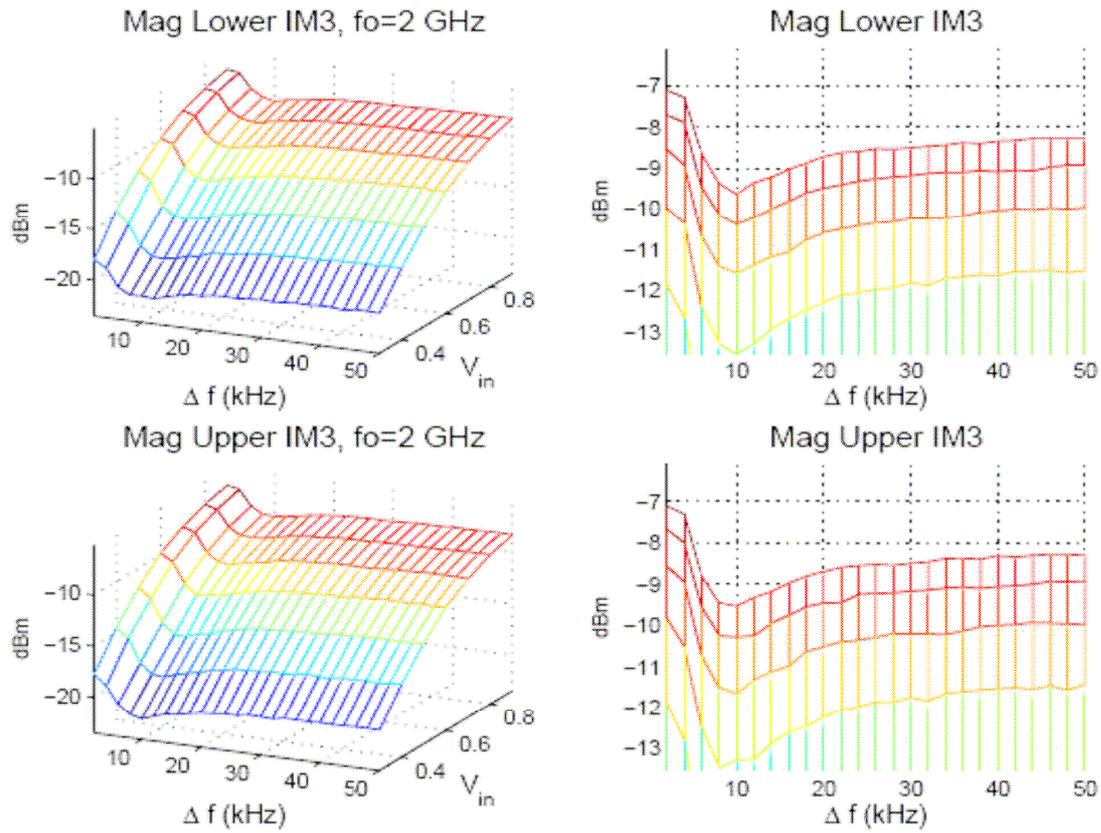


Figure II. 26  $V2(t)$  en fonction de  $V1(t)$  d'un amplificateur sous excitation de type 3 porteuses.

Toujours un peu dans le même ordre d'idée K. Remley du NIST [19] propose de synthétiser un signal IS-95 CDMA avec des multiporteuses pondérées correctement en amplitude et phase. Elle montre une influence de l'ordre de 7dB sur l'ACPR d'un amplificateur pour des modifications de la distribution statistique de phase sur les raies spectrales. Ces travaux se situent d'avantage dans le cadre de la spécification et de la quantification des erreurs de mesure d'ACPR.

Le NIST, l'Université de Louvain et Agilent technologies ont également proposé de

caractériser la mémoire BF dans les transistors due aux circuits de polarisation non idéaux [20]. La quantification de la présence des effets de mémoire lente est faite par la mesure des phases absolues des raies d'intermodulation d'ordre 3 et 5 ainsi que de la mesure de dissymétrie de celles-ci (figure II.27) :



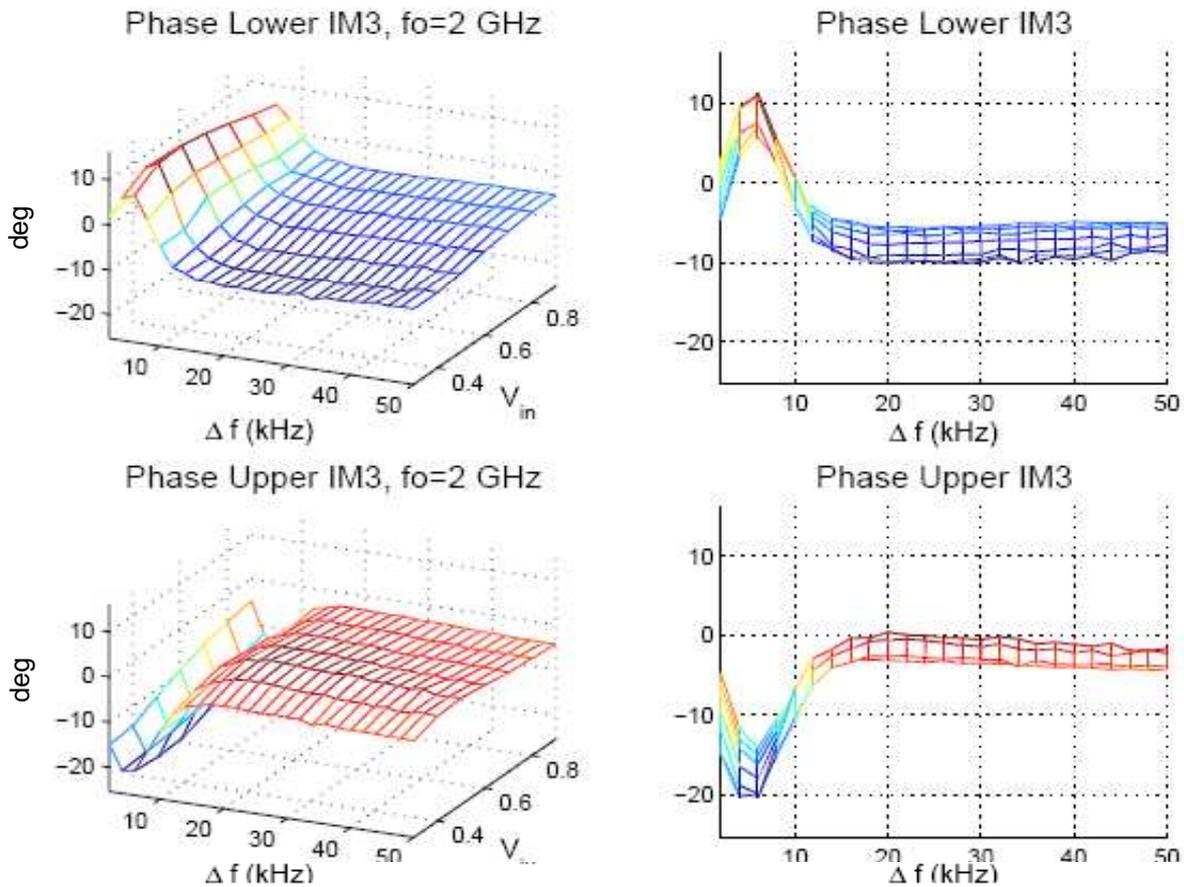


Figure II. 27 Mesure des amplitudes et des phases absolues des raies d'intermodulation d'ordre 3.

La bande de fréquence (raies spectrales utiles + produit d'intermodulations) est de l'ordre de 10MHz et correspond à la bande du filtre IF du LSNA. Des mesures de ce type présentent un intérêt pour valider finement des modèles de transistors, ce qui est toujours très délicat en terme de linéarité et d'intermodulation.

Cidronali [21] propose la mesure de mélangeur. La description est de type comportementale et l'auteur propose une extraction expérimentale de la matrice de conversion d'un transistor soumis à un signal fort (pompe) à 4.8GHz et un petit signal injecté séquentiellement en entrée et en sortie. Les fréquences successives de ce petit signal sont 600MHz, 4.2GHz, 5.4GHz, 9GHz, 10.2GHz, 13.8GHz, 15GHz et 19.8GHz. Toutes ces fréquences ainsi que les harmoniques de la pompe tombent sur une grille de fréquence qui contient les harmoniques de 600MHz (il en est de même pour les fréquences images). Ainsi le calibrage du système est fait avec un peigne d'harmonique de 600MHz (étalon SRD) de la même façon que ce qui est fait pour une caractérisation temporelle CW.

Le schéma de leur banc est le suivant :

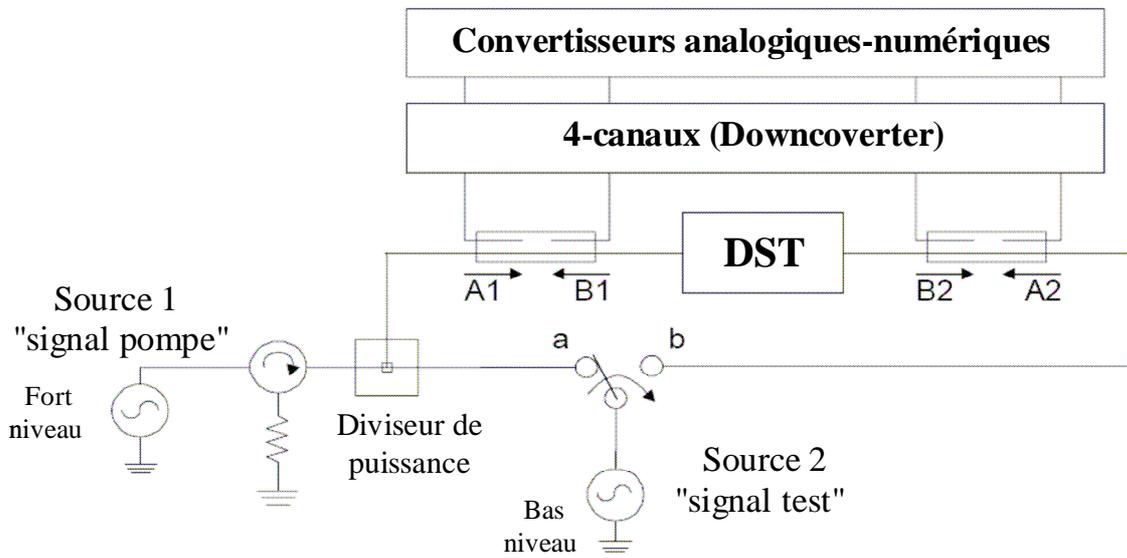


Figure II. 28 Banc de mesure d'un mélangeur soumis à un signal fort (pompe) et un petit signal.

Un exemple de mesure (gain de conversion) est indiqué figure II.29 :

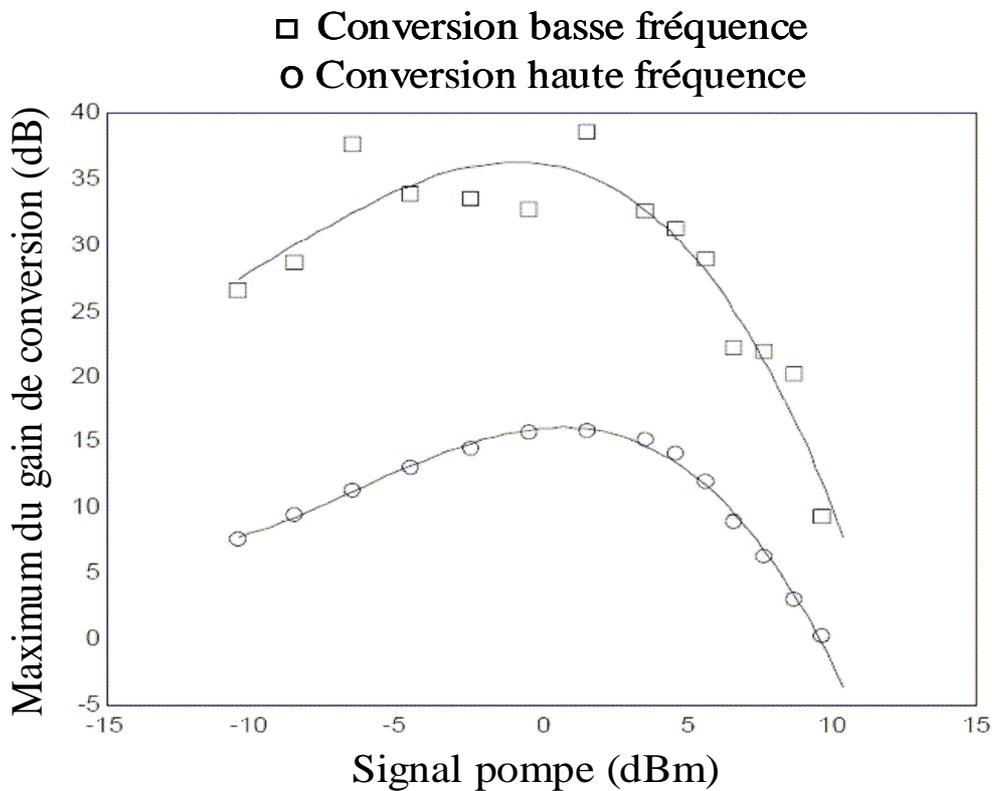


Figure II. 29 Gain de conversion entre 5.4GHz et 600MHz en fonction du signal de pompe.

Cette figure montre l'amplitude maximale du gain de conversion entre 5.4GHz et 600MHz en fonction du signal de pompe à  $V_d = 3V$  et  $V_g = -0.85 V$  (les traits pleins représentent l'ajustement polynomial). Cette différence entre les deux mécanismes de conversion est principalement due aux différentes valeurs des impédances de l'entrée et de la sortie.

## **Conclusion du chapitre II :**

Nous avons détaillé dans ce chapitre le fonctionnement du banc de mesure utilisé pour des mesures de type CW.

Quelques résultats démonstratifs ont été montrés. Ils se sont inscrits dans un contexte actuel d'étude générale de points importants actuellement à savoir :

la caractérisation du claquage dans les transistors de puissance (ici des HBT).

La caractérisation de filière technologique HEMT GaN en voie de développement actuellement.

Nous n'avons pas montré dans le cadre de cette thèse des mesures de type multiharmonique [22]. Ce système de mesure est aussi bien adapté pour ce type de caractérisation.

La difficulté majeure de ce type de système de mesure est la limitation en bande passante (10MHz) pour des signaux modulés.

Nous avons fait un bref état des travaux trouvés dans la littérature pour des signaux modulés bande étroite.

Nous allons proposer dans le chapitre 3 une contribution permettant de faire des mesures plus large bande en utilisant comme récepteur le LSNA.

## Références du chapitre II :

- [1] T. Van den Broeck, J. Verspecht. "Calibrated Vectorial Nonlinear Network Analyser" IEEE-MTT-S, San-Diego, USA, 1994, pp. 1069-1072.
- [2] T. Van den Broeck. "Calibrated measurements and nonlinearity compensation of narrow band amplifiers" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No 12, December 1995, pp2999-3006.
- [3] W. Van Moer, Y. Rolain "An improved Broadband conversion scheme for the large signal network analyzer"IEEE MTT-S Digest, pp 615-618, 2005.
- [4] Jan Verspecht, "The Return of the Sampling Frequency Convertor" 62nd ARFTG Conference Digest, December 2003.
- [5] Stéphane Augaudy "Caractérisation et modélisation des transistors microondes, application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement"  
Thèse de doctorat de l'université de limoges, mars 2002 N° 8 – 2002.
- [6] VXI plug&play Systems Alliance. Instrument drivers architecture and design specifications, Rev. 4.0, February 1996.
- [7] J. Verspecht, P. Debie, A. Barel, L. Martens "Accurate on wafer measurement of phase and amplitude of the spectral components of incidents and scattered voltages waves at the signal ports of a non linear microwave device" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., pp 1029-1032, 1995.
- [8] J.Verspecht "Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices" Doctorale Dissertation, Vrije Universiteit Brussel, September 1995.
- [9] A. Davidson, E. Strid, K. Jones "Achieving greater on-wafer S-parameter accuracy with the LRM calibration technique" Cascade Microtech.
- [10] Caroline Arnaud "Etude et conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en mode CW pulsé" Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 12 juillet 2001 N° 29.01.
- [11] Christophe Charbonniaud "Caractérisation et modélisation électrothermique non-linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-ondes" Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 20 octobre 2005, n°55-2005.
- [12] Mohammed EL Yaagoubi, Fabien De Groote, J.P.Teyssier, D.Barataud, J.M.Nebus, R.Quéré, S.Heckmann, D.Floriot" Mesure des lieux de claquage dynamiques de transistors HBT

par mesures des tensions/courants temporels à l'aide d'un système LSNA" 14èmes Journées Nationales Micro-ondes, Nantes 11-12-13 mai 2005.

[13] J.P. Teyssier, J.P. Viaud and R. Quere, "A new nonlinear I(V) model for FET devices including breakdown effects" IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 4, Nr. 4, pp. 104-106, April 1994.

[14] J. P. R. David, J. E. Sitch, and M. S. Stem, "Gate-Drain Avalanche Breakdown in GaAs Power MESFET's" IEEE Trans. Electron Devices, vol. 29, no, 10, pp. 1548–1552, Oct. 1982.

[15] Jan Verspecht, Dominique Schreurs "Measuring Transistor Dynamic Loadlines and Breakdown Currents under Large-Signal High-Frequency Operating Conditions" 1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium.

[16] Rached Hajji, François Beauregard, Fadhel M. Ghannouchi "Multitone Power and Intermodulation Load–Pull Characterization of Microwave Transistors Suitable for Linear SSPA's Design" IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, VOL. 45, NO. 7, JULY 1997, pp. 1093-1099.

[17] Dominique Schreurs and Kate A. Remley "Use of Multisine Signals For Efficient Behavioural Modelling of RF Circuits with Short-Memory Effects" 61st ARFTG Conf. Dig., Philadelphia, PA, June 13, 2003, pp. 65-72.

[18] D. Schreurs, J. Wood, N. Tuffiaro, L. Barford, and D. E. Root, "Construction of behavioural models for microwave devices from time-domain large-signal measurements to speed-up high-level design simulations" International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering, Vol. 13, No. 1, pp. 54-61, 2003.

[19] Kate A. Remley "Multisine Excitation for ACPR Measurements" 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Philadelphia, PA, June 8-13, 2003, pp. 2141-2144.

[20] Kate A. Remley, Dominique Schreurs Dylan F. Williams, John Wood "Extended NVNA Bandwidth for Long-Term Memory Measurements" 2004 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. June 8-11, 2004, pp. 1739-1742.

[21] A. Cidronali, K.C. Gupta, J. Jargon, K. A. Remley, D. DeGroot, G. Manes "Extraction of Conversion Matrices for P-HEMTs based on Vectorial Large-Signal Measurements" 2003 IEEE MTT-S Digest , pp. 777-780.

[22] Floria Blanchet, Mohammed El Yaagoubi, Denis Barataud, Jean-Michel Nebus, Denis Pache, Alexandre Giry "Linearity measurements of Si/SiGe Heterojunction Bipolar Transistor using a Large Signal Network Analyzer with an harmonic Load-Pull setup" European Microwave Week 36th European Microwave Conference, Manchester, UK, 10-15 September 2006.

Chapitre III Développement d'une  
configuration du système LSNA pour la  
caractérisation large bande.



## Introduction : Contexte et besoin

Dans ce chapitre, nous présentons nos travaux qui permettent de faire une caractérisation temporelle pour des signaux de type multiporteuse avec une largeur de bande de l'ordre de la centaine de MHz.

Des signaux constitués de plusieurs porteuses sont des signaux modulés qui peuvent être aussi décrits par une porteuse (la raie spectrale centrale) et une enveloppe de modulation.

Nous ne considérons pas dans le cadre de ces travaux de thèse les harmoniques de la porteuse. En revanche nous prenons en compte les harmoniques de la modulation (produits d'intermodulation retombant dans la bande).

L'objectif de ces travaux est double :

- Contribuer d'une part à la modélisation comportementale des dispositifs non-linéaires fondée sur le concept des séries de Volterra [1][2]. Nous aborderons cet aspect dans les perspectives de ces travaux.
- Effectuer des mesures amplitude-phase d'un multiplex fréquentiel large bande (de l'ordre de la centaine de MHz) pour en extraire la forme temporelle donc la puissance crête et la largeur des pics de puissance. Ces informations seront utiles pour contribuer expérimentalement à l'analyse des effets Multipactor dans les OMUX des charges utiles de satellites.

L'effet Multipactor est un phénomène de claquage dans les guides d'ondes et cavités sous vide à très forte puissance. Il est fonction de la puissance instantanée. Ce phénomène est étudié par simulation (physique + électromagnétique) au CNES (J. Puech).

Nous ne donnerons pas de détails dans ce manuscrit sur l'effet Multipactor.

A terme, l'objectif est de valider les simulations par des mesures. Cette validation n'était pas l'objectif de ces travaux car cela suppose un gros travail de couplage de l'instrument de mesure à un environnement de test sous vide sur la base de la centaine de Watt voire du kW.

Pour effectuer des mesures multiporteuse large bande avec l'instrument LSNA dont le principe a été décrit dans les chapitres précédents, deux problèmes se posent :

- Le traitement spécifique des signaux pour la compression de fréquence dans une bande FI étroite en évitant les phénomènes de repliement de spectre (aliasing)

c'est-à-dire la retombée à une même fréquence FI de deux composantes RF spectrales différentes. Ce problème est d'autant plus aigu que la bande de modulation est large. Nous allons voir notre contribution apportée à ce problème dans le paragraphe III.2.

- L'étalonnage en phase qui suppose d'élaborer ou de disposer d'un générateur étalon multi-tons dont on connaît à priori les relations de phase entre les composantes spectrales constituantes.

En premier lieu, nous allons donner un bref aperçu de ce qui a été fait dans le domaine par d'autres chercheurs. Nous verrons que les travaux ont toujours été limités à des utilisations de signaux en bande étroite (quelques MHz). Puis, comme le type le plus simple de signal multiporteuse est le signal biporteuse pour le test de l'intermodulation des amplificateurs de puissance, nous décrivons quelques travaux de mesures de la phase des produits d'intermodulation et de leur variation avec le niveau de puissance. Ce type de travaux fut essentiellement motivé pour caractériser les phénomènes de mémoire et apporter de l'information pour la conception d'éventuels circuits et techniques de linéarisation.

## III.1 Rappels de travaux bibliographiques

### III.1.1 Générateurs étalons de type multiporteuse :

A. Barel [3] a proposé de réaliser un générateur de référence connu en phase à partir d'une porteuse micro-onde modulée par quelques raies basse fréquence (100kHz, 200kHz, 300kHz) générées par un générateur de fonction arbitraire (AWG).

Ce signal est caractérisé par un Scope calibré par la technique nose-to-nose et dont le trigger est l'horloge de génération du signal bande de base.

Le synoptique de leur système est donné figure III.1.

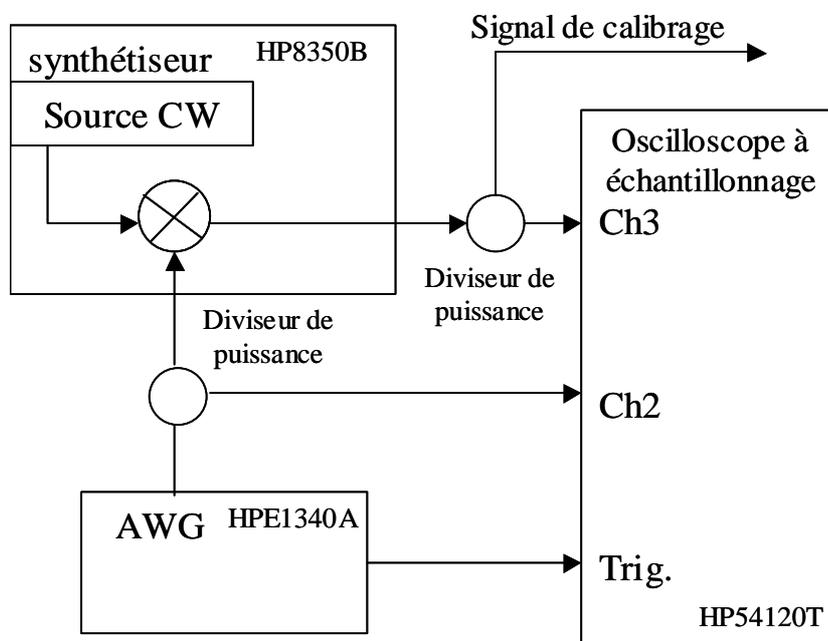


Figure III. 1 Système de mesure.

On peut ainsi obtenir un signal de haute fréquence ( $\sim 10$  ou  $20\text{GHz}$ ) mais avec une largeur de bande limitée qui peut servir pour calibrer par la suite un banc de mesure temporelle de signaux modulés bande étroite. Un point important consiste à régler correctement les phases des raies spectrales de ce signal étalon pour avoir un facteur puissance crête à puissance moyenne minimal. Ceci permet d'obtenir le meilleur rapport signal à bruit possible pour sa caractérisation. Y. Rolain [4] poursuit ces travaux et construit un générateur avec cohérence de phase entre le signal modulant et la porteuse. Le signal est bande étroite et les hypothèses de temps de propagation de groupe constant sont faites pour la caractérisation d'un tel signal par un mélange

suivi de cartes ADC très précises (20MHz, 23 bits).

En fait le but recherché par les auteurs était le contrôle et la maîtrise de signaux CW pulsés par une pondération adéquate en amplitude et phase d'un nombre non infini de raies spectrales.

Le schéma du système est donné figure III.2.

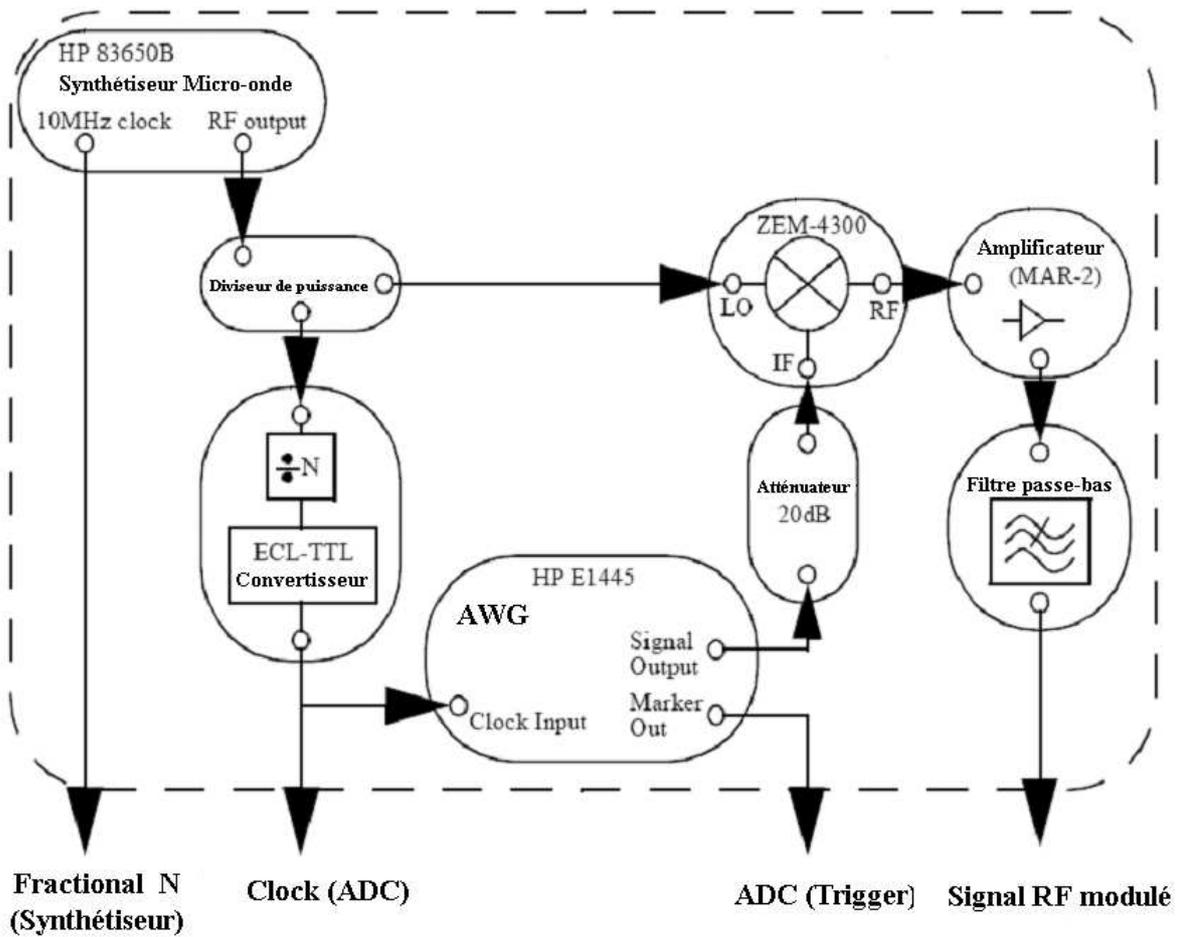


Figure III. 2 Schéma du système de mesure.

Face aux difficultés de caractérisation précise d'un signal multiporteuse par un oscilloscope en raison notamment de la difficulté à déclencher la mesure d'un tel signal modulé toujours au même point, les chercheurs de la Vrije Universiteit Brussel proposent de travailler sur la détection et la mesure d'enveloppe d'un tel signal [5][6].

Le principe est décrit figure III.3.

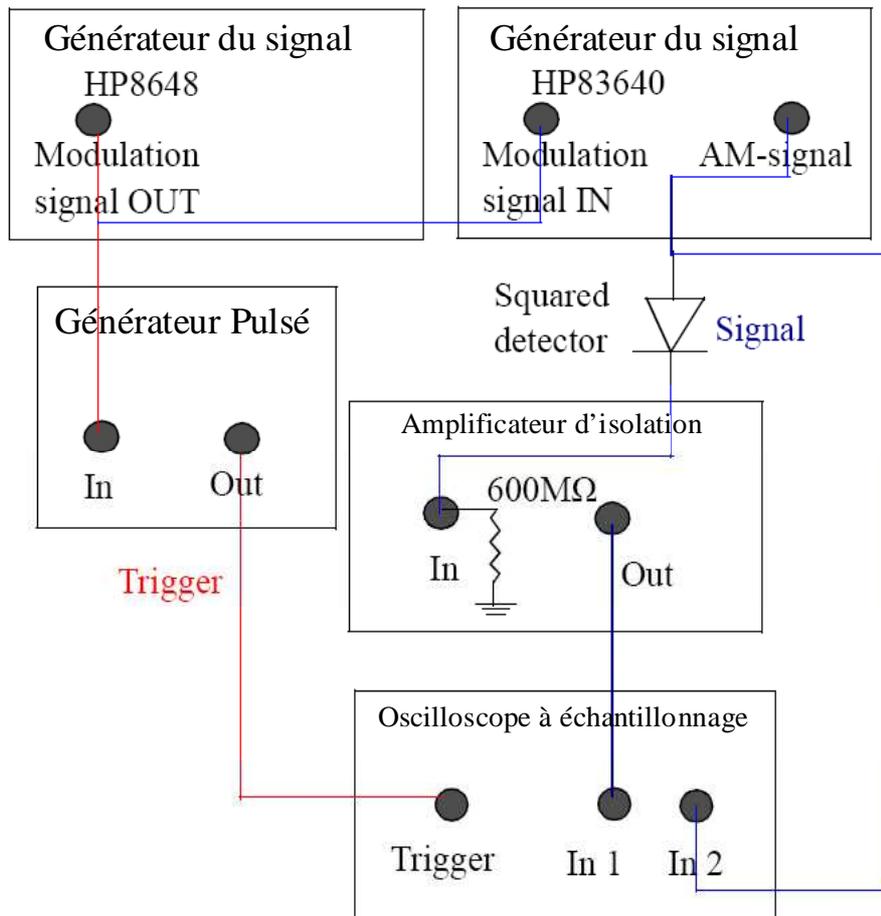


Figure III. 3 Système de mesure.

Ils ont développé un algorithme de traitement permettant de remonter aux phases des porteuses à partir de la forme temporelle de l'enveloppe détectée et mesurée. Pour cela le taux de modulation d'amplitude doit être très inférieur à 100%. Ces travaux concernent des signaux modulés bande étroite ( $\leq 10\text{MHz}$ ).

### III.1.2 Quelques travaux principaux de mesure des phases de produits d'intermodulation :

La mesure des phases ou des variations de phase des composantes spectrales d'intermodulation à la sortie d'un amplificateur a été un objectif recherché par certains auteurs dans le but d'améliorer la conception ou le réglage de techniques de linéarisation d'amplificateurs.

Ainsi Suematsu [7] propose des mesures fondées sur un principe d'annulation de raies fondamentales et d'intermodulation en utilisant un déphaseur variable.

Le schéma de principe est le suivant :

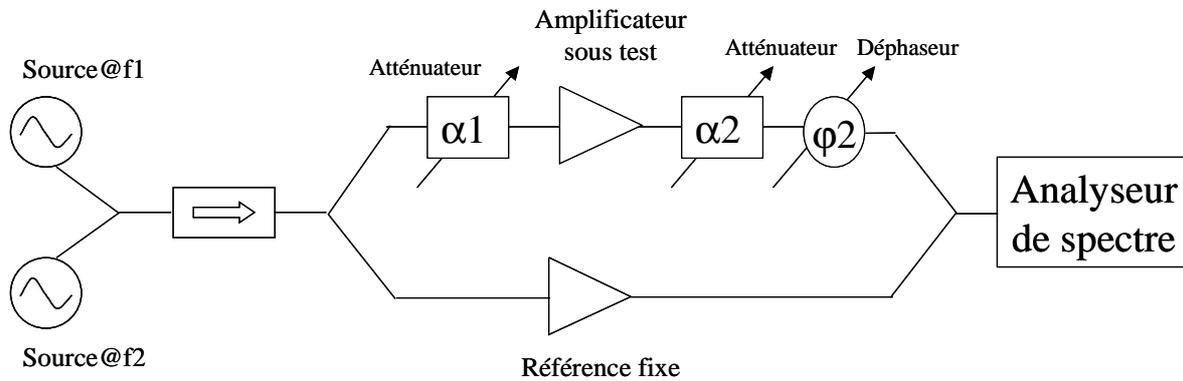


Figure III. 4 Schéma du principe de mesure.

La voie de référence génère les phénomènes et les produits d'intermodulation d'ordre 3. Cette voie est fixe.

Sur la voie contenant le DST, pour chaque puissance d'entrée (atténuateur  $\alpha_1$ ) on règle  $\alpha_2$  et  $\phi_2$  pour avoir successivement annulation des porteuses puis annulation des produits d'intermodulation mesurés à l'analyseur de spectre.

Ils mesurent ainsi la variation relative de phase sur les porteuses et les produits d'intermodulation en fonction de la puissance d'entrée. Ceci est une mesure relative. Les auteurs fixent  $\phi_{\text{carrier}} - \phi_{\text{intermod}}$  à bas niveau égal à  $0^\circ$  et ils mesurent les variations en fonction du niveau de puissance.

J. Dunsmore [8] propose des mesures de variations de phase de produits d'intermodulation avec une configuration originale de l'analyseur de réseaux vectoriel PNA. Il utilise deux sources ( $f_1$  et  $f_2$ ), un doubleur de fréquence ( $2f_1$ ) et un mélangeur pour obtenir un signal de référence à  $2f_1 - f_2$ . Ce signal de référence sera utilisé en phase de calibration et en phase de mesure.

Le calibration repose sur l'utilisation d'un mélangeur étalon (comme pour la mesure des mélangeurs) supposé pré-caractérisé [9], réciproque et sans mémoire.

Le synoptique de ce principe est le suivant :

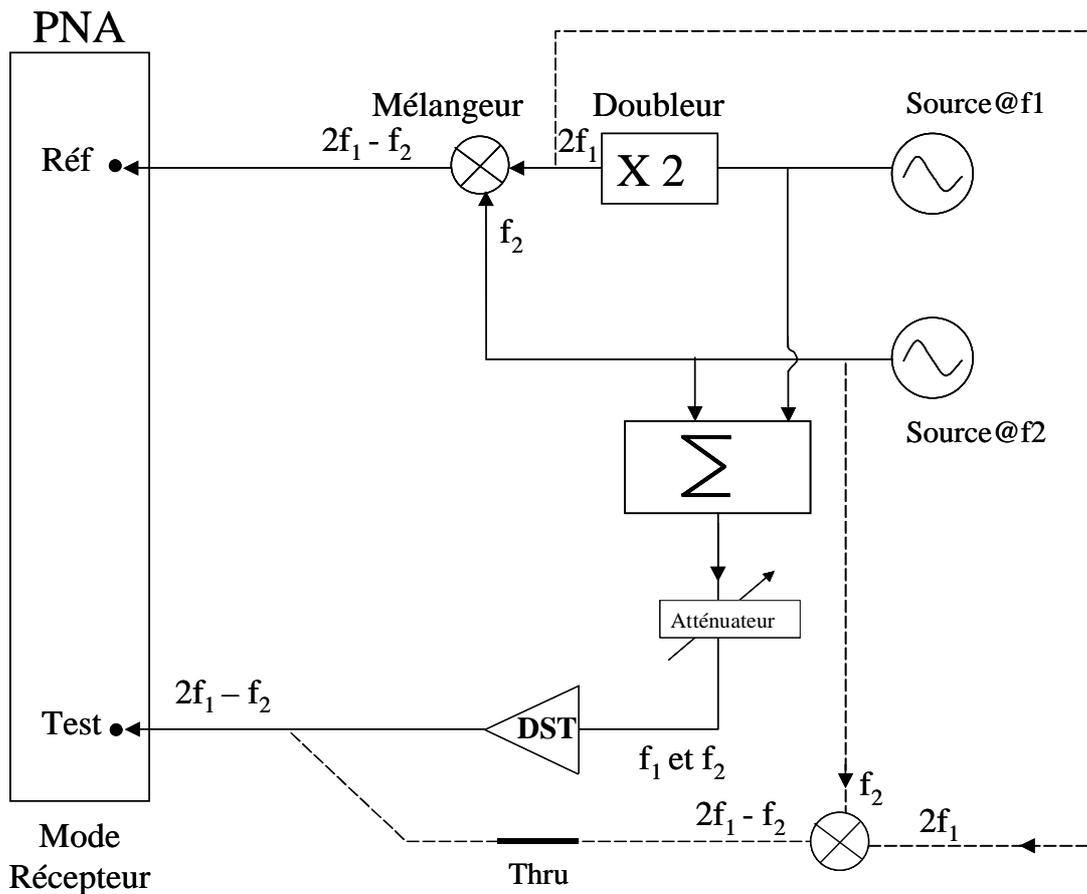


Figure III. 5 Schéma du principe de mesure.

C'est en fait un mode de mesure rapport d'onde Test/Réf qui est fait à  $2f_1 - f_2$ .

- En trait plein, on a la phase de mesure du DST.
- En trait pointillé, on a la phase de calibrage.

Ce sont des mesures relatives. Il est dit dans la référence [8] que l'on peut faire très rapidement des mesures large bande en terme de  $\Delta f = f_2 - f_1$  ( $\Delta f_{\text{Max}} = 1.5\text{GHz}$ ).

Enfin, Y. Yang [10] et B. Kim [11] utilisent un principe intéressant et pertinent qui consiste à prendre comme voie de référence un transistor BF de petite taille, donc sans effets thermiques marqués, polarisé et chargé par des réseaux purement résistifs donc quasiment sans mémoire. Ils vont se servir de cette référence pour la mesure de gros amplificateurs LDMOS 500W de puissance crête fonctionnant en mode nominal avec 10dB de back off.

Il faut donc un double changement de fréquence sur la voie de référence pour travailler en BF au niveau du transistor.

Le principe de mesure est le suivant :

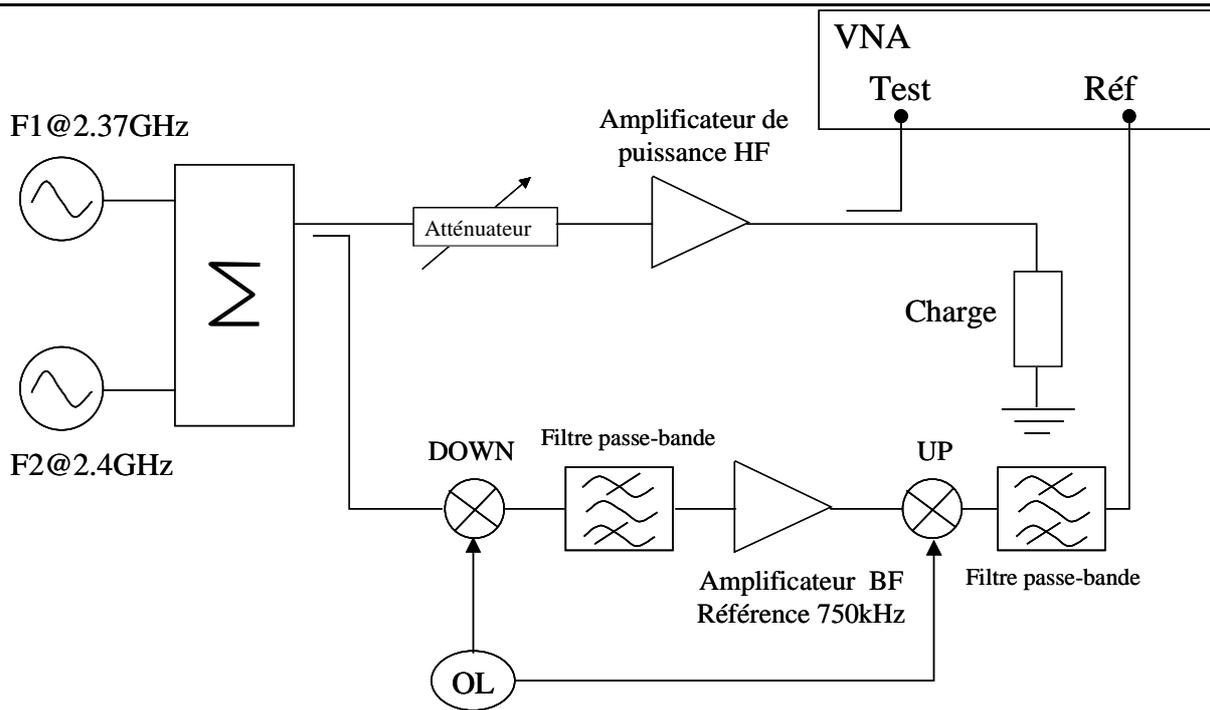


Figure III. 6 Schéma du principe de mesure.

Des exemples de résultats obtenus sont donnés figure suivante :

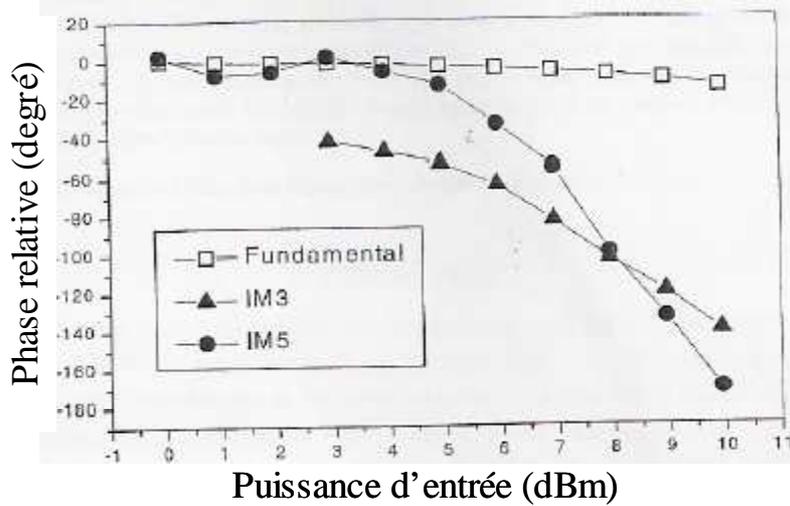


Figure III. 7 L'évolution de la phase relative en fonction de la puissance d'entrée.

Par principe même cette technique est bande étroite.

## III.2 Description du principe des mesures large bande avec le LSNA.

### III.2.1 Définition de signaux multiporteuse :

Un signal multiporteuse périodique est composé de  $N$  tons répartis uniformément avec un intervalle fréquentiel noté  $\Delta f$  ; chaque ton est défini par son amplitude  $A_k$  et sa phase  $\varphi_k$ , le spectre est centré sur  $f_c$ , fréquence de la porteuse ayant permis la génération du signal RF. La figure suivante décrit le spectre de ce signal.

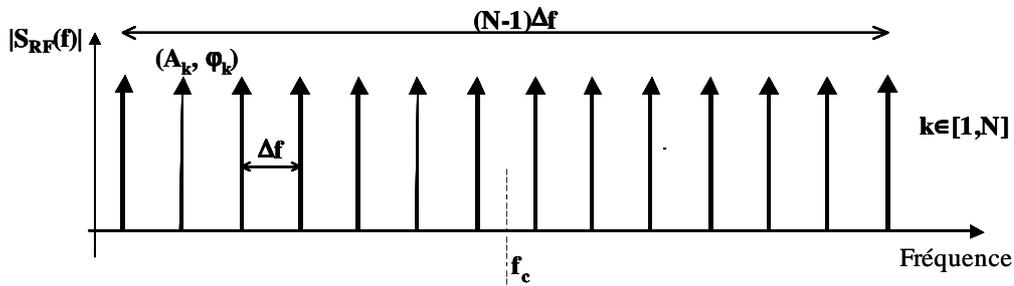


Figure III. 8 Spectre du signal multi-porteuse.

Le signal RF sera décrit comme le produit entre l'enveloppe complexe (signal BF) et la porteuse (signal HF) :

$$S_{RF}(t) = \text{Re}[env(t) \times S_C(t)] \quad (\text{III-1})$$

Où  $env(t)$  désigne l'enveloppe complexe sous la forme suivante :

$$env(t) = \sum_{k=1}^{k=N} A_k e^{j\varphi_k} \times e^{j[-\frac{N-1}{2}\Delta\omega + (k-1)\Delta\omega]t} \quad (\text{III-2})$$

Le terme  $s_c(t)$  correspond au signal de la porteuse, et est décrit par l'équation suivante :

$$S_C(t) = A_C e^{j\varphi_C} \times e^{j\omega_C t} \quad (\text{III-3})$$

Les composantes spectrales sont représentées par un nombre complexe ("phasor" en anglais) correspondant à une amplitude complexe ayant une phase et une amplitude définies comme suit :

$$phasor(k) = A_k = |A_k| \times e^{j\varphi_k} \quad (\text{III-4})$$

La transposition de ces sinusoïdes en hyperfréquence requiert l'utilisation de modulateurs IQ large bande qui modifient les valeurs des phases appliquées aux sinusoïdes générées en bande de base. Les paragraphes suivants expliquent comment le principe du mélange harmonique peut être utilisé pour acquérir la relation de phase entre les tons d'un signal multiporteuse large bande.

Pour une caractérisation temporelle dans une première approche avec le LSNA, on est limité à 10MHz en bande de modulation des signaux, comme indiqué dans le chapitre précédent et rappelé par le graphique ci-dessous.

Par simplification on ne considère pas les harmoniques de la porteuse dans l'explication suivante :

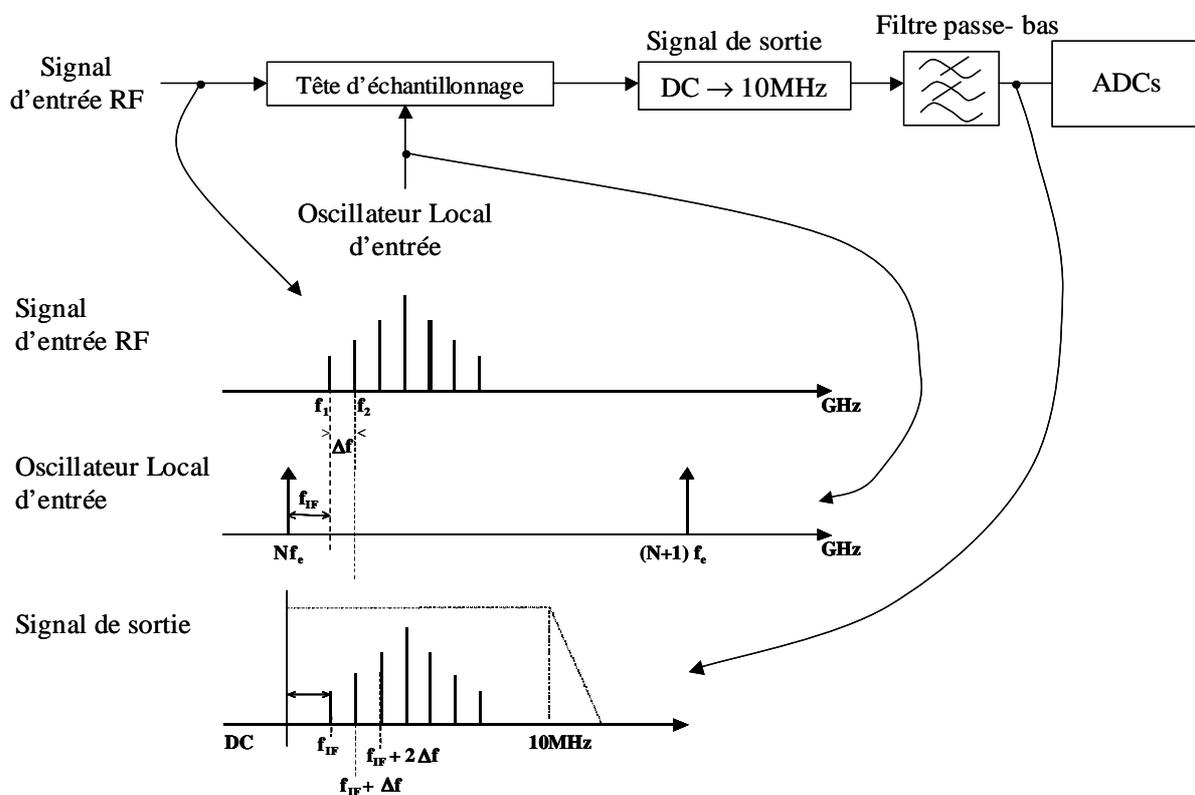


Figure III. 9 Principe du mélange harmonique avec signal modulé.

Les équations 5 et 6 décrivent les deux signaux RF et OL :

$$S_{RF}(t) = \sum_{k=1}^{k=N} A_k \times \text{Cos}[2\pi(f_0 + (k-1)\Delta f - (N-1)\frac{\Delta f}{2}) \times t + \varphi_k] \quad (\text{III-5})$$

$$S_{SRD}(t) = \sum_n A_{OLn} \times \text{Cos}[2\pi \times n f_e \times t + \varphi_{OLn}] \quad (\text{III-6})$$

Le signal IF de sortie est représenté par l'équation 7 : si le mélange et le filtrage sont

$$\text{idéaux alors : } S_{IF}(t - \tau) = (S_{RF}(t - \tau) \times S_{SRD}(t - \tau)) * h(t) \quad (\text{III-7})$$

Le retard  $\tau$  représente le temps de début aléatoire de l'acquisition des ADCs.  $h(t)$  est la réponse impulsionnelle du filtre dans le domaine temporel.

L'utilisation du signal de déclenchement "trigger" des ADCs permettra d'avoir des mesures répétitives.

Le graphique de la figure III.9 rappelle qu'il n'y a pas naturellement compression de fréquences vis à vis du spectre de modulation.

Il faut éviter tout aliasing dans la bande FI (DC  $\rightarrow$  10MHz) qui serait dû au mélange simultané de raies différentes du spectre RF avec les raies spectrales à  $Nf_c$  et  $(N+1)f_c$  retombant exactement à des mêmes fréquences FI.

Pour cela, au premier ordre, comme  $f_{cMax} = 20\text{MHz}$ , la bande passante maximale (si on ne tient pas compte des harmoniques) est de 10MHz.

Pour augmenter la bande passante de mesure deux solutions sont possibles :

- Augmenter la fréquence d'échantillonnage  $f_c$ , ce qui nécessite une modification matérielle que nous n'avons pas à disposition.
- Assurer par un contrôle logiciel, le choix et le réglage de la fréquence d'échantillonnage de sorte que les mélanges multiples des raies spectrales RF se font avec le peigne du signal ( $Nf_c$ ,  $(N+1)f_c$ ,  $(N+2)f_c$  etc...) mais en assurant qu'aucun repliement spectral n'existe. Sinon, la mesure distincte des raies RF considérées n'est pas possible.

La figure III.10 montre graphiquement une configuration expliquant nos propos :

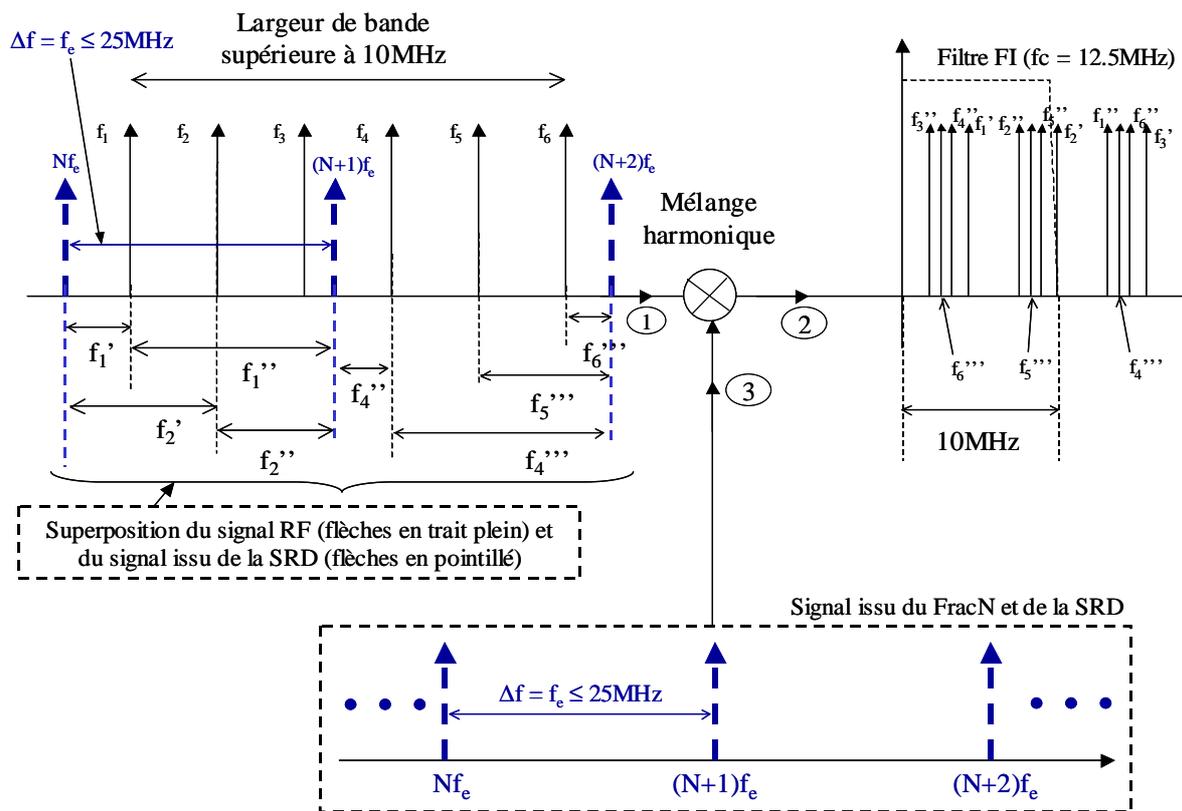


Figure III. 10 Schéma de principe du mélange harmonique pour un signal multi-porteuse.

$f_1$  est l'image de  $f_1$  par le battement avec  $Nf_e$ .

$f_1''$  est l'image de  $f_1$  par le battement avec  $(N+1)f_e$ .

Et ainsi de suite.

On voit que par ce contrôle de la grille de fréquence, il est possible de compresser et de mesurer en FI dans une bande de 10MHz un signal RF initial de bande passante supérieure à 10MHz.

Deux problèmes cruciaux seront donc expliqués dans ce chapitre.

- La connaissance des battements multiples doit être parfaitement contrôlée car elle engendre en FI un rangement fréquentiel complètement différent du rangement en RF. Il faudra procéder à un re-arrangement (descrambling) avant toute opération de FFT inverse sinon la forme temporelle des signaux en temps équivalent n'aurait aucune signification. Même si ceci apparaît un peu complexe ce n'est pas un problème extrêmement difficile à résoudre. Un petit programme en C permet de choisir  $f_e$  connaissant la grille de fréquence du signal d'entrée pour qu'il n'y ait aucun repliement dans la bande passante du filtre FI et qui

donne la loi d'arrangement ordonné des fréquences FI.

- En revanche, le problème beaucoup plus difficile à résoudre est celui de l'étalonnage en phase. Autrement dit, dans cette multitude de battement tombant à des fréquences différentes, déterminer le TPG de la chaîne de mesure située entre les plans de référence RF et les plans de mesure BF (des ADCs) devient très compliqué.

Trois techniques ont été étudiées au cours de ce travail pour essayer de résoudre ce problème d'étalonnage en phase du système de mesure du LSNA pour la mesure de signaux de tests large bande. Les deux premières techniques sont fondées sur le principe de l'entrelacement de bandes de mesures étroites décalées mais elles se distinguent de la manière suivante :

- La première est fondée sur un étalonnage particulier bande étroite (10MHz) de toute la partie fréquence intermédiaire située derrière la tête d'échantillonnage du downconverter. Cet étalonnage appelé IFCal a été développé par la société NMDG qui a conçu le LSNA. Dans cette thèse, nous l'avons associé à une technique de l'entrelacement de bandes de mesures et à une technique de raccordement des bandes par une fonction de coût. Nous allons montrer que cet étalonnage présente des limites fortes qui le rendent difficilement utilisable.
- La seconde est fondée sur l'utilisation d'un générateur de signal étalon (bande assez large 80MHz) dont on fait l'hypothèse de connaître parfaitement les amplitudes complexes (phasor) de chaque fréquence porteuse qu'il génère. Dans notre étude, nous avons fait l'hypothèse que ce générateur était celui fourni par la société Rhode&Schwarz le SMU200A qui est capable de générer plusieurs porteuses sur une bande de 80MHz à partir d'un générateur arbitraire de signaux en bande de base et d'un modulateur IQ interne. A ce générateur, nous avons associé une procédure originale d'IFCal que nous développerons en détail au cours de ce chapitre. Cette technique est aussi associée au principe d'entrelacement des bandes de mesures mais ne nécessite pas le principe de raccordement des bandes.
- La troisième technique permet d'éviter l'hypothèse forte du générateur étalon (hypothèse difficilement vérifiable car le constructeur Rhode&Schwarz ne précise pas le traitement de données appliquées aux signaux en bande de base pour compenser les déséquilibres et le temps de groupe du modulateur IQ). Elle

repose sur le principe fondateur du LSNA, c'est-à-dire la compression et translation de fréquence d'un spectre. Dans notre cas, il consiste à compresser et traduire un spectre très large bande composé d'un peigne de porteuses dont l'écart est de 20MHz. Ce peigne de porteuses s'étend de 20MHz à 3GHz et comprend donc 150 porteuses. Toutes ces porteuses, grâce au principe de sous échantillonnage et en calculant une fréquence de sous échantillonnage appropriée, peuvent toutes se retrouver compressées et traduites dans le spectre image FI entre le DC et 10MHz. Le signal de test de mesure peut alors être une fraction de ce peigne de porteuses espacées de 20MHz, toutes les autres étant alors éteintes et d'amplitude nulle. La difficulté principale dans cette dernière technique réside dans la difficulté à trouver un générateur étalon qui soit un peigne de Dirac couvrant la bande 20MHz – 3GHz dont les amplitudes complexes soient toutes connues. Cet étalon a été réalisé au cours de cette thèse grâce à une diode SRD dont la fréquence d'excitation est égale à 20MHz. Le signal de sortie qui est un peigne de Dirac dont la fréquence maximale est égale à 3GHz a été étalonné en collaboration avec le CNES et la société NMDG Engineering bvba. C'est à ce jour la seule technique satisfaisante qui permette d'étalonner le plus finement, sans hypothèse trop restrictive, le banc de caractérisation temporel très large bande.

Le détail de la mise en œuvre de ces trois techniques fait l'objet des paragraphes suivants.

### **III.2.2 Technique de l'entrelacement des bandes et utilisation de calibrage FI interne.**

L'idée est la suivante : On assure un étalonnage bande étroite (10MHz). On mesure successivement plusieurs bandes étroites décalées mais avec un recouvrement partiel.

Le recouvrement partiel permet de passer d'une sous bande à l'autre en contrôlant les conditions de raccordement en phase [12].

Dans la littérature, cette technique est aussi souvent appelée " Spectral Stitching" ou bien "bandwidth interleaving".

**Signal large bande constitué de plusieurs porteuses ( $B \geq 25\text{MHz}$ )**

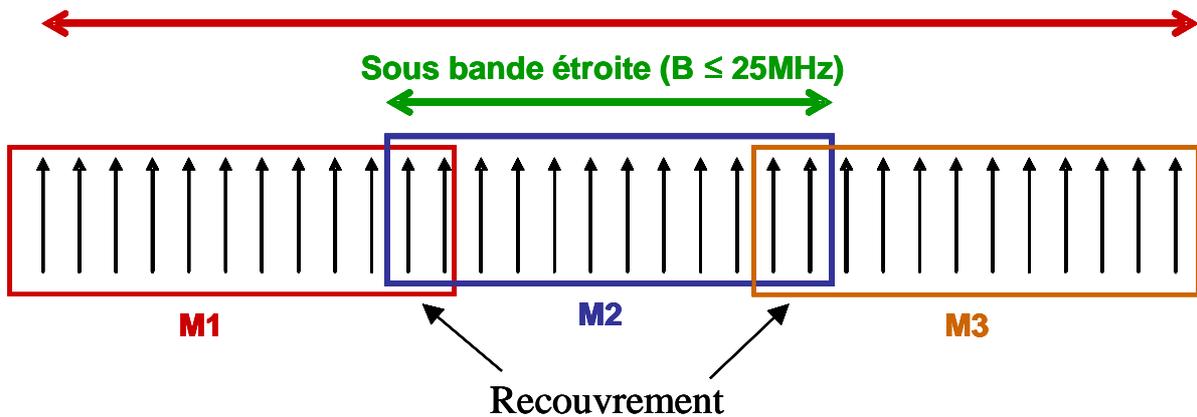


Figure III. 11 Schéma de principe du raccordement spectral.

Pour expliquer cette technique nous allons l'appliquer sur un exemple de signal comprenant 14 porteuses dont la largeur de bande est supérieure à la bande FI (10MHz).

Le principe de ce mélange est illustré sur la figure suivante :

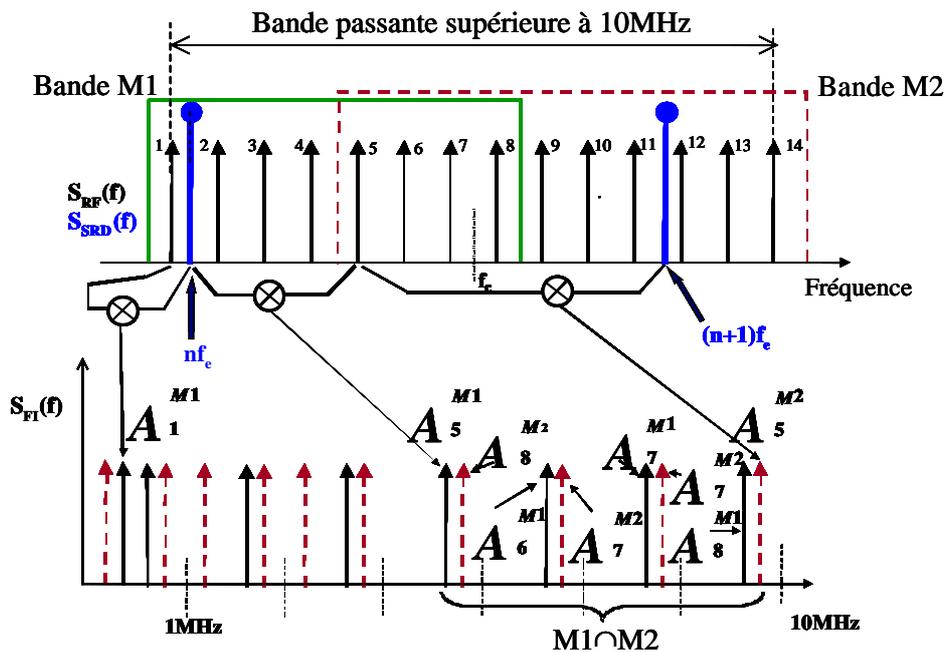


Figure III. 12 Raccordement spectral.

$A_i^{M1}$  représente le battement de la raie spectrale RF numéro  $i$  avec la raie à  $nf_c$ .

$A_j^{M2}$  représente le battement de la raie spectrale RF numéro  $j$  avec la raie à  $(n+1)f_c$ .

Les raies numéro 5, 6, 7 et 8 se retrouvent traduites en double dans la bande FI.



Le système représenté sur la figure précédente peut être considéré comme possédant trois blocs dont il faut connaître les relations entrée sortie aux fréquences d'intérêt :

- Le bloc "Test-Set" compris entre les plans :  $P_{DSTe}$  et  $P_{in\_sampler}$  pour l'entrée, et  $P_{DSTs}$  et  $P_{in\_sampler}$  pour la sortie. Les relations entre sortie de ce bloc seront déterminées via un étalonnage classique de type SOLT aux fréquences d'intérêt.
- Le bloc "tête d'échantillonnage" compris entre les plans  $P_{in\_sampler}$  et  $P_{in\_IF}$ . L'étalonnage de ce bloc permettra de connaître les relations de phase entre les fréquences du générateur FracN associé à la diode SRD. Ces fréquences qui constituent le peigne de Dirac de l'OL sont celles qui correspondent à l'impulsion qui commande la tête d'échantillonnage (l'Oscillateur Local). Il s'agira ici d'appliquer la fonction de coût comme expliqué par la suite.
- Le bloc IF entre les plans  $P_{in\_IF}$  et  $P_{out\_IF}$ . L'étalonnage de ce bloc qui s'appelle IFCal a été mis au point par la société NMDG Engineering bvba. C'est un étalonnage bande étroite qui permet de caractériser la fonction de transfert du filtre passe-bas équivalent des circuits électroniques fonctionnant dans la bande [DC  $\rightarrow$  10MHz].

Commençons par décrire cet étalonnage IFCal :

Pour cela le schéma de la figure III.14 est mis en œuvre.

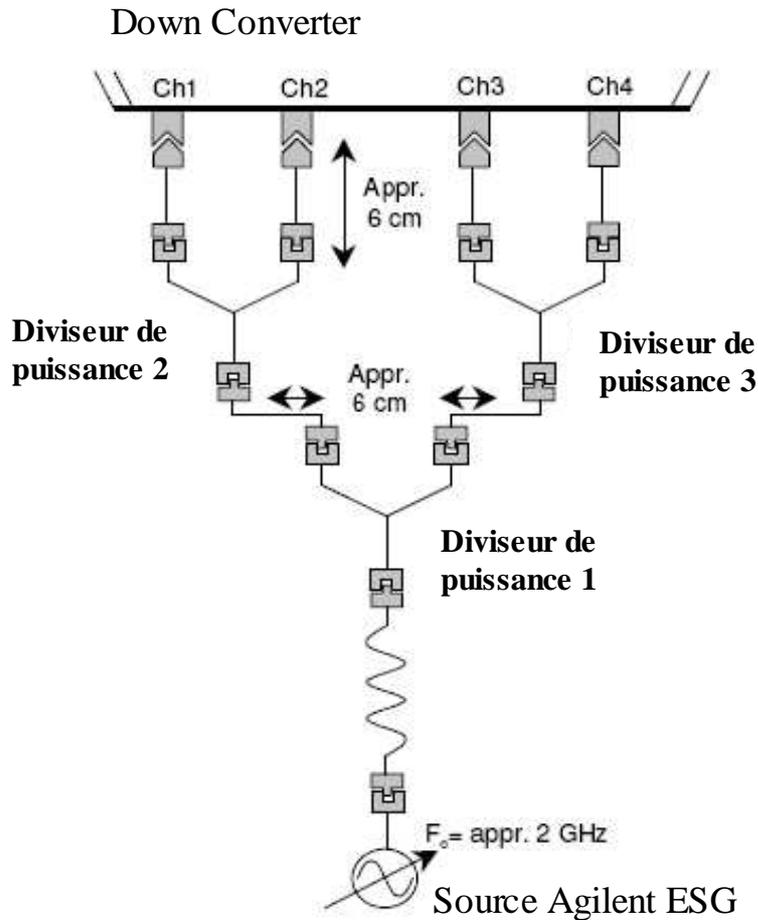


Figure III. 14 Procédure IFCal.

L'objectif de l'étalonnage IF est surtout de compenser les effets de filtrage de la partie IF interne au LSNA. C'est à ce niveau qu'il y a principalement des ondulations de TPG. Ceci est réalisé par une procédure d'étalonnage appelée "IFCal". Cette dernière réalise une égalisation fréquentielle en amplitude et phase de la section FI. Le filtre égaliseur est déterminé en injectant un signal RF multi-tons bande étroite 10MHz parfaitement connu à l'entrée des quatre downconverters du LSNA. Ce signal est composé de 1000 tons typiquement généré par un générateur multi-tons Agilent ESG et couvrant la bande IF. La distribution de phase des raies spectrales suit une loi de Schroeder [13] pour minimiser le rapport peak to average du signal. La comparaison entre le signal généré et le signal mesuré permet de déterminer les corrections à effectuer.

Chaque bloc est alors pris en compte dans l'équation suivante (III-8) :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \end{bmatrix}_{DST} &= K \times \begin{bmatrix} 1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_4} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_{IF1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{IF2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{IF3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{IF4} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \end{bmatrix}_{Mesuré} \\
 &= K \times S \times C \times I \times \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}_{Mesuré}
 \end{aligned}$$

Le signal IF mesuré par les quatre canaux est donc présent dans le vecteur  $[a_1, b_1, a_2, b_2]_{Mesuré}$ . C'est ce signal qui est numérisé par les ADCs. Une FFT est effectuée sur ce signal et donne l'amplitude complexe brute mesurée de chacune des raies fréquentielles de travail.

Nous allons maintenant expliquer l'équation précédente pour comprendre le processus de correction appliqué à chacune de ces amplitudes complexes brutes mesurées.

### III.2.2.1 Explication simplifiée du problème d'entrelacement des bandes

Pour simplifier le problème présenté sur la figure III.12 qui permettait d'expliquer l'entrelacement des bandes, nous allons raisonner par la suite sur ce même principe mais uniquement à partir de 3 fréquences ( $f_1, f_2, f_3$ ) dans le spectre RF et uniquement sur un canal de réception du LSNA (la voie correspondant à l'onde  $a_1$  par exemple).

Nous supposons donc que sur le canal 1 du LSNA à l'entrée du downconverter sont présentes 3 fréquences RF espacées d'un écart  $\Delta f$  supérieur à 10MHz. Elles appartiennent donc à 2 bandes différentes M1 et M2 où se trouvent les harmoniques de la fréquence d'échantillonnage du FracN que l'on appellera  $nf_c$  pour la bande M1 et  $(n+1)f_c$  pour la bande M2.

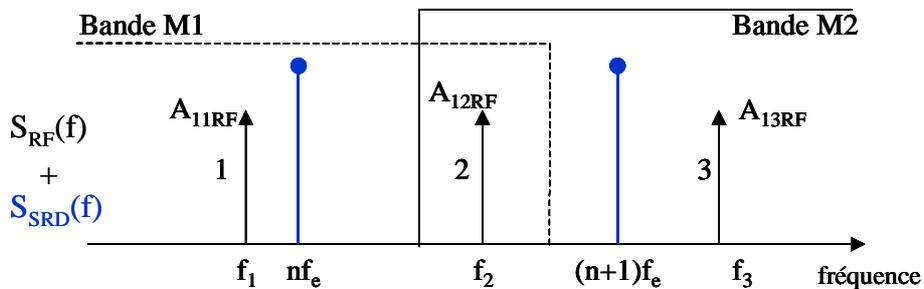


Figure III. 15 Superposition du signal RF et du Signal issu de la SRD..

Le spectre RF de l'onde  $A_1$  présente dans le plan d'entrée du DST est constitué de 3 fréquences représentées par les amplitudes complexes  $A_{i\text{RF}}$  avec :

- $A$  est l'onde de puissance
- $i$  est l'indice de l'onde
- $j$  est l'indice de la raie spectrale RF.

$$A_{11\text{RF}} = |A_{11\text{RF}}|, \angle A_{11\text{RF}}$$

$$A_{12\text{RF}} = |A_{12\text{RF}}|, \angle A_{12\text{RF}}$$

$$A_{13\text{RF}} = |A_{13\text{RF}}|, \angle A_{13\text{RF}}$$

A partir de l'équation (III-5), on peut écrire :

$$S_{1\text{RF}} = \sum_{i=1}^3 |A_{i\text{RF}}| \times \text{Cos}[2\pi(f_0 + (i-1)\Delta f - \Delta f)t + \angle A_{i\text{RF}}] \text{ avec dans notre cas}$$

$f_0=f_2$ . Cette équation s'écrit aussi  $S_{1\text{RF}} = \sum_{i=1}^3 \underbrace{|A_{i\text{RF}}| e^{j\angle A_{i\text{RF}}}}_{\text{Amplitude complexe}} \times e^{j2\pi(f_2+(i-2)\Delta f)t}$  tels que pour  $i=1$  :

$f_1=f_2-\Delta f$ , pour  $i=2$  :  $f_2= f_2=f_1+\Delta f$  et pour  $i=3$  :  $f_3=f_2+\Delta f = f_1+2\Delta f$ .

Ces trois fréquences, par le principe de mélange harmonique du downconverter vont se mélanger avec les fréquences harmoniques de l'OL  $nf_c$  et  $(n+1)f_c$  pour donner le spectre FI suivant :

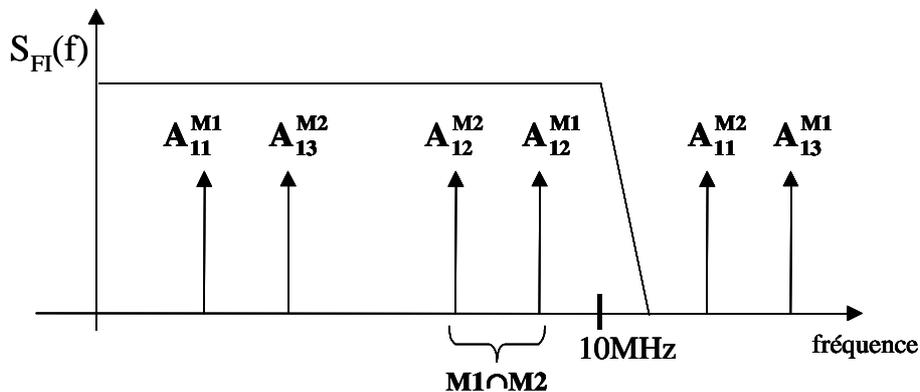


Figure III. 16 Résultant du mélange harmonique.

Sur cette figure les amplitudes complexes résultant du mélange harmonique sont appelées  $A_{ij}^{Mj}$  où  $i$  représente l'indice de la fréquence de la raie spectrale du signal RF concerné et  $j$  l'indice de la bande dans laquelle se trouve l'harmonique de l'oscillateur local qui sert au mélange.

Les 2 fréquences harmoniques de l'OL possèdent les amplitudes complexes suivantes :

$$\mathbf{A}_{nf_c} = \left| \mathbf{A}_{nf_c} \right|, \angle \mathbf{A}_{nf_c}$$

$$\mathbf{A}_{(n+1)f_c} = \left| \mathbf{A}_{(n+1)f_c} \right|, \angle \mathbf{A}_{(n+1)f_c}$$

Les battements respectivement de  $A_{1RF}$  avec  $(n+1)f_c$  et  $A_{3RF}$  avec  $nf_c$  se retrouvent rejetés en dehors de la bande passante du filtre FI et ne seront plus considérés par la suite. Les autres mélanges qui retombent dans la bande de 10MHz du filtre sont les suivants:

Le mélange de  $A_{1RF}$  avec  $nf_c$  donne une fréquence d'amplitude complexe  $\mathbf{A}_{11}^{M1} = \left| \mathbf{A}_{11}^{M1} \right|, \angle \mathbf{A}_{11}^{M1}$ .

Le mélange de  $A_{2RF}$  avec  $nf_c$  donne une fréquence d'amplitude complexe  $\mathbf{A}_{12}^{M1} = \left| \mathbf{A}_{12}^{M1} \right|, \angle \mathbf{A}_{12}^{M1}$ .

Le mélange de  $A_{2RF}$  avec  $(n+1)f_c$  donne une fréquence d'amplitude complexe  $\mathbf{A}_{12}^{M2} = \left| \mathbf{A}_{12}^{M2} \right|, \angle \mathbf{A}_{12}^{M2}$ .

Le mélange de  $A_{3RF}$  avec  $(n+1)f_c$  donne une fréquence d'amplitude complexe  $\mathbf{A}_{13}^{M2} = \left| \mathbf{A}_{13}^{M2} \right|, \angle \mathbf{A}_{13}^{M2}$ .

Cette technique nous permet de réaliser une translation et une compression du signal multiporteuse large bande dans une bande étroite IF. Une opération d'arrangement des raies "descrambling" doit être appliquée pour récupérer l'image du spectre initial.

Il s'agit maintenant de corriger les phases et les amplitudes des amplitudes complexes des 3 fréquences RF. Ces amplitudes complexes font abstraction de la notion de fréquence ( $f_1$  pour  $A_{11RF}$ ,  $f_2$  pour  $A_{12RF}$  et  $f_3$  pour  $A_{13RF}$ ) mais les amplitudes des complexes du domaine FI sont considérées comme des images des amplitudes complexes RF puisque leur acquisition est faite de manière simultanée (les relations relatives de phase sont alors conservées) contrairement à ce qui se passe pour un analyseur de réseau vectoriel qui réalise des acquisition séquentielles.

L'expression des phases des amplitudes complexes des fréquences FI résultantes du mélange harmonique peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$\angle \mathbf{A}_{11}^{M1} = -(n\omega_e - \omega_1)\tau - (\angle \mathbf{A}_{11RF} - \angle \mathbf{A}_{nf_c}) \quad (\text{III-9})$$

La phase  $-(n\omega_e - \omega_1)\tau$  correspond au déphasage résultant du mélange de la fréquence  $nf_c$  avec la fréquence  $f_1$ ; le retard  $\tau$  est le TPG de la tête d'échantillonnage; le signe (-) devant ces différentes variables provient du fait que l'amplitude complexe  $A_{11RF}$  se situe dans la bande

latérale inférieure (LSB) par rapport à la fréquence  $nf_c$  de l'OL.

De même, on peut écrire :

$$\angle A_{12}^{M1} = +(n\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau + (\angle A_{12RF} - \angle A_{nf_e}) \quad (III-10)$$

La phase  $+(n\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau$  correspond au déphasage induit par le mélange de la fréquence  $nf_c$  avec la fréquence  $f_2 = f_1 + \Delta f$ ; le signe (+) devant ces différentes variables provient du fait que l'amplitude complexe  $A_{12RF}$  se situe dans la bande latérale supérieure (USB) par rapport à la fréquence  $nf_c$  de l'OL.

De même, on a :

$$\angle A_{13}^{M2} = +((n+1)\omega_e - (\omega_1 + 2\Delta\omega))\tau + (\angle A_{13RF} - \angle A_{(n+1)f_e}) \quad (III-11)$$

La phase  $+((n+1)\omega_e - (\omega_1 + 2\Delta\omega))\tau$  correspond au déphasage induit par le mélange de la fréquence  $(n+1)f_c$  avec la fréquence  $f_3 = f_1 + 2\Delta f$ ; le signe (+) devant ces différentes variables provient du fait que l'amplitude complexe  $A_{3RF}$  se situe dans la bande latérale supérieure (USB) par rapport à la fréquence  $(n+1)f_c$  de l'OL.

Enfin, le dernier mélange conduit à :

$$\angle A_{12}^{M2} = -((n+1)\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau - (\angle A_{12RF} - \angle A_{(n+1)f_e}) \quad (III-12)$$

La phase  $-((n+1)\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau$  correspond au déphasage induit par le mélange de la fréquence  $(n+1)f_c$  avec la fréquence  $f_2 = f_1 + \Delta f$ ; le signe (-) devant ces différentes variables provient du fait que l'amplitude complexe  $A_{12RF}$  se situe dans la bande latérale inférieure (LSB) par rapport à la fréquence  $(n+1)f_c$  de l'OL.

Ce que l'on souhaite connaître au final, ce ne sont pas les valeurs absolues des phases des fréquences RF qui n'ont pas de sens en tant que telle mais les différences de phase entre ces porteuses. On peut donc écrire :

$$\begin{aligned} \angle A_{11}^{M1} - \angle \text{Conj}(A_{12}^{M1}) &= -(n\omega_e - \omega_1)\tau - (\cancel{\angle A_{11RF}} - \cancel{\angle A_{nf_e}}) + (n\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau + (\cancel{\angle A_{12RF}} - \cancel{\angle A_{nf_e}}) \\ &= -\Delta\omega\tau + (\angle A_{12RF} - \angle A_{11RF}) \end{aligned}$$

La fonction conjuguée (Conj) provient du fait que les battements sont de type bande latérale inférieure vis-à-vis de la composante à  $(n+1)f_c$  et bande latérale supérieure vis-à-vis de la composante à  $nf_c$ .

On constate alors que le déphasage des raies à  $f_1$  et  $f_1 + \Delta f$  est connu en RF à une

constante près due au TPG du mélangeur.

De même :

$$\angle A_{13}^{M2} - \angle \text{Conj}(A_{12}^{M2}) = \Delta\omega\tau + (\angle A_{13RF} - \angle A_{12RF})$$

On constate alors que le déphasage des raies à  $f_1 + \Delta f$  et  $f_1 + 2\Delta f$  est connu en RF à la même constante près due au TPG du mélangeur.

$$\angle A_{13}^{M2} - \angle \text{Conj}(A_{11}^{M1}) = \omega_e\tau - 2\Delta\omega\tau + (\angle A_{13RF} - \angle A_{11RF}) + (\angle A_{nf_e} - \angle A_{(n+1)f_e})$$

Cette différence n'est pas utile dans ce cas là.

$$\begin{aligned} \angle \text{Conj}(A_{12}^{M2}) - \angle A_{12}^{M1} &= +((n+1)\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau + (\cancel{\angle A_{12RF}} - \angle A_{(n+1)f_e}) - (n\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau - (\cancel{\angle A_{12RF}} - \angle A_{nf_e}) \\ &= +\omega_e\tau + (\angle A_{nf_e} - \angle A_{(n+1)f_e}) = \theta \end{aligned}$$

Cette dernière équation permet de s'assurer du bon raccordement entre les bandes.

Effectivement, pour éliminer la contribution de phase due aux phases respectives des harmoniques d'OL. Pour une estimation des moindres carrés de la fonction de coût, l'équation suivante peut être appliquée :

$$C(\theta) = \sum_k \left| \text{Conj}(A_k^{M2}) - A_k^{M1} \cdot e^{j\theta} \right|^2 \quad (\text{III-13})$$

Dans notre exemple k prend la valeur 2. En faisant varier  $\theta$  dans l'expression précédente, il est possible de tracer  $C(\theta)$  comme le montre la figure suivante :

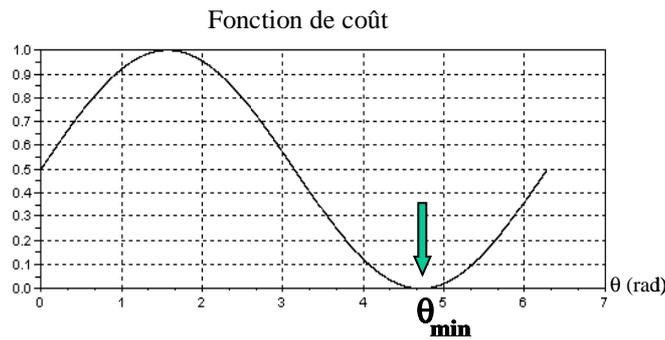


Figure III. 17 La fonction de coût.

La détermination du minimum de cette fonction  $\theta_{\min}$  permet d'assurer ensuite la correction des contributions de déphasage dus aux différentes fréquences harmoniques de l'OL.

### III.2.2.2 Application de la procédure de correction

La procédure à suivre pour réaliser la correction est la suivante :

Deux étalonnages du système de mesure sont nécessaires :

- Le premier consiste à réaliser un étalonnage SOLT multi-tons pour déterminer les termes de la matrice S de l'équation (III-8). L'étalonnage spécifique multi-tons a été développé spécifiquement au cours de cette thèse. Il consiste à réaliser un étalonnage SOLT dans les plans  $P_{DSTe}$  et  $P_{DSTs}$  avec un signal d'excitation multi-tons généré par le SMU 200A. la résolution des équations pour cet étalonnage multi-tons est alors la même que celle réalisée pour un étalonnage SOLT CW (monoton).
- Le second étalonnage consiste à déterminer la valeur du module de K dans l'équation (III-8) par un étalonnage classique en puissance avec un signal d'excitation CW dont la fréquence varie et avec un étalon de référence de puissance que constitue un wattmètre.

Une fois que ces deux étalonnages sont réalisés, il est nécessaire de connaître la matrice I de l'équation (III-8). Cela est possible dans ce cas puisque le LSNA dispose de cette matrice issue de l'étalonnage IFCal comme cela a été décrit dans le paragraphe précédent (figure III.14).

Aucun autre étalonnage n'est nécessaire. Il est alors possible de réaliser la mesure du dispositif sous test.

Ces mesures conduisent à l'obtention du vecteur d'amplitudes complexe  $[a_1, b_1, a_2, b_2]_{mes}$  dans le domaine FI. Il est ensuite appliquée à ce vecteur la correction issue de l'IFCal : on obtient alors un vecteur :

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \end{bmatrix}_{cor\_IF} = \begin{bmatrix} C_{IF1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{IF2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{IF3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{IF4} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \end{bmatrix}_{mes} \quad (III-14)$$

A cet vecteur est alors appliqué la correction de la fonction de coût pour assurer le raccordement en phase comme cela a été vu dans le paragraphe précédent. On obtient alors le vecteur :

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \end{bmatrix}_{\text{cor\_IF\_raccordé}} = \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_4} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_{\text{IF1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{\text{IF2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{\text{IF3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{\text{IF4}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \end{bmatrix}_{\text{mes}}$$

Ensuite, il suffit d'appliquer les corrections de l'étalonnage SOLT et de celui en puissance pour obtenir le vecteur final  $[a_1, b_1, a_2, b_2]_{\text{DST}}$ .

### III.2.2.3 Exemple de mesure d'un filtre en bande L

La méthode est appliquée pour mesurer le Temps de Propagation de Groupe (TPG) d'un filtre passe-bande en bande L en utilisant un signal multiporteuse.

Les caractéristiques des signaux générés grâce au SMU200A sont les suivantes :

- La fréquence centrale est  $f_c = 1.3\text{GHz}$ .
- L'intervalle fréquentiel noté  $\Delta f = 2\text{MHz}$ .
- Le signal est composé de 32 tons.
- La largeur de bande totale est  $BW = 62\text{MHz}$ .
- L'amplitude des tons est identique et leur phase est égale à zéro degré.

Les paramètres du LSNA sont les suivants :

- La fréquence  $f_{\text{ADC}}$  est fixée à  $25\text{MHz}$ .
- Le nombre de points d'acquisition est également fixé à  $N_{\text{ADC}}=250000$ , de sorte que la

grille de fréquence de FFT du signal IF égal à  $(f_{\text{ADC}}/N_{\text{ADC}}) = f_{\text{Trigger}} = \frac{25 \times 10^6}{25 \times 10^4} = 100\text{Hz}$

Nous utilisons un générateur de signaux arbitraires (AWG) pour générer un signal trigger carré à la fréquence  $f_{\text{Trigger}}$ . Ce signal est utilisé pour trigger la carte de ADC.

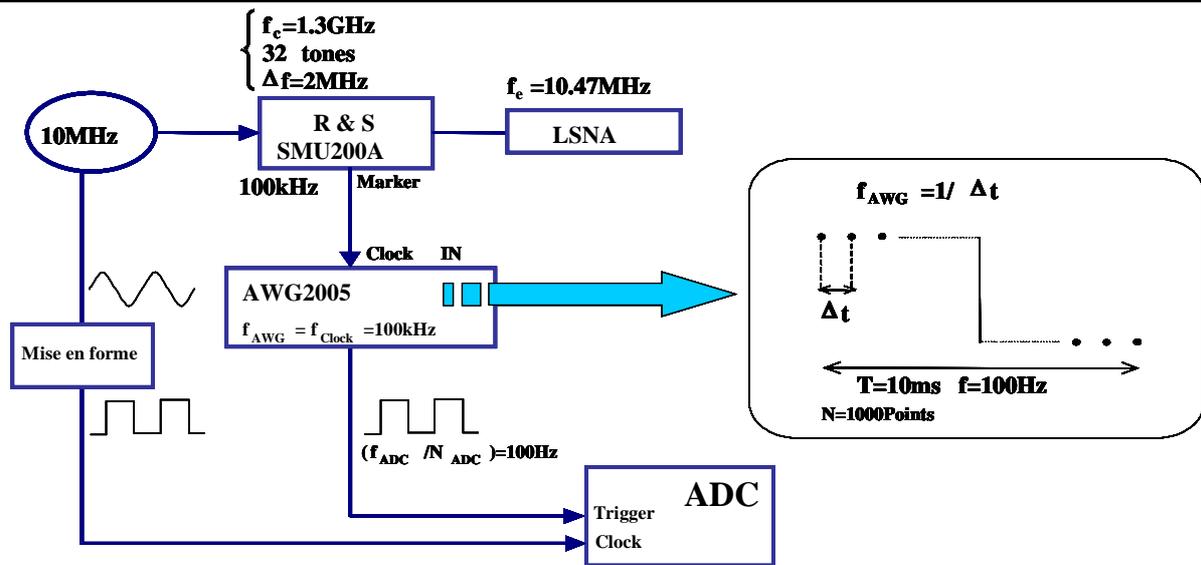


Figure III. 18 Bloc-Diagramme de la mesure périodique du signal FI.

La fréquence d'échantillonnage du LSNA  $f_c = 10.47\text{MHz}$  a été choisie de sorte qu'aucun effet d'aliasing ne se produise, et toutes les composantes spectrales du signal périodique IF sont multiple de  $(f_{\text{ADC}} / N_{\text{ADC}})$ .

Le schéma de cette manipulation est illustré sur la figure III.19 :

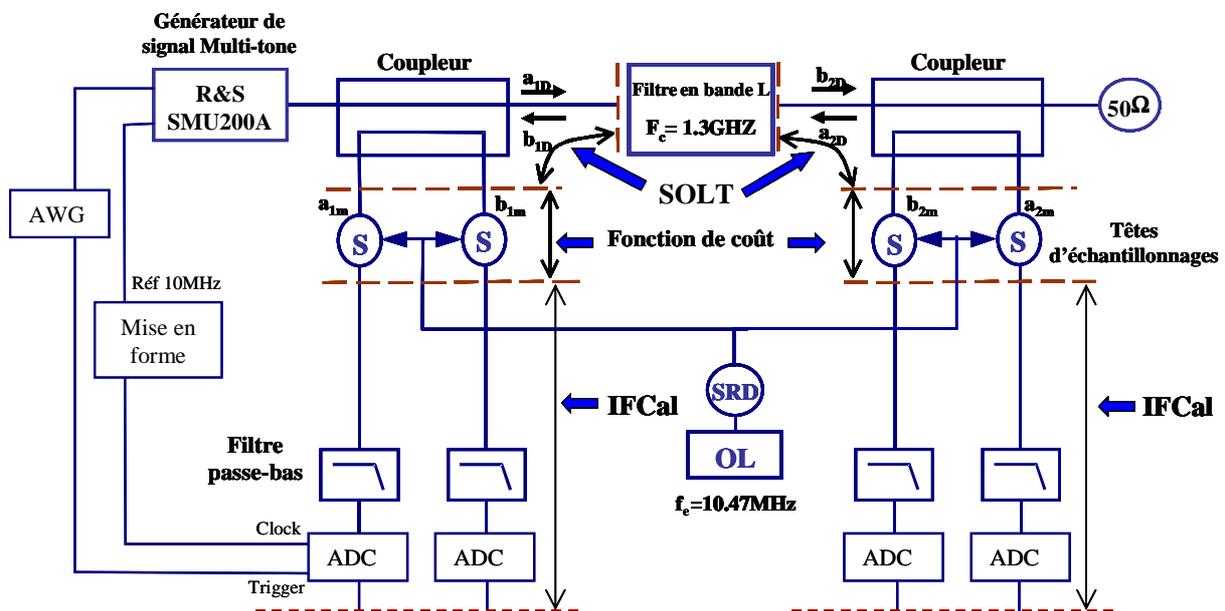


Figure III. 19 Schéma de mesure avec LSNA pour mesurer le TPG d'un filtre de passe-bande en bande L.

La mesure corrigée des phases des composantes du spectre de l'onde incidente  $a_{1D}$  sur le filtre, montre une pente constante en fonction de la fréquence. Cette pente correspond à la valeur

du  $\Delta\omega\tau$  que l'on retrouvait dans les équations III (celle de  $\angle A_{13}^{M2} - \text{Conj}(\angle A_{12}^{M2})$  par exemple).

La phase des composantes du spectre de l'onde  $b_{2D}$  est tracée sur le même graphique.

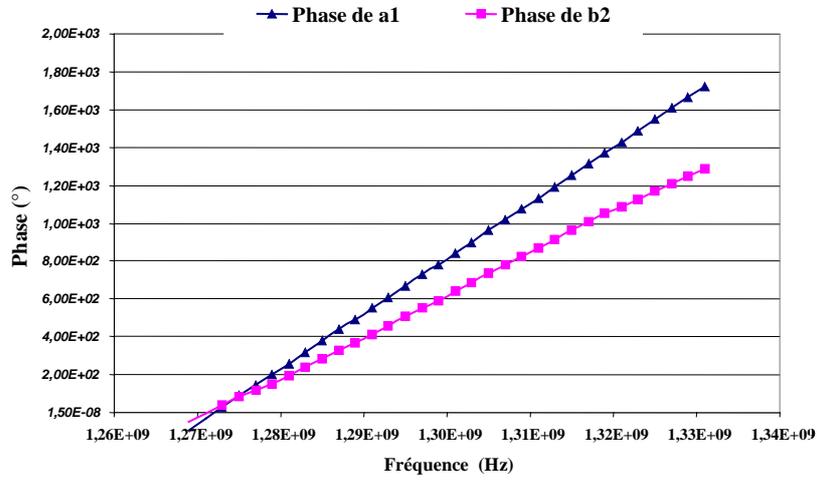


Figure III. 20 Mesure de la phase de l'onde incidente a1 et l'onde transmise b2 sur le filtre.

Les différences de phase ( $\angle A_{1(i+1)RF} - \angle A_{1iRF}$ ) et ( $\angle B_{2(i+1)RF} - \angle B_{2iRF}$ ) sont tracées sur le graphique suivant :

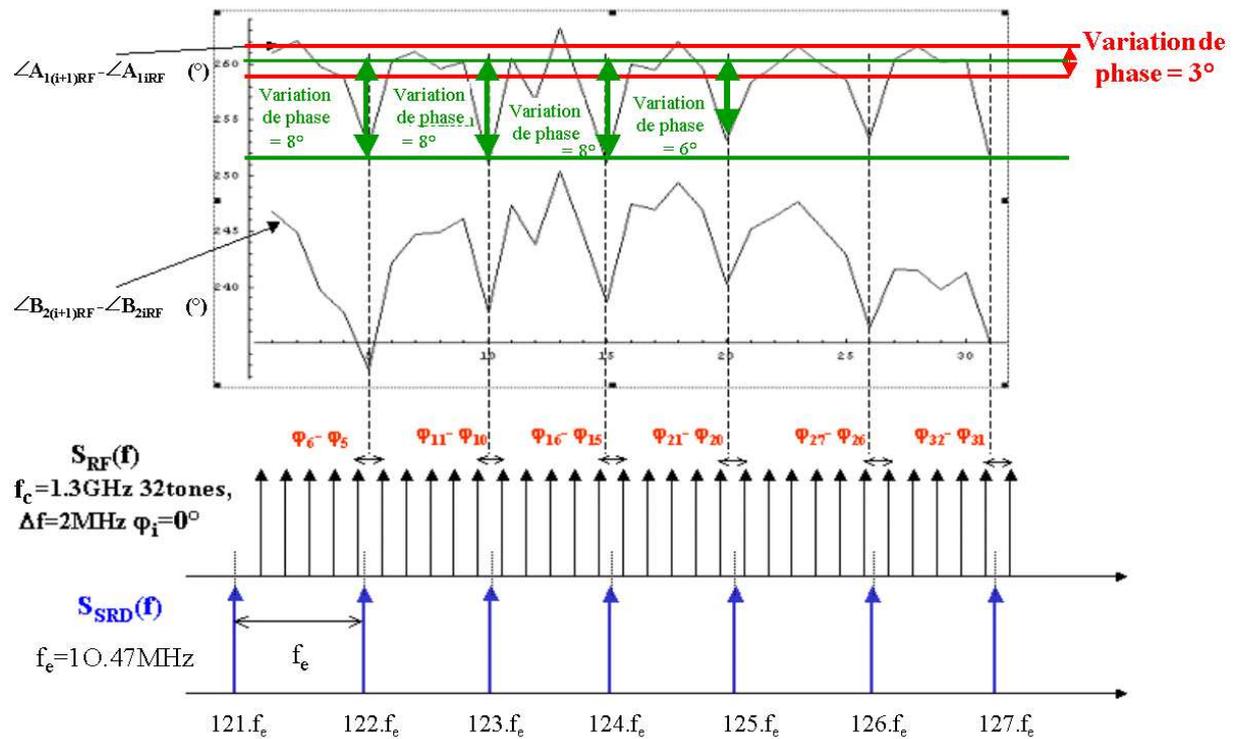


Figure III. 21 La différence de phase ( $\angle A_{1(i+1)RF} - \angle A_{1iRF}$ ) et ( $\angle B_{2(i+1)RF} - \angle B_{2iRF}$ ).

Une variation de phase moyenne de  $3^\circ$  est observable si l'on ne prend pas en compte les pics de variation de  $(\angle A_{1(i+1)RF} - \angle A_{1iRF})$ . En tenant compte de ces pics une variation de phase moyenne de  $8^\circ$  est alors observable. Ces pics de variations de phase se produisent exactement lors du changement de mélange harmonique entre des fréquences de la bande LSB et l'harmonique n de l'OL d'une part, et les fréquences de la bande USB et l'harmonique n de l'OL d'autre part..

Par la dérivation de la différence de phase (la phase  $[b_2]$  - la phase  $[a_1]$ ) par rapport à la fréquence, on déduit le TPG du filtre.

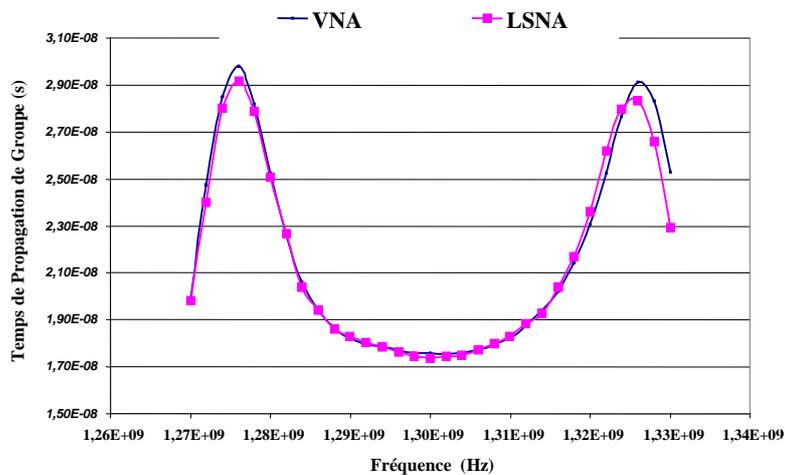


Figure III. 22 Comparaison de mesure LSNA et VNA du TPG du filtre.

La figure III.22 montre la comparaison du TPG mesuré à partir des mesures de multiporteuse avec le LSNA et le TPG mesuré avec un Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV) en mode CW balayé. Les deux courbes sont pratiquement identiques, sauf une petite différence sur les extrémités du filtre.

#### III.2.2.4 Mesure d'un Dispositif Non Linéaire :

Maintenant, nous pouvons appliquer cette méthode pour mesurer les produits d'intermodulation IM3 d'un amplificateur de puissance HFET en bande L. Le schéma de cette manipulation est illustré sur la figure III.23 :

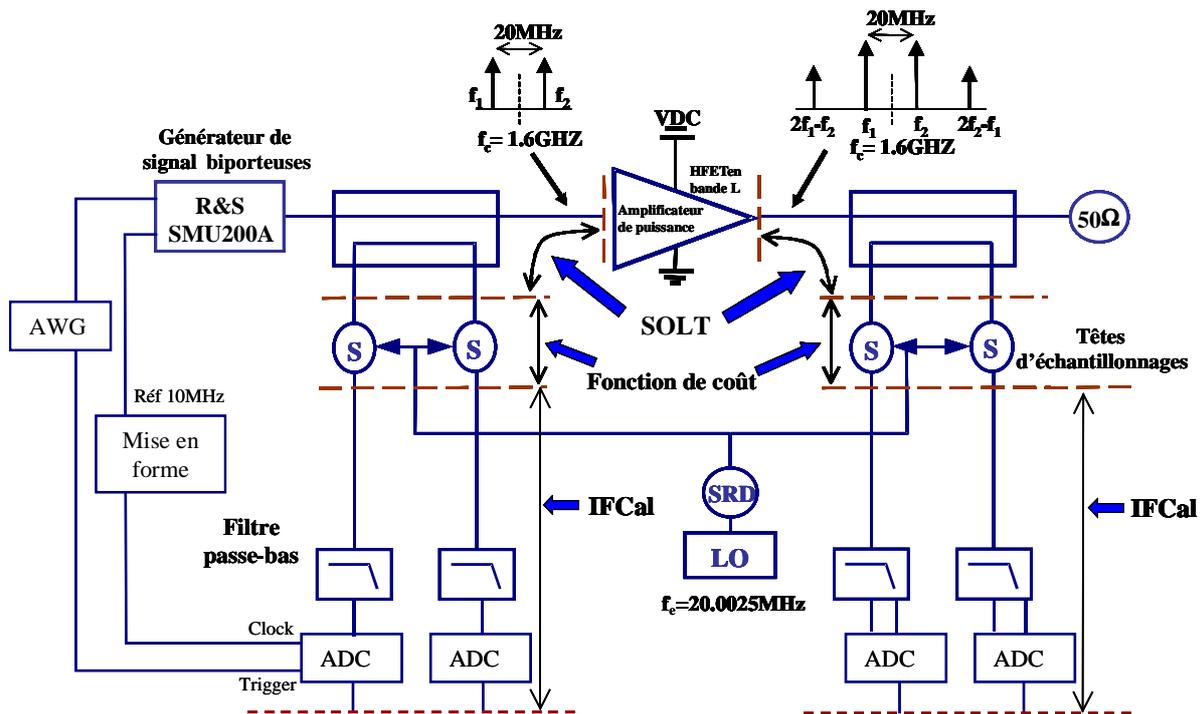


Figure III. 23 Le schéma de mesure avec LSNA pour mesurer les produits IM3 d'un amplificateur de puissance HFET en bande L.

Les caractéristiques du signal biporteuse sont comme suit : la fréquence centrale est égale à 1.6GHz, l'écart fréquentiel entre les deux tons est égale à 20MHz. On garde les mêmes paramètres du système LSNA avec une fréquence d'échantillonnage égale à 20.0025MHz.

Le spectre du signal en sortie de l'onde  $b_2$  et l'OL est comme suit :

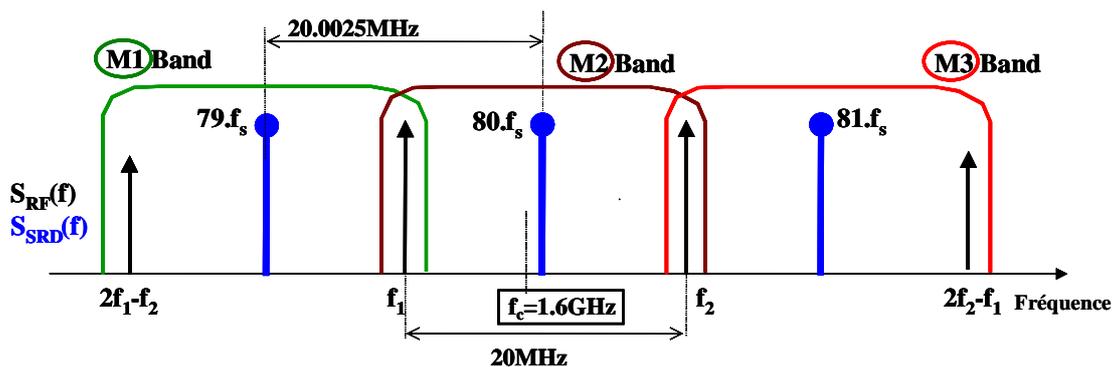


Figure III. 24 Raccordement Spectral pour mesurer les produits IM3 d'un amplificateur de puissance HFET en bande L.

Deux fonctions de coût sont appliquées à la fréquence  $f_1$  et  $f_2$ , qui permettent la mesure de la bande entière de 60MHz du signal en sortie. Un étalonnage SOLT est effectué pour les

fréquences  $2f_1-f_2$ ,  $f_1$ ,  $f_2$  et  $2f_2-f_1$ , pour mesurer les ondes incidentes et réfléchies en entrée et en sortie de l'amplificateur.

En premier lieu une ligne est mesurée avec un balayage de puissance, on mesure les phases de  $b_2$  et  $a_1$  à  $f_1$  et  $f_2$ . On obtient une discontinuité de la courbe ( $\text{Phase}(b_2)$  à  $f_1$ ) en deux points, comme le montre la figure III.25.

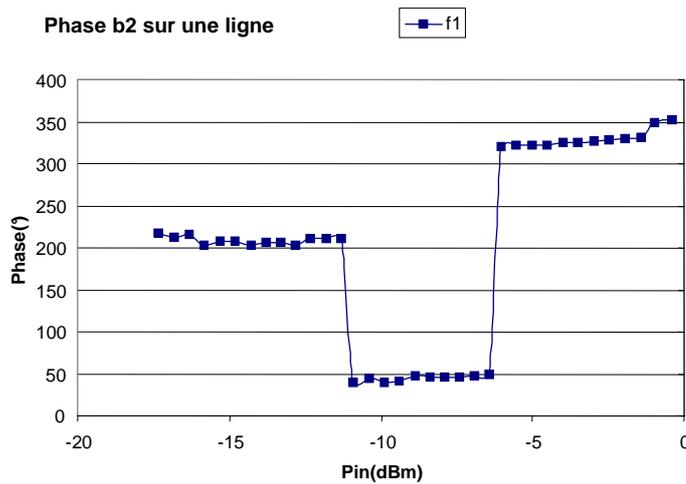


Figure III. 25 La phase absolue de l'onde  $b_2$  sur une ligne.

Cette discontinuité de la phase est due à la commutation d'atténuateur à l'intérieur de la source Rohde&Schwarz utilisée. Elle est donc corrigée par la suite.

Puis, les phases de l'onde  $a_1$  et de l'onde  $b_2$  sont mesurées pour l'amplificateur et les conversions AM/PM à  $f_1$  et à  $f_2$  sont tracées sur le même graphique (figure III.26).

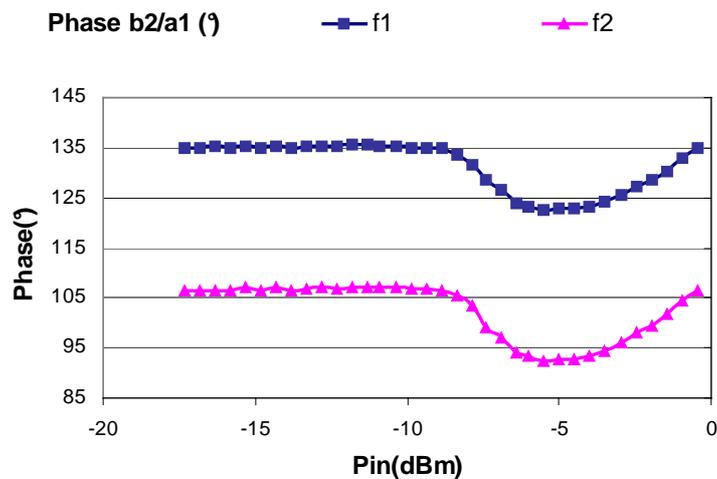


Figure III. 26 La conversion de la phase à  $f_1$  et  $f_2$  d'un amplificateur de puissance HFET en bande L.

On appliquera par la suite un offset de phase selon la position interne de l'atténuateur. Les phases absolues de l'onde  $b_2$  à  $2f_1-f_2$  et à  $2f_2-f_1$  sont mesurées et tracées sur le même graphique avec une correction de la continuité aux deux points montrés ci-dessous :

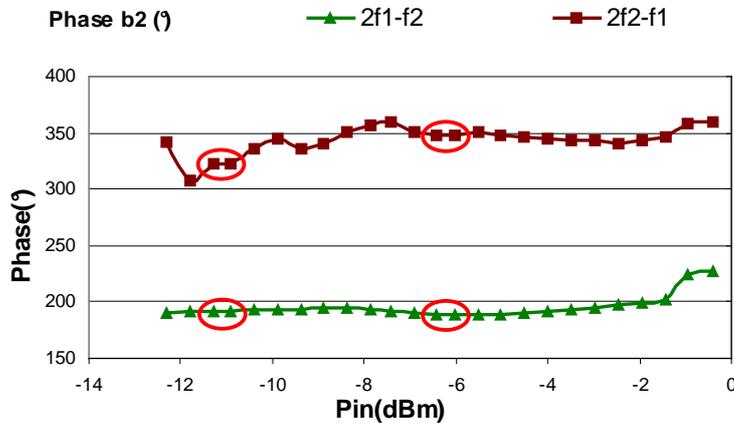


Figure III. 27 La phase absolue de l'IM3 à ( $2f_1-f_2$  et  $2f_2-f_1$ ).

Ces résultats montrent la possibilité de mesurer la phase absolue des raies d'intermodulation. Les techniques que nous avons relevées dans la littérature indiquent des variations par rapport à une référence fixe [7][8][10][11].

Cette méthode fondée sur le "raccordement spectral" en utilisant le système LSNA prouve qu'il est possible de connaître la phase relative entre les porteuses d'un multiplex fréquentiel sur une large bande de fréquence issu de la transposition basse fréquence vers les haute fréquence. Malheureusement, il est aussi possible de constater des problèmes de variations de phase ( $8^\circ$ ) dues aux mélanges harmoniques USB/LSB dont la correction par l'IFCal interne n'est pas maîtrisée. Pour résoudre ces problèmes d'IFCal non maîtrisés, une seconde technique de mesure de spectre RF large bande a été mise en œuvre au cours de ce travail de thèse.

### III.2.3 Technique générateur RF idéal et utilisation d'un calibrage FI externe

Il s'agit ici d'utiliser un générateur "étalon" du signal RF qui servira ensuite à l'excitation du dispositif sous test. Dans cette méthode, le principe de l'entrelacement est utilisé de la même manière que dans le paragraphe précédent.

Le banc utilisé est alors le suivant :

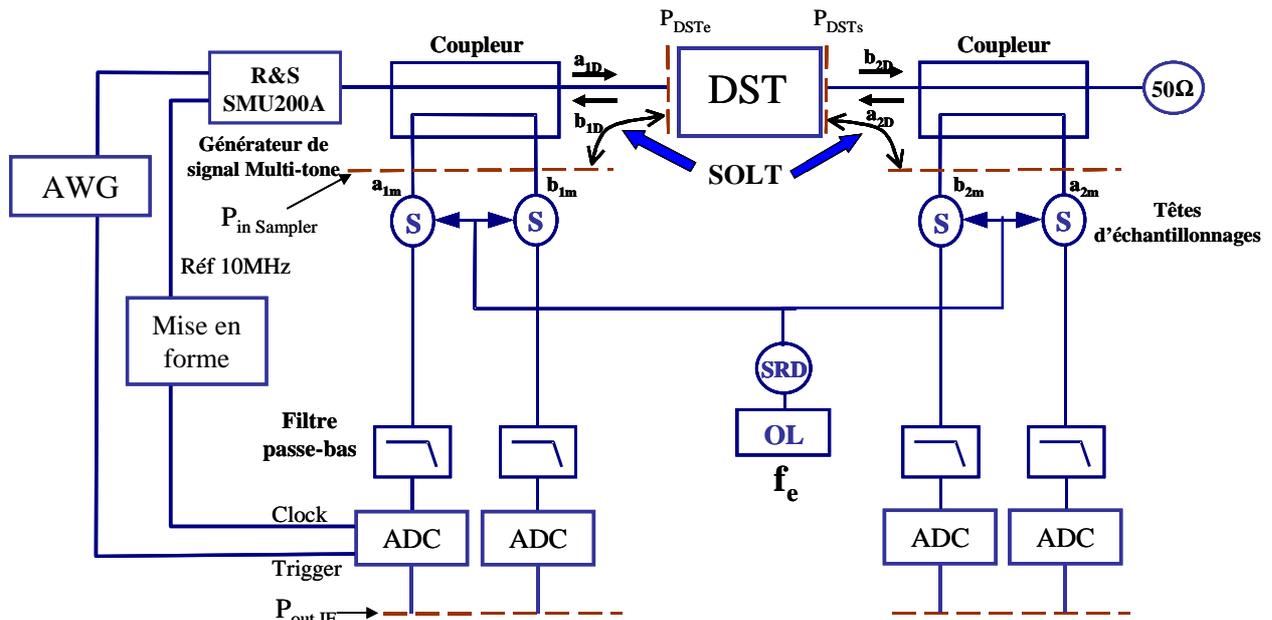


Figure III. 28 Schéma du banc de mesure.

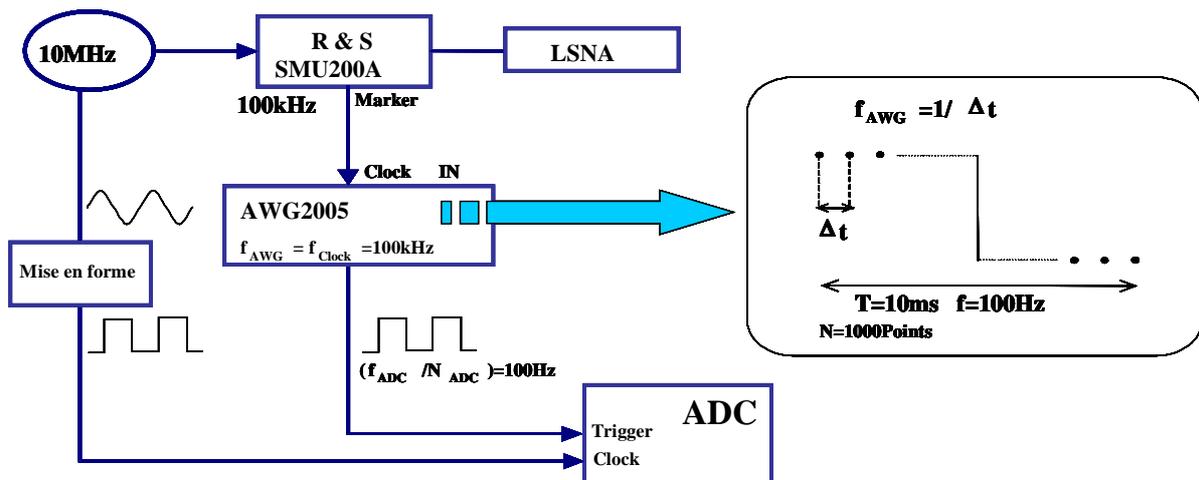


Figure III. 29 Bloc-Diagramme de la mesure périodique du signal FI.

Contrairement à ce qui a été fait dans la méthode précédente, l'étalonnage interne ne sera pas utilisé dans cette méthode. Une procédure d'IFCal externe développé lors de ce travail de thèse a été mise en œuvre.

### III.2.3.1 Etalonnage relatif multi-tons

Une première étape consiste à réaliser un étalonnage SOLT multi-tons à partir de l'utilisation du SMU 200A dans les plans  $P_{DSTe}$  et  $P_{DSTs}$ . La résolution des équations multi-

fréquences identique à la résolution des équations monofréquence permet de connaître les termes d'erreurs reliant les plans  $P_{DSTe}$  et  $P_{in\ sampler}$  et les plans  $P_{DSTs}$  et  $P_{in\ sampler}$  selon la relation suivante (III-15) :

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \end{bmatrix}_{DST} = K \times \begin{bmatrix} 1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \end{bmatrix}_{Mesuré} = K \times S \times \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}_{Mesuré}$$

Cet étalonnage relatif permet uniquement de connaître les relations entre les rapports d'ondes mesurés puisque seule la matrice S est déterminée.

Un étalonnage en puissance classique fondé sur l'utilisation d'un wattmètre est ensuite mise en œuvre pour déterminer le module du terme K dans la relation précédente (utilisation d'un balayage en fréquence de la source (SMU 200A dans ce cas) aux fréquences d'intérêt).

Ces deux étalonnages sont insuffisants pour connaître les ondes de puissances absolues aux bornes du DST puisqu'ils ne permettent pas de compenser les effets de filtrage de la partie IF interne du LSNA. Une procédure externe de calibrage a donc été étudiée et mise en place.

### III.2.3.2 Mise en œuvre d'un étalonnage IF externe

L'étalonnage IF de la partie interne du LSNA est réalisée en utilisant le montage suivant :

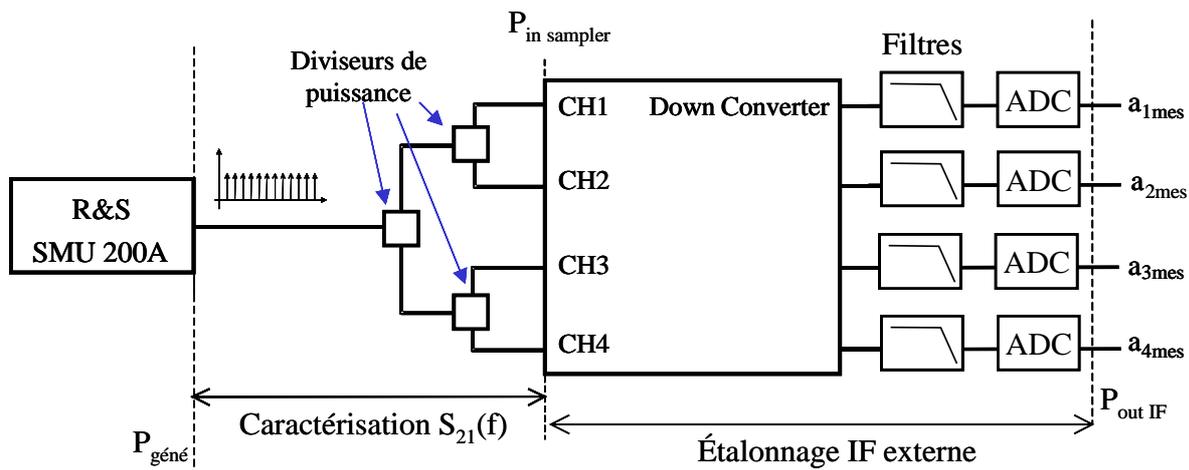


Figure III. 30 Schéma du principe de l'étalonnage IF Cal.

L'étalonnage IF externe comme l'étalonnage IF interne du paragraphe précédent doit conduire à une égalisation fréquentielle en amplitude et en phase de la section FI comprise entre

les plans  $P_{in\ sampler}$  et  $P_{out\ IF}$ . Le filtre égaliseur est déterminé en injectant le signal RF multi-tons qui est utilisé dans la phase de calibrage relatif décrite précédemment et dans la phase de caractérisation du dispositif sous test. Il va de soi que cet étalonnage externe de la partie IF doit être réalisé avant l'étalonnage relatif et l'étalonnage en puissance.

Contrairement à l'étalonnage IFCal interne, le signal utilisé n'est donc pas bande étroite limité à 10MHz mais c'est un signal large bande pour lequel la technique de l'entrelacement décrite précédemment est mise en œuvre de la même manière que précédemment.

Nous allons décrire par la suite la procédure de correction de l'étalonnage IF externe appliqué sur un seul canal (celui de l'onde  $A_1$  par exemple) en prenant comme exemple de signal d'excitation de sortie du générateur ( $P_{géné}$  du SMU 200A) un signal comprenant 3 fréquences RF espacées d'un écart  $\Delta f$  supérieur à 10MHz.

La détermination des ondes existantes dans les plan  $P_{in\ sampler}$  faite en mesurant les paramètres [S] du bloc constitué des diviseurs de puissance et des lignes identiques issus du générateur SMU 200A sur les quatre voies du downconverter :

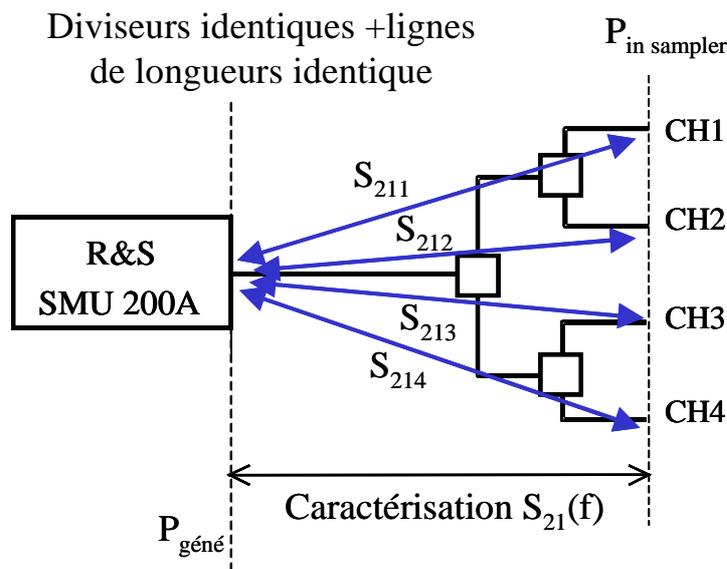


Figure III. 31 Mesure des paramètres [S].

Ainsi les ondes envoyées sur les entrées du downconverter sont décrites par les équations suivantes :

$$CH1 : \mathbf{A}_{1iréf} = \mathbf{A}_{généi} \times \mathbf{S}_{211i} \quad i \text{ représente l'indice de la fréquence considérée.}$$

$$CH2 : \mathbf{A}_{2iréf} = \mathbf{A}_{généi} \times \mathbf{S}_{212i}$$

$$\text{CH3 : } \mathbf{A}_{3\text{iréf}} = \mathbf{A}_{\text{généi}} \times \mathbf{S}_{213i}$$

$$\text{CH4 : } \mathbf{A}_{4\text{iréf}} = \mathbf{A}_{\text{généi}} \times \mathbf{S}_{214i}$$

L'hypothèse qui est faite par la suite est la suivante : l'onde  $\mathbf{A}_{\text{généi}}$  est parfaitement connue en amplitude et en phase et servira comme référence en phase.

Elles appartiennent à 2 bandes différentes M1 et M2 comme le spécifie la figure suivante :

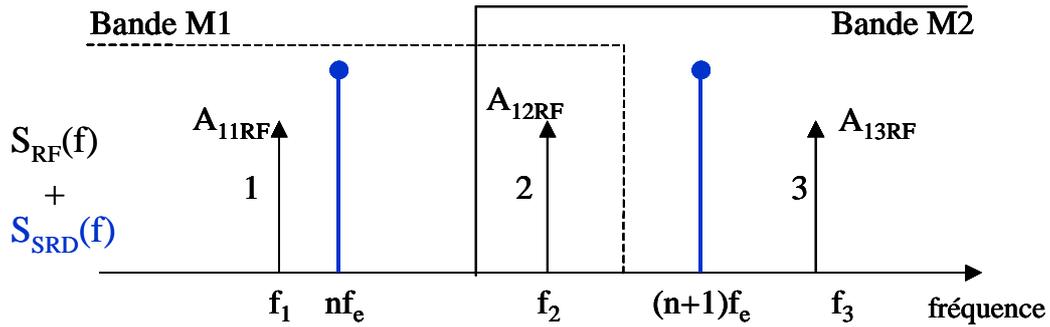


Figure III. 32 Superposition du signal RF et du Signal issu de la SRD.

Dans chaque bande M1 et M2 se trouve une harmonique du FracN que l'on appelle  $nf_e$  pour la bande M1 et  $(n+1)f_e$  pour la bande M2.

Le spectre RF est donc constitué de 3 fréquences représentées comme précédemment par les 3 amplitudes complexes :

$$\mathbf{A}_{11\text{réf}} = |\mathbf{A}_{11\text{réf}}|, \angle \mathbf{A}_{11\text{réf}}$$

$$\mathbf{A}_{12\text{réf}} = |\mathbf{A}_{12\text{réf}}|, \angle \mathbf{A}_{12\text{réf}}$$

$$\mathbf{A}_{13\text{réf}} = |\mathbf{A}_{13\text{réf}}|, \angle \mathbf{A}_{13\text{réf}}$$

Il s'agit dans cette étape d'étalonnage IF externe de corriger les amplitudes et phases complexes des 3 fréquences RF. Nous ne développerons par la correction en amplitude de cet étalonnage car elle ne pose pas de difficulté majeure. Le coefficient de correction est déterminé

par les simples rapports de :  $\frac{|\mathbf{A}_{11}^{\text{M1}}|}{|\mathbf{A}_{11\text{réf}}|}$ ,  $\frac{|\mathbf{A}_{12}^{\text{M1}}|}{|\mathbf{A}_{12\text{réf}}|}$  et  $\frac{|\mathbf{A}_{13}^{\text{M1}}|}{|\mathbf{A}_{13\text{réf}}|}$ .

En ce qui concerne les phases des amplitudes FI résultantes du mélange harmonique, elles s'écrivent maintenant de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \angle A_{11}^{M1} &= \underbrace{-(n\omega_e - \omega_1)\tau}_{\substack{\text{déphasage résultant} \\ \text{du mélange de la fréquence} \\ n f_e \text{ avec la fréquence } f_1. \\ \tau \text{ est le retard due au TPG} \\ \text{de la tête d'échantillonnage.}}} - \left( \underbrace{\angle A_{11\text{réf}}}_{\substack{\text{phase de l'onde issue du géné} \\ \text{SMU 200A supposée} \\ \text{parfaitement connue.}}} - \underbrace{\angle A_{nf_e}}_{\substack{\text{contribution de la phase} \\ \text{de l'harmonique } n \text{ de} \\ \text{l'oscillateur local.}}} \right) - \underbrace{\angle IF_{11}}_{\substack{\text{phase de la section FI} \\ \text{du canal 1 à } f_1 \\ \text{mélangé avec } n f_e}} \\ &= \underbrace{\angle A_{11}^{M1} \text{ Cal}}_{\substack{\text{phase résultante issue de} \\ \text{l'étape de calibrage du CH1} \\ \text{à la fréquence } f_1 \text{ par } n f_e}} \end{aligned}$$

de même :

$$\begin{aligned} \angle A_{12}^{M1} &= \underbrace{(n\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau}_{\substack{\text{déphasage résultant} \\ \text{du mélange de la fréquence} \\ n f_e \text{ avec la fréquence } f_2. \\ \tau \text{ est le retard due au TPG} \\ \text{de la tête d'échantillonnage.}}} + \left( \underbrace{\angle A_{12\text{réf}}}_{\substack{\text{phase de l'onde issue du géné} \\ \text{SMU 200A supposée} \\ \text{parfaitement connue.}}} - \underbrace{\angle A_{nf_e}}_{\substack{\text{contribution de la phase} \\ \text{de l'harmonique } n \text{ de} \\ \text{l'oscillateur local.}}} \right) - \underbrace{\angle IF_{12}}_{\substack{\text{phase de la section FI} \\ \text{du canal 1 à } f_2 \\ \text{mélangé avec } n f_e}} \\ &= \underbrace{\angle A_{12}^{M1} \text{ Cal}}_{\substack{\text{phase résultante issue de} \\ \text{l'étape de calibrage du CH1} \\ \text{à la fréquence } f_2 \text{ par } n f_e}} \end{aligned}$$

Les mélanges harmoniques des fréquences  $f_2$  et  $f_3$  du domaine RF avec l'harmonique  $(n+1)f_e$  de l'oscillateur local vont générer des composantes FI qui s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \angle A_{12}^{M2} &= \underbrace{-((n+1)\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau}_{\substack{\text{déphasage résultant} \\ \text{du mélange de la fréquence} \\ (n+1)f_e \text{ avec la fréquence } f_2. \\ \tau \text{ est le retard due au TPG} \\ \text{de la tête d'échantillonnage.}}} - \left( \underbrace{\angle A_{12\text{réf}}}_{\substack{\text{phase de l'onde issue du géné} \\ \text{SMU 200A supposée} \\ \text{parfaitement connue.}}} - \underbrace{\angle A_{(n+1)f_e}}_{\substack{\text{contribution de la phase} \\ \text{de l'harmonique } (n+1) \text{ de} \\ \text{l'oscillateur local.}}} \right) - \underbrace{\angle IF'_{12}}_{\substack{\text{phase de la section FI} \\ \text{du canal 1 à } f_2 \\ \text{mélangé avec } (n+1)f_e}} \\ &= \underbrace{\angle A_{12}^{M2} \text{ Cal}}_{\substack{\text{phase résultante issue de} \\ \text{l'étape de calibrage du CH1} \\ \text{à la fréquence } f_2 \text{ par } (n+1)f_e}} \end{aligned}$$

De même pour la fréquence  $f_3$  :

$$\angle A_{13}^{M2} = \underbrace{((n+1)\omega_e - (\omega_1 + 2\Delta\omega))\tau}_{\text{déphasage résultant du mélange de la fréquence } (n+1)f_e \text{ avec la fréquence } f_3. \tau \text{ est le retard due au TPG de la tête d'échantillonnage.}} + \left( \underbrace{\angle A_{13\text{réf}}}_{\text{phase de l'onde issue du générateur SMU 200A supposée parfaitement connue.}} - \underbrace{\angle A_{(n+1)f_e}}_{\text{contribution de la phase de l'harmonique } (n+1) \text{ de l'oscillateur local.}} \right) - \underbrace{\angle IF_{13}'}_{\text{phase de la section FI du canal 1 à } f_3 \text{ mélangé avec } (n+1)f_e.}$$

$$= \underbrace{\angle A_{13}^{M2}}_{\text{phase résultante issue de l'étape de calibrage du CH1 à la fréquence } f_3 \text{ par } (n+1)f_e}$$

L'étape de calibrage se termine par l'enregistrement de ces valeurs  $\angle A_{11}^{M1}$ ,  $\angle A_{12}^{M1}$ ,  $\angle A_{12}^{M2}$  et  $\angle A_{13}^{M2}$ .

### III.2.3.3 Application de la procédure de correction

L'étape suivante consiste à configurer le banc pour réaliser la mesure d'un dispositif sous test. Le banc de mesure est donc le suivant :

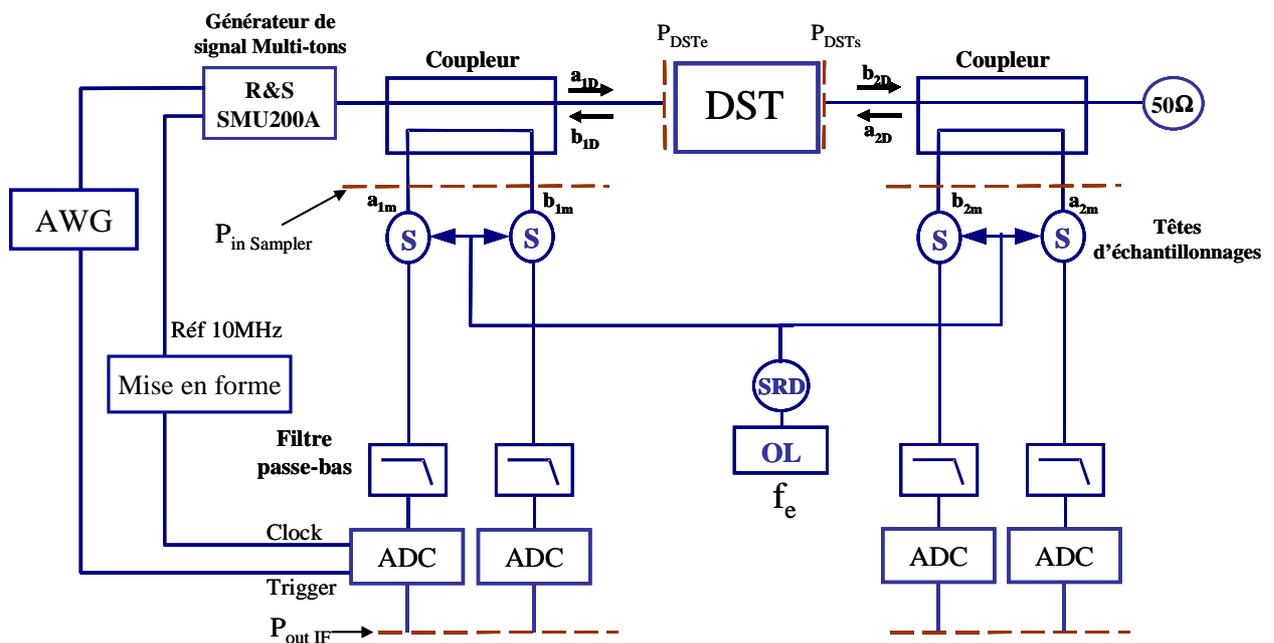


Figure III. 33 Configuration de mesure.

Une fois les ondes FI numérisées par les ADCs, une FFT est appliquée pour corriger dans le domaine fréquentiel les ondes mesurées en leur appliquant:

- La correction FI puis;
- La correction relative;

- La correction en puissance.

Pour expliquer la procédure de correction FI, nous prendrons par la suite l'exemple d'un signal issu du générateur (toujours le SMU 200A) composé de 3 fréquences RF. La différence dans cette étape réside dans le fait que le contenu spectral issu du générateur est exactement le même que celui utilisé pendant la phase d'étalonnage mais les amplitudes complexes de chaque raie fréquentielle n'est pas connu à priori.

Les signaux en entrées et en sortie du DST sont donc composés dans notre exemple de 3 fréquences RF espacées d'un écart  $\Delta f$  supérieur à 10MHz identique à celui utilisé lors de l'étalonnage. Le principe d'entrelacement est toujours mis en œuvre de telle sorte que le spectre RF est le suivant :

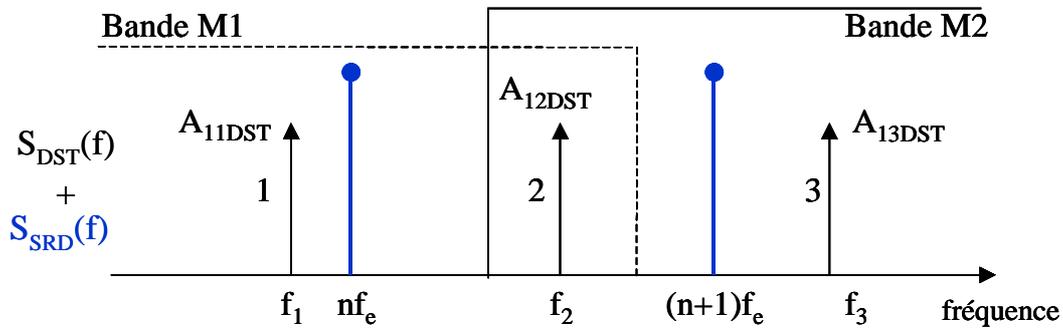


Figure III. 34 Superposition du signal au plan DST et du Signal issu de la SRD.

Le spectre RF de l'onde  $A_1$  présente dans le plan d'entrée du DST est constitué de 3 fréquences représentées par les amplitudes complexes  $A_{i1DST}$  avec :

- $A$  est l'onde de puissance
- $1$  est l'indice de l'onde
- $i$  est l'indice de la raie spectrale RF.

$$A_{11RF} = |A_{11DST}|, \angle A_{11DST}$$

$$A_{12RF} = |A_{12DST}|, \angle A_{12DST}$$

$$A_{13RF} = |A_{13DST}|, \angle A_{13DST}$$

A partir de l'équation (III-6), on peut écrire :

$$S_{1DST} = \sum_{i=1}^3 |A_{i1DST}| \times \text{Cos}[2\pi(f_0 + (i-1)\Delta f - \Delta f)t + \angle A_{i1DST}] \text{ avec dans notre cas}$$

$f_0=f_2$ . Cette équation s'écrit aussi  $S_{1DST} = \sum_{i=1}^3 \underbrace{|A_{1iDST}|}_{\text{Amplitude complexe}} e^{j\angle A_{1iDST}} \times e^{j2\pi(f_2+(i-2)\Delta f)}$  tels que pour

$i=1 : f_1=f_2-\Delta f$ , pour  $i=2 : f_2= f_2=f_1+\Delta f$  et pour  $i=3 : f_3=f_2+\Delta f =f_1+2\Delta f$ .

Ces trois fréquences, par le principe de mélange harmonique du downconverter vont se mélanger avec les fréquences harmoniques de l'OL  $nf_c$  et  $(n+1)f_c$  pour donner le spectre FI suivant :

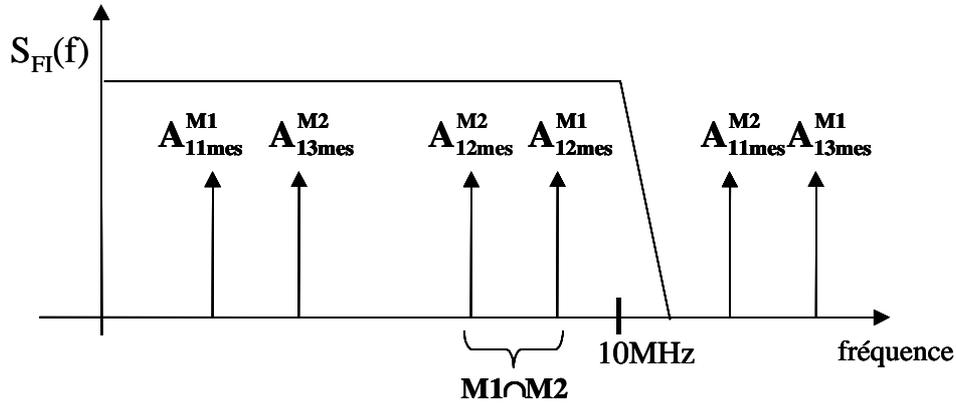


Figure III. 35 Résultat du mélange harmonique.

La correction en amplitude de la partie FI est réalisée par l'opération de multiplication

par  $|A_{11mes}^{M1}| \times \frac{|A_{11ref}^{M1}|}{|A_{11}^{M1}|}$ ,  $|A_{12mes}^{M2}| \times \frac{|A_{12ref}^{M2}|}{|A_{12}^{M2}|}$  et  $|A_{13mes}^{M1}| \times \frac{|A_{13ref}^{M1}|}{|A_{13}^{M1}|}$ .

En ce qui concerne la correction en phase des amplitudes FI, elle est réalisée en écrivant les phases des ondes  $A_{11mes}^{M1}$ ,  $A_{12mes}^{M2}$ ,  $A_{12mes}^{M1}$  et  $A_{13mes}^{M2}$  :

$$\begin{aligned} \angle A_{11 \text{ corrigé en FI}}^{M1} &= \angle A_{11mes}^{M1} - \angle A_{11 \text{ Cal}}^{M1} \\ &= \underbrace{-(n\omega_e - \omega_1)\tau'}_{\substack{\text{déphasage résultant du mélange} \\ \text{de la fréquence } nf_c \text{ avec le signal} \\ \text{a}_1 \text{ prélevé par les coupleurs de} \\ \text{mesure à la fréquence } f_1. \\ \tau' \text{ est le retard due au TPG de} \\ \text{la tête d'échantillonnage et du} \\ \text{circuit de prélèvement de a}_1.}} - \left( \underbrace{\angle A_{11DST}^{M1}}_{\substack{\text{phase de l'onde } a_1 \\ \text{présente à l'entrée} \\ \text{du dispositif.}}} - \underbrace{\angle A_{nf_c}^{M1}}_{\substack{\text{contribution de la phase} \\ \text{de l'harmonique n de} \\ \text{l'oscillateur local.}}} \right) - \underbrace{\angle \mathcal{F}_{11}}_{\substack{\text{contribution de la phase} \\ \text{de la section FI du canal 1} \\ \text{à } f_1 \text{ mélangé avec } nf_c}} - \underbrace{\angle A_{11 \text{ cal}}^{M1}}_{\substack{\text{phase résultante issue} \\ \text{de l'étape de calibrage} \\ \text{du CHI à la fréquence} \\ f_1 \text{ par } nf_c}} \\ &= -(n\omega_e - \omega_1)\tau' - (\cancel{\angle A_{11DST}^{M1}} - \cancel{\angle A_{nf_c}^{M1}}) - \cancel{\angle \mathcal{F}_{11}} - [-(n\omega_e - \omega_1)\tau - (\cancel{\angle A_{11ref}^{M1}} - \cancel{\angle A_{nf_c}^{M1}}) - \cancel{\angle \mathcal{F}_{11}}] \\ &= -(n\omega_e - \omega_1)(\tau' - \tau) - (\cancel{\angle A_{11DST}^{M1}} - \cancel{\angle A_{11ref}^{M1}}) \end{aligned}$$

De même, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \angle A_{12 \text{ corrigé en FI}}^{M1} &= \angle A_{12ms}^{M1} - \angle A_{12 \text{ Cl}}^{M1} \\ &= (n\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau' + (\angle A_{12DST} - \cancel{\angle A_{1f_c}}) - \cancel{\angle \Phi_{12}} - [(n\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau + (\angle A_{12réf} - \cancel{\angle A_{1f_c}}) - \cancel{\angle \Phi_{12}}] \\ &= (n\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))(\tau' - \tau) + (\angle A_{12DST} - \angle A_{12réf}) \end{aligned}$$

Et :

$$\begin{aligned} \angle A_{12 \text{ corrigé en FI}}^{M2} &= \angle A_{12ms}^{M2} - \angle A_{12 \text{ Cl}}^{M2} \\ &= -((n+1)\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau' - (\angle A_{12DST} - \cancel{\angle A_{(n+1)f_c}}) - \cancel{\angle \Phi_{12}} - [ -((n+1)\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))\tau - (\angle A_{12réf} - \cancel{\angle A_{(n+1)f_c}}) - \cancel{\angle \Phi_{12}} ] \\ &= ((n+1)\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))(\tau' - \tau) - (\angle A_{12DST} - \angle A_{12réf}) \end{aligned}$$

Et enfin :

$$\begin{aligned} \angle A_{13 \text{ corrigé en FI}}^{M2} &= \angle A_{13ms}^{M2} - \angle A_{13 \text{ Cl}}^{M2} \\ &= ((n+1)\omega_e - (\omega_1 + 2\Delta\omega))\tau' + (\angle A_{13DST} - \cancel{\angle A_{(n+1)f_c}}) - \cancel{\angle \Phi_{13}} - [ ((n+1)\omega_e - (\omega_1 + 2\Delta\omega))\tau + (\angle A_{13réf} - \cancel{\angle A_{(n+1)f_c}}) - \cancel{\angle \Phi_{13}} ] \\ &= ((n+1)\omega_e - (\omega_1 + 2\Delta\omega))(\tau' - \tau) + (\angle A_{13DST} - \angle A_{13réf}) \end{aligned}$$

Ce que l'on souhaite connaître au final, ce ne sont pas les valeurs absolues des phases des fréquences RF mais les différences de phases entre ces porteuses, ce qui peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \angle A_{11 \text{ corrigé en FI}}^{M1} - \angle \text{Conj}(A_{12 \text{ corrigé en FI}}^{M1}) &= -(n\omega_e - \omega_1)(\tau' - \tau) - (\angle A_{11DST} - \angle A_{11réf}) + [(n\omega_e - (\omega_1 + \Delta\omega))(\tau' - \tau) + (\angle A_{12DST} - \angle A_{12réf})] \\ &= -\Delta\omega(\tau' - \tau) - (\angle A_{12DST} - \angle A_{11DST}) - \underbrace{(\angle A_{12réf} - \angle A_{11réf})}_{\substack{\text{déterminé par hypothèse de la connaissance} \\ \text{des phases issues du SMU 200A lors de} \\ \text{l'étalonnage IF externe.}}} \end{aligned}$$

On constate alors que le déphasage entre les raies à  $f_1$  et  $f_1 + \Delta f$  est connu en RF à une constante près due aux TPG du mélangeur et du mélangeur associé au circuit de prélèvement. Cette différence de TPG conduit à un retard temporel absolu sur les ondes mesurées et il est sans conséquence sur la connaissance de déphasage entre porteuses.

De même le déphasage entre les raies à  $f_2 = f_1 + \Delta f$  et  $f_3 = f_1 + 2\Delta f$  est estimé par :

$$\begin{aligned}
 & \angle A_{12}^{M2} \text{ corrigé en FI} - \angle \text{Conj}(A_{13}^{M2} \text{ corrigé en FI}) \\
 &= ((n+1)\omega_c - (\omega_1 + \Delta\omega))(\tau' - \tau) - (\angle A_{12\text{DST}} - \angle A_{12\text{réf}}) + [((n+1)\omega_c - (\omega_1 + 2\Delta\omega))(\tau' - \tau) + (\angle A_{13\text{DST}} - \angle A_{13\text{réf}})] \\
 &= -\Delta\omega(\tau' - \tau) - (\angle A_{12\text{DST}} - \angle A_{13\text{DST}}) - \underbrace{(\angle A_{13\text{réf}} - \angle A_{12\text{réf}})}_{\substack{\text{déterminé par hypothèse de la connaissance} \\ \text{des phases issues du SMU 200A lors de} \\ \text{l'étalonnage IF externe.}}}
 \end{aligned}$$

On peut alors constater que le déphasage entre les raies RF à f2 et f3 est déterminé par cette procédure. Au final, on constate que cette procédure de mesure permet d'atteindre les objectifs de connaissances des amplitudes complexes absolues dans les plans d'entrée et de sortie des dispositifs sous test comme le montrent les paragraphes suivants.

Cette procédure repose sur l'hypothèse forte de la connaissance des relations de phases des porteuses générées par le générateur de test. Cette hypothèse n'a pas été vérifiée par la mesure sur un banc de caractérisation spécifique tels que ceux développés par le NIST (nose-to-nose ou étalonnage électro-optique).

Toutefois, une mesure de ce générateur a été réalisée sur un oscilloscope de dernière génération.

### III.2.3.4 Mesure à l'oscilloscope numérique à échantillonnage du générateur de référence RF.

L'oscilloscope utilisé pour réaliser cette mesure est un oscilloscope LeCroy SDA 6020 dont les caractéristiques sont les suivantes :

- 4 Canaux échantillonnés simultanément à une fréquence maximale de 20 GHz.
- Bande passante : 6 GHz.
- Résolution 8 bits.
- 8 Millions de points par canal.
- 1 Entrée de trigger.

La mesure du signal issu du générateur a été réalisée de la manière suivante :

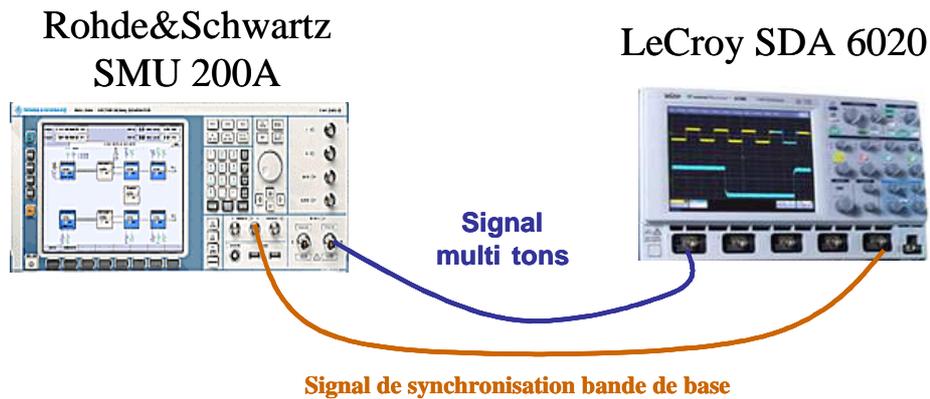


Figure III. 36 Générateur SMU200A / mesure à l'oscilloscope LECROY SDA6020.

Le signal généré par le SMU était le suivant :

- La fréquence centrale  $f_c = 1.3$  GHz.
- 64 porteuses,  $\Delta f = 1.5$  MHz,  $BW = 96$  MHz.
- Amplitude identique pour toutes les porteuses.
- Phase =  $0^\circ$  pour toutes les porteuses.
- La fréquence d'échantillonnage  $f_e = 10$ GHz, 262144 échantillons.

Les résultats obtenus sur cet oscilloscope sont les suivants :

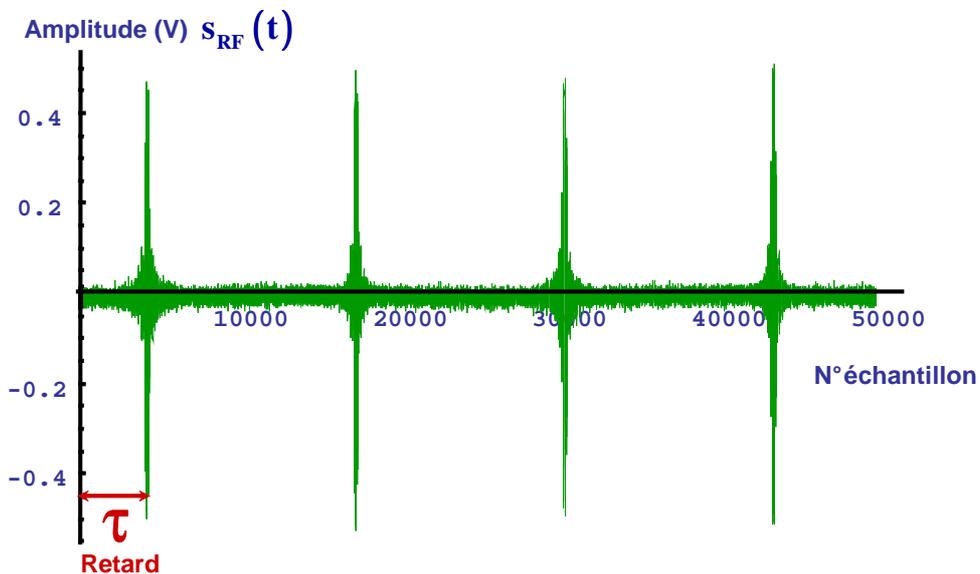


Figure III. 37 Signal RF échantillonné par l'oscilloscope SDA6020.

La transformée de Fourier nous permet d'accéder au spectre du signal généré en amplitude et en phase.

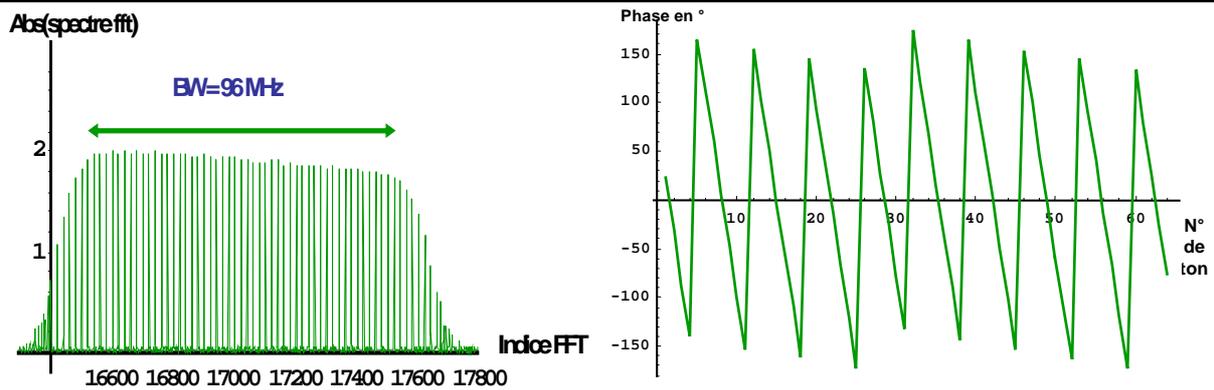


Figure III. 38 Amplitude et phase du spectre.

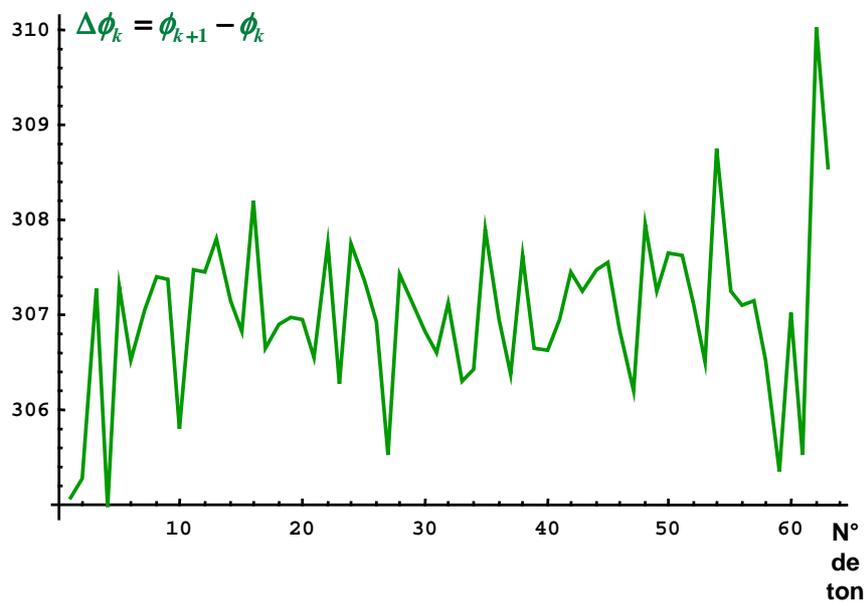


Figure III. 39 Ecart de phase.

On constate que la variation de la phase des composantes spectrales générées est linéaire avec la fréquence. La pente est due :

- Au TPG du modulateur présent dans le générateur.
- Au câble présent entre le générateur et le récepteur.
- Au TPG du récepteur (oscilloscope).

On constate donc que sur la bande considérée, le TPG est constant et donc que les phases issues du générateur sont bien égales. L'hypothèse prise donc précédemment semble valide à ceci près que la société LeCroy ne donne aucune information sur l'étalonnage de son oscilloscope et le traitement de signal appliqué sur les mesures faites sur cet oscilloscope. Donc, il subsiste malgré tout un doute sur cette mesure à l'oscilloscope.

Malgré tout des mesures ont été réalisées en utilisant cette procédure d'étalonnage IF externe.

### III.2.3.5 Résultats de mesure d'un filtre en bande L

Les caractéristiques des signaux générés sont les suivantes :

- La fréquence centrale est  $f_c = 1.3$  GHz.
- L'intervalle fréquentiel noté  $\Delta f = 2$  MHz.
- Le signal est composé de 32 tons.
- La largeur de bande totale est  $BW = 62$  MHz.
- L'amplitude des tons sont identique et leurs phases sont égales à zéro degré.

Les paramètres du LSNA sont les suivants :

- La fréquence  $f_{ADC}$  est fixée à 25 MHz.
- Le nombre de points d'acquisition est également fixé à  $N_{ADC} = 250000$ .
- La fréquence d'échantillonnage du LSNA  $f_e = 10.47$  MHz a été choisie de sorte qu'aucun effet d'aliasing ne se produise.

Pour vérifier l'étalonnage SOLT multi-tons, on garde les mêmes caractéristiques du signal généré et les mêmes paramètres du LSNA.

La mesure corrigée des phases des composants du spectre de l'onde incidente  $a_1$  sur une connexion directe entre les plans  $P_{DSTe}$  et  $P_{DSTs}$  (figure III.40), montre une pente constante en fonction de la fréquence (temps de propagation de la chaîne de transmission), ce résultat est tout à fait conforme au fait que les phases générées sont toutes nulles. Sur le même graphique, la phase des composants du spectre de l'onde transmise  $b_2$  égale à celle de l'onde incidente  $a_1$ , ce qui valide l'étalonnage SOLT multi-tons.

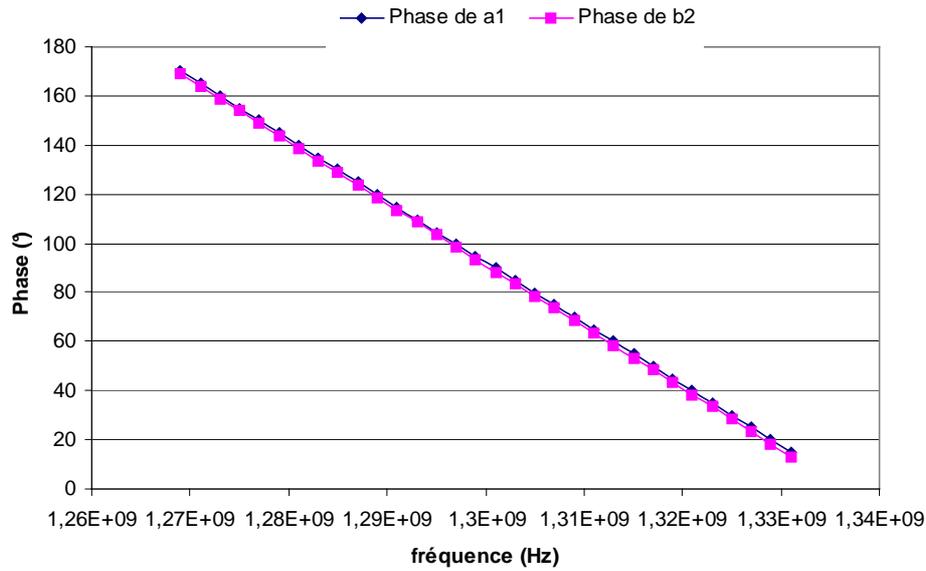


Figure III. 40 Mesure de la phase de l'onde incidente a1 et l'onde transmise b2 sur une connexion directe.

Alors ce résultat confirme à la fois, la validité des corrections effectuées et la validité de l'étalonnage SOLT multi-tons.

On applique les corrections précédentes pour mesurer le Temps de Propagation de Groupe (TPG) d'un filtre passe-bande en bande L en utilisant un signal multiporteuse décrit précédemment.

La figure III.41 montre la comparaison du TPG mesuré à partir des mesures de multiporteuses avec LSNA et le TPG mesuré avec l'Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV). Il y a bien une concordance entre les deux courbes. Alors cette comparaison confirme la validité de cette méthode.

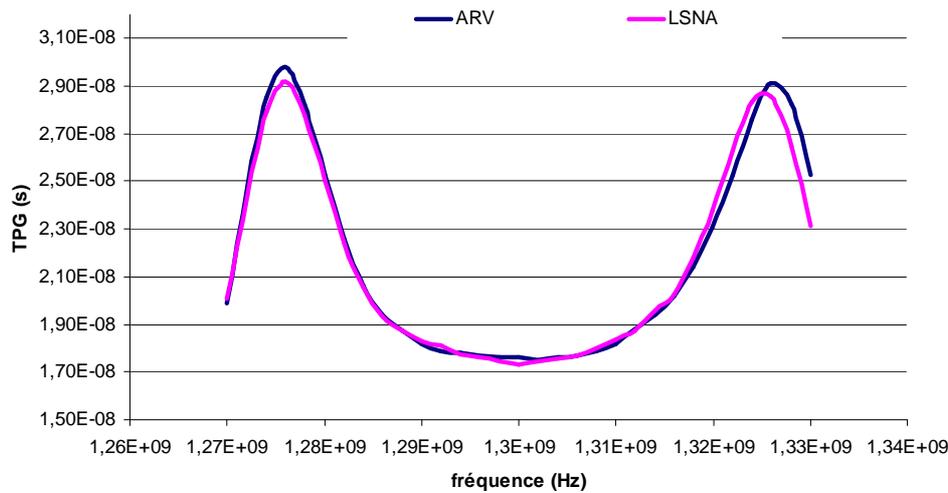


Figure III. 41 Comparaison de mesure LSNA et VNA du TPG du filtre.

### III.2.3.6 Mesure d'un signal à 5 porteuses de bande égale à 80MHz

Dans l'exemple suivant, nous allons mesurer sur une connexion directe entre les plans  $P_{DSTe}$  et  $P_{DSTs}$ , un signal à 5 porteuses espacées de 20 MHz : la première mesure avec toutes les phases nulles, la deuxième mesure avec des phases différentes.

#### III.2.3.6.1 Mesure1 : La phase des tons sont égales à zéro degré

Les caractéristiques des signaux générés sont les suivantes :

- La fréquence centrale est  $f_c = 1.3$  GHz.
- L'intervalle fréquentiel noté  $\Delta f = 20$  MHz.
- Le signal est composé de 5 tons.
- La largeur de bande totale est  $BW = 80$  MHz.
- L'amplitude des tons sont identiques et leurs phases sont égales à zéro degré.

Les paramètres du LSNA sont les suivants :

- La fréquence  $f_{ADC}$  est fixée à 25 MHz.
- Le nombre de points d'acquisition est également fixé à  $N_{ADC}=250000$ .

La fréquence d'échantillonnage du LSNA  $f_s = 20.47$  MHz a été choisie de sorte qu'aucun effet d'aliasing ne se produise.

Les résultats donnés figure II.42 concernant la mesure sur une connexion directe entre les plans  $P_{DSTe}$  et  $P_{DSTs}$  :

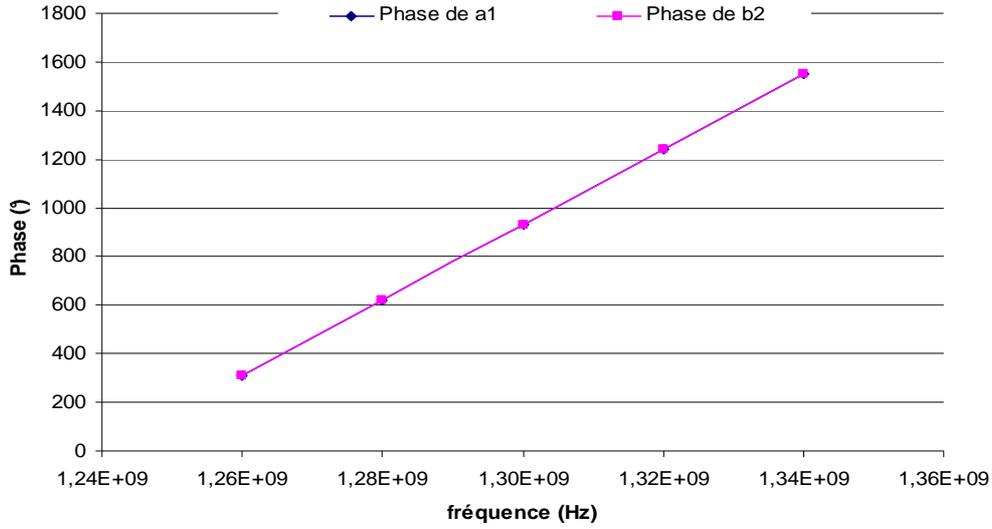


Figure III. 42 Mesure de la phase de l'onde incidente a1 et l'onde transmise b2 sur une connexion directe avec des phases nulles.

Alors le rapport entre les phases mesurées est :

$$\angle A_{11 \text{ corrigé en FI}}^{M1} - \angle \text{Conj}(A_{12 \text{ corrigé en FI}}^{M1}) = -310.4^\circ$$

$$\angle A_{12 \text{ corrigé en FI}}^{M2} - \angle \text{Conj}(A_{13 \text{ corrigé en FI}}^{M2}) = -310.1^\circ$$

$$\angle A_{13 \text{ corrigé en FI}}^{M3} - \angle \text{Conj}(A_{14 \text{ corrigé en FI}}^{M3}) = -310.5^\circ$$

$$\angle A_{14 \text{ corrigé en FI}}^{M4} - \angle \text{Conj}(A_{15 \text{ corrigé en FI}}^{M4}) = -310.6^\circ$$

Donc ces résultats confirme le calcul précédent c'est-à-dire les phases égales implique que  $\angle A_{1i \text{ DST}} - \angle A_{1(i+1) \text{ DST}} = 0$  et  $\angle A_{1(i+1) \text{ réf}} - \angle A_{1i \text{ réf}} = 0$  d'où

$$\angle A_{11 \text{ corrigé en FI}}^{M1} - \angle \text{Conj}(A_{12 \text{ corrigé en FI}}^{M1}) = -310.4^\circ \text{ et}$$

$$\angle A_{1i \text{ corrigé en FI}}^{Mj} - \angle \text{Conj}(A_{1(i+1) \text{ corrigé en FI}}^{Mj}) = -\Delta\omega(\tau' - \tau) \sim -310^\circ \text{ avec } i \in [2 ; 5]$$

### III.2.3.6.2 Mesure2 : La phase des tons sont différentes

Dans cette exemple, on utilise les mêmes paramètres du LSNA et les mêmes caractéristiques du signal généré précédemment telles que les phases sont :  $\angle A_{11 \text{ RF}} = \angle A_{12 \text{ RF}} = 0^\circ$ ,  $\angle A_{13 \text{ RF}} = 135^\circ$ ,  $\angle A_{14 \text{ RF}} = 0^\circ$ ,  $\angle A_{15 \text{ RF}} = 33^\circ$ .

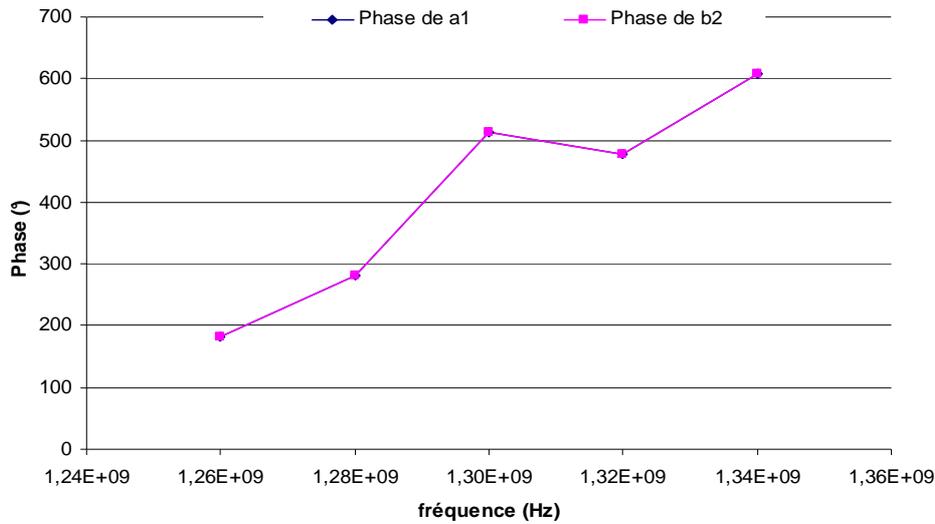


Figure III. 43 Mesure de la phase de l'onde incidente a1 et l'onde transmise b2 sur une connexion directe avec des phases différentes.

Alors le rapport entre les phases mesurées est :

$$\angle A_{11 \text{ corrigé en FI}}^{M1} - \angle \text{Conj}(A_{12 \text{ corrigé en FI}}^{M1}) = -98.8^\circ$$

$$\angle A_{12 \text{ corrigé en FI}}^{M2} - \angle \text{Conj}(A_{13 \text{ corrigé en FI}}^{M2}) = -233.4^\circ$$

$$\angle A_{13 \text{ corrigé en FI}}^{M3} - \angle \text{Conj}(A_{14 \text{ corrigé en FI}}^{M3}) = -223.2^\circ$$

$$\angle A_{14 \text{ corrigé en FI}}^{M4} - \angle \text{Conj}(A_{15 \text{ corrigé en FI}}^{M4}) = -231.2^\circ$$

On  $\angle A_{11\text{DST}} - \angle A_{12\text{DST}} = 0$  et  $\angle A_{12\text{réf}} - \angle A_{11\text{réf}} = 0$  alors :

$$\angle A_{11 \text{ corrigé en FI}}^{M1} - \angle \text{Conj}(A_{12 \text{ corrigé en FI}}^{M1}) = -\Delta\omega(\tau' - \tau) = -98.8^\circ$$

Alors la différence de phase entre porteuse est :  $\angle A_{13\text{RF}} - \angle A_{12\text{RF}} = 233.4 - 98.8 = 134.6^\circ$ ,

$$\angle A_{14\text{RF}} - \angle A_{13\text{RF}} = 323.2 - 98.8 = -135.6^\circ \quad \text{et} \quad \angle A_{15\text{RF}} - \angle A_{14\text{RF}} = 131.2 - 98.8 = 32.4^\circ$$

Donc, on trouve bien le rapport de phase entre porteuses comme celui du signal généré à 0.5° près.

### III.2.4 Technique du générateur étalon 20MHz-2GHz.

Cette dernière technique de mesure consiste à utiliser le même type d'étalonnage que celui utilisé pour le fonctionnement de type CW du LSNA.

Le signal d'excitation n'est pas CW mais est constitué d'une somme de porteuses RF également espacées d'un écart  $\Delta f$  supérieur à 10MHz. Le point clé de cette technique tient au fait qu'au lieu d'utiliser :

- un générateur harmonique étalon en phase (HPR :Harmonic Phase Reference) dont la fréquence d'excitation est comprise entre 600MHz et 1.2GHz,

nous avons conçu et fait étalonner :

- un nouveau générateur de référence en phase que l'on appellera par la suite "new HPR" dont la fréquence d'excitation est égale à l'écart de fréquence entre les porteuses RF que nous avons appelé  $\Delta f$ .

Dans la suite, cet écart de fréquence sera fixé à  $\Delta f=20\text{MHz}$ . Le "new HPR" sera donc excité par la suite par un générateur dont la fréquence est égale à  $\Delta f=20\text{MHz}$ . Le paragraphe suivant décrit le nouveau générateur étalon en phase.

### III.2.4.1 Description du nouveau générateur de référence en phase excité à 20MHz

Ce générateur est constitué :

D'une diode SRD dont la fréquence d'excitation est comprise entre 10 et 100MHz (elle est en fait la diode SRD qui permet de générer l'oscillateur local d'un MTA référencé HP70820A).

D'une ligne non-linéaire qui permet de générer un peigne de Dirac dont les composantes fréquentielles sont présentes jusqu'à 2GHz.

Schéma de la diode :

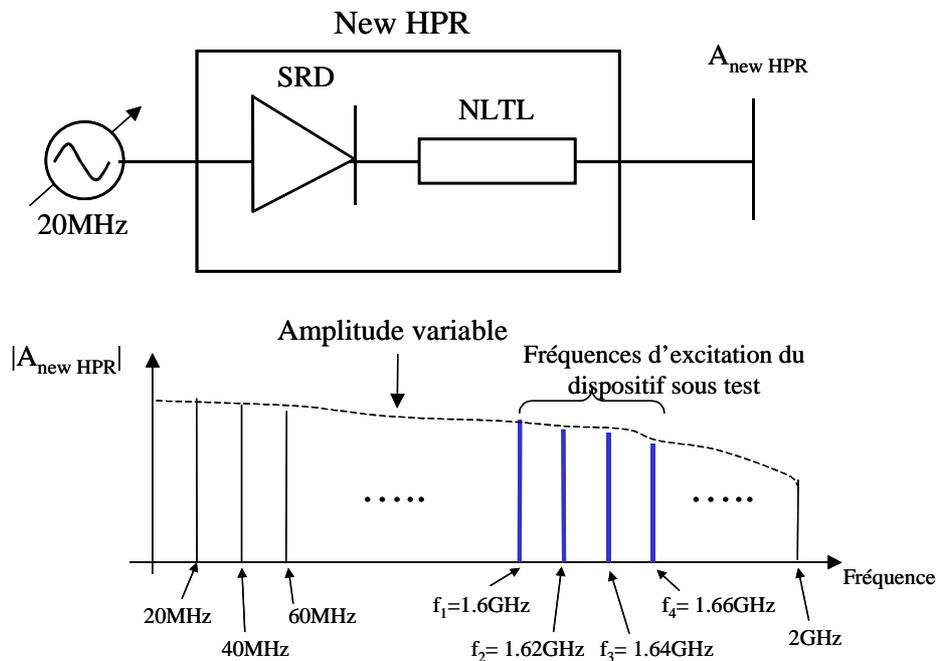


Figure III. 44 Schéma de la diode "New HPR".

On peut constater alors que les fréquences d'excitation RF du dispositif sous test  $f_1, f_2, f_3, f_4$  sont des harmoniques du signal d'excitation de la SRD à  $\Delta f$ .

### III.2.4.2 Etalonnage du nouveau générateur de référence en phase excité à 20MHz

Le nouveau générateur de référence en phase que nous avons construit a donc été étalonné dans le cadre d'une collaboration entre le CNES et NMDG bvba et dans le programme européen des réseaux d'excellence (Network of Excellence) TARGET.

Le synoptique du système de mesure pour l'étalonnage du nouveau générateur de référence est le suivant :

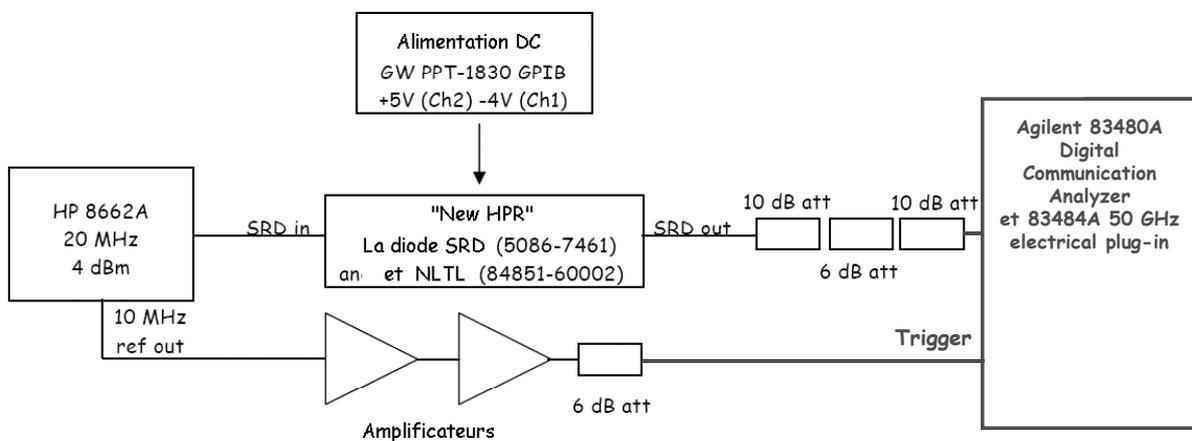


Figure III. 45 Le synoptique du système de mesure.

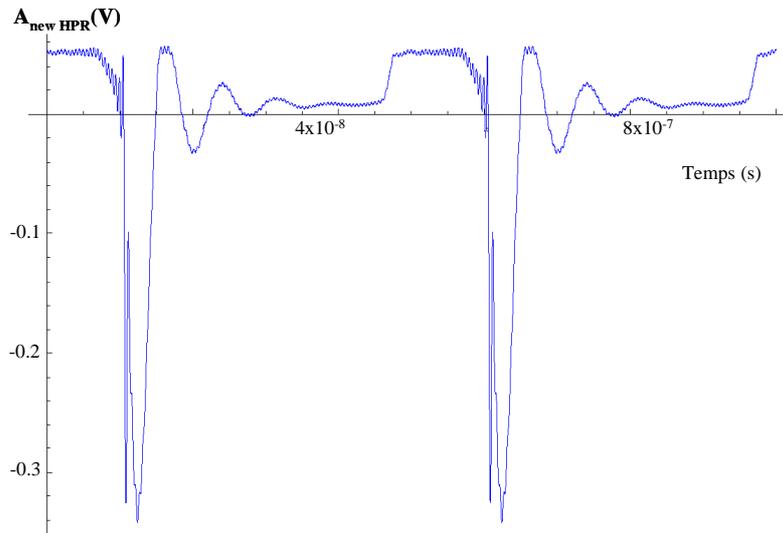
Cet étalonnage est fondé sur l'utilisation d'un oscilloscope numérique à échantillonnage ( $f_c=40\text{kHz}$ ) Agilent 83480A associé au module électrique 83484A. Cet oscilloscope possède une bande passante RF de 50GHz très supérieure à la bande passante RF du nouveau générateur de référence en phase. Il possède une résolution verticale de 12bits et donc une dynamique de 72dB.

Le signal 10 MHz de référence (amplifié à l'aide de deux amplificateurs) "ref out" de la source HP 8662A est utilisé comme un signal de déclenchement "trigger" pour l'oscilloscope qui présente des caractéristiques de gigue de phase remarquable ( $<200\text{fs}$  (RMS) jusqu'à 4GHz). Les atténuateurs (26dB) sont placés en sortie de la SRD pour ne pas saturer l'entrée de l'oscilloscope et pour être sûr de son fonctionnement dans une zone linéaire. Les paramètres [S] de ces atténuateurs et le coefficient de réflexion de la diode SRD polarisée ont été caractérisés au sein de notre laboratoire afin de pouvoir réaliser du deembedding lorsque le générateur est utilisé dans notre application avec un seul atténuateur de 10dB en sortie.

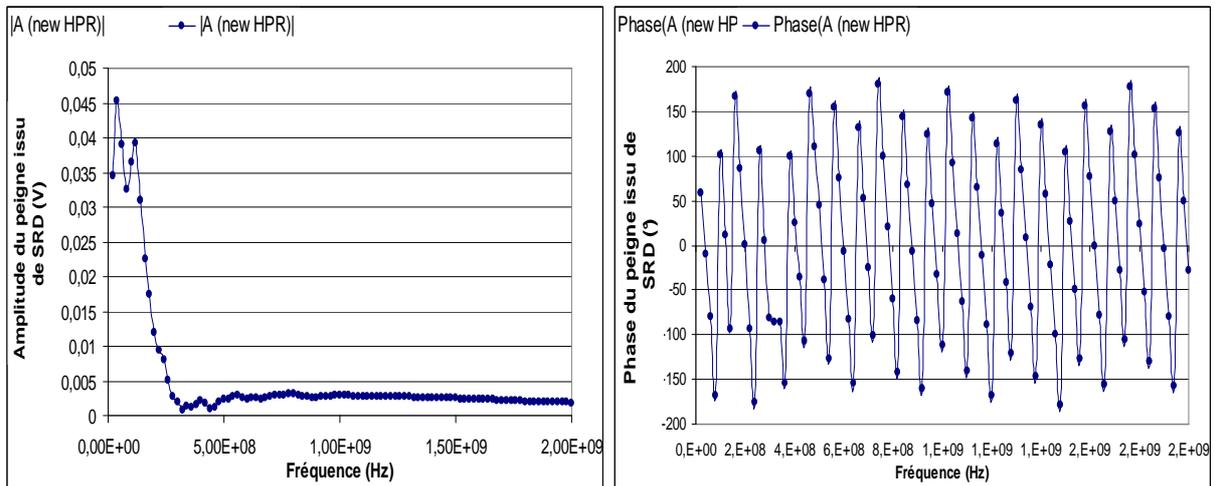
La distorsion de base de temps est une erreur systématique de l'oscilloscope résultant

d'un échantillonnage non-équidistant. Cette distorsion a été estimée et compensée par un algorithme mis en œuvre par la société NMDG bvba.

Le signal ainsi obtenu en sortie du nouveau générateur de référence en phase est donc connu d'un point de vue temporel et fréquentiel comme le montrent respectivement les figures III.46 et III.47.



**Figure III. 46** Signal en sortie du nouveau générateur de référence échantillonné par l'oscilloscope Agilent 83480A Digital Communication Analyzer and 83484A 50 GHz electrical plug-in.



**Figure III. 47** Amplitude et phase du spectre en sortie du nouveau générateur de référence.

### III.2.4.3 Mise en œuvre du banc fondé sur le LSNA et application de la procédure d'étalonnage

Le schéma du banc avec le LSNA et des coupleurs externes (UMCC 10-2000MHz) est donné figure III.48.

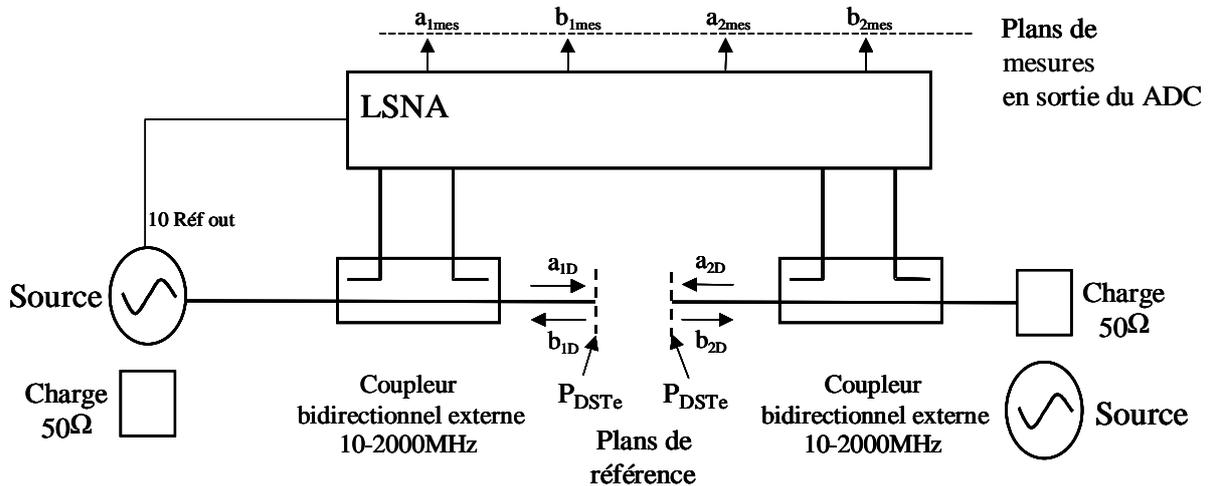


Figure III. 48 Configuration de l'étalonnage du système LSNA avec des coupleurs externes.

Le principe de compression/translation de fréquence est de nouveau mis en œuvre dans cette technique, mais il s'agit cette fois-ci de compresser et traduire un spectre très large bande qui s'étend de 20MHz à 2GHz.

Pour ce faire, la fréquence du  $FracN$  est calculée pour que toutes les fréquences harmoniques de  $\Delta f=20MHz$  jusqu'à 2GHz soient traduites et compressées dans la bande du filtre FI [DC – 10MHz] par mélange harmonique (tel que décrit dans le chapitre II.1.1.2).

Un exemple de fréquence de  $FracN$  est le suivant :

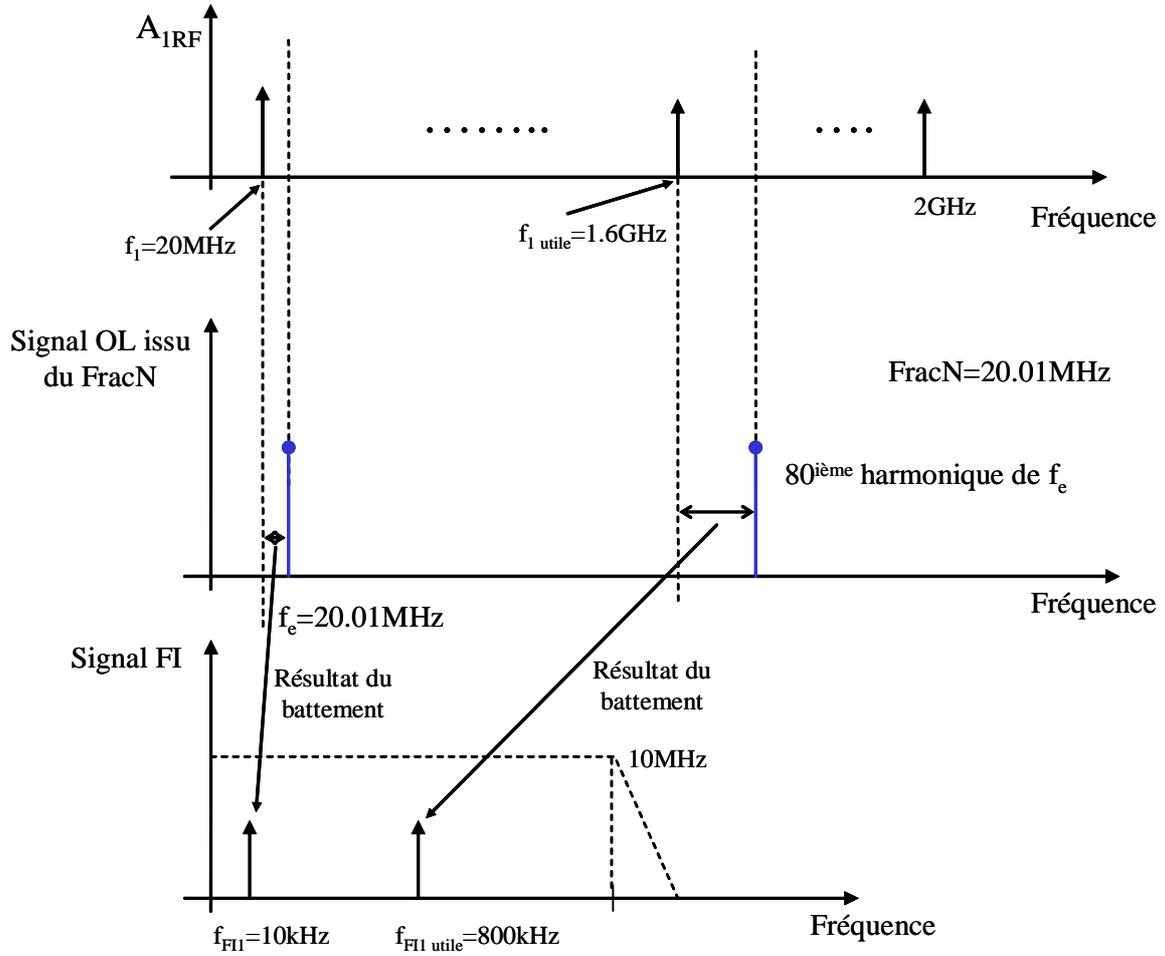


Figure III. 49 Un exemple de mélange harmonique.

L'étalonnage du LSNA est donc un étalonnage classique avec les trois étapes :

- L'étalonnage SOLT classique avec un balayage en fréquence de 20MHz à 2GHz.
- Un étalonnage en puissance classique avec un balayage en fréquence de 20MHz à 2GHz.

Ces deux étalonnages permettent de déduire le module de  $K$  et les termes  $\beta_{1i}$ ,  $\gamma_{1i}$ ,  $\delta_{1i}$ ,  $\alpha_{2i}$ ,  $\beta_{2i}$ ,  $\gamma_{2i}$  et  $\delta_{2i}$  de la matrice d'erreur présents dans la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} A_{1i} \\ B_{1i} \\ A_{2i} \\ B_{2i} \end{bmatrix}_{DST} = |K_i| e^{j\varphi_i} \times \begin{bmatrix} 1 & \beta_{1i} & 0 & 0 \\ \gamma_{1i} & \delta_{1i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_{2i} & \beta_{2i} \\ 0 & 0 & \gamma_{2i} & \delta_{2i} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{1i} \\ B_{1i} \\ A_{2i} \\ B_{2i} \end{bmatrix}_{Mesuré} \quad (III-16)$$

$i$  correspond aux fréquences RF qui s'étendent de 20MHz à 2GHz donc  $i \in [1 ; 100]$

La dernière étape consiste en l'étalonnage en phase absolu pour déterminer  $\varphi_i$  dans la relation précédente. Cet étalonnage en phase absolu est mis en œuvre pour la première fois avec le LSNA et avec l'utilisation du nouveau générateur de référence en phase. Ce générateur est connecté dans les plans du DST avec un signal d'excitation de 20MHz synchrone de tous les autres appareils de mesure du LSNA.

Une fois cet étalonnage réalisé, le banc est alors entièrement calibré et une extraction des matrices utiles peut être réalisée : les matrices utiles correspondent aux matrices des fréquences utiles du signal RF de test à  $f_{1 \text{ utile}}$ ,  $f_{2 \text{ utile}}$ ,  $f_{3 \text{ utile}}$  et  $f_{4 \text{ utile}}$  par exemple.

Cette méthode présente deux avantages fondamentaux :

- La procédure d'étalonnage est exactement la même que celle utilisée pour un étalonnage de type CW.
- Le générateur de référence en phase est obtenu à partir d'une mesure issue d'un instrument dont la traçabilité de l'étalonnage est connue et bien établie actuellement.

#### III.2.4.4 Résultats de Mesures d'intermodulation d'un amplificateur ATOP 2W

L'étalonnage du système est réalisé comme décrit précédemment aux fréquences :  $f_{1 \text{ utile}}=1.6\text{GHz}$ ,  $f_{2 \text{ utile}}=1.62\text{GHz}$ ,  $f_{3 \text{ utile}}=1.64\text{GHz}$  et  $f_{4 \text{ utile}}=1.66\text{GHz}$ . Les fréquences  $f_{2 \text{ utile}}$  et  $f_{3 \text{ utile}}$  correspondent aux fréquences  $f_1$ ,  $f_2$  d'un signal biton d'excitation des DST. Si ces DST sont non-linéaires les fréquences  $f_{1 \text{ utile}}$  et  $f_{4 \text{ utile}}$  correspondent aux fréquences d'intermodulation générées par le DST. En résumé sur les graphes suivants les fréquences seront nommées ainsi :

$$f_{1 \text{ utile}}=2f_1-f_2, f_{2 \text{ utile}}=f_1, f_{3 \text{ utile}}=f_2 \text{ et } f_{4 \text{ utile}}=2f_2-f_1.$$

Schéma de principe est donné figure III.50.

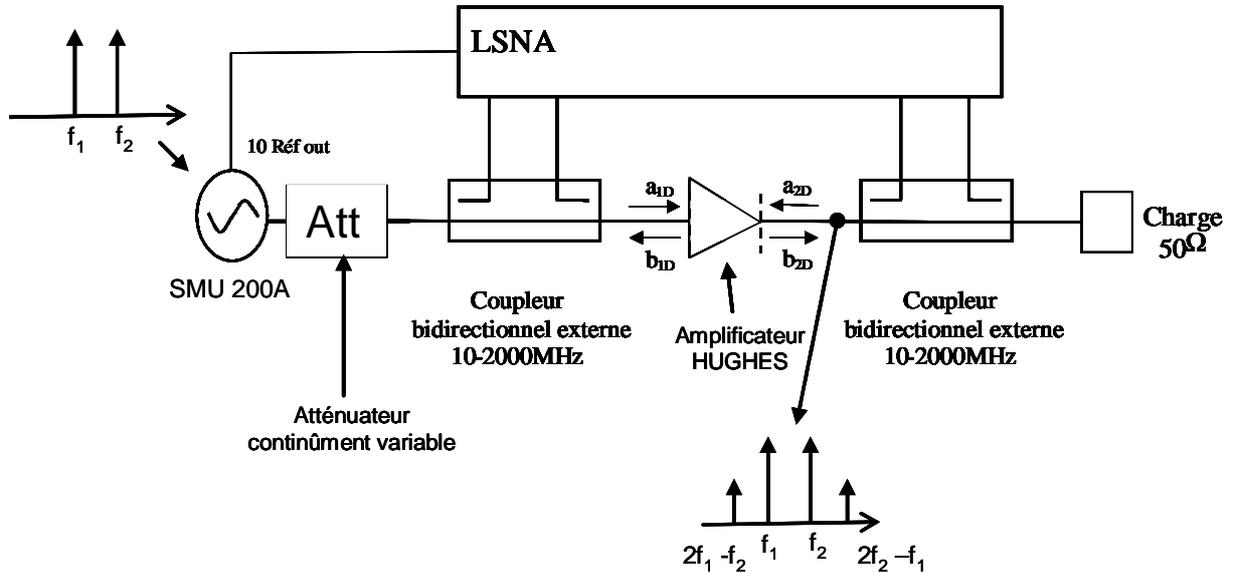


Figure III. 50 Configuration de mesure d'intermodulation.

Des mesures d'ondes absolues en module et en phase sur l'amplificateur HUGHES 1-2GHz ont été effectuées dans une configuration biporteuse. Le signal d'excitation utilisé pour la caractérisation de cet amplificateur est donc un signal à 2 porteuses avec des écarts fréquentiels de  $f_2 - f_1 = 20\text{MHz}$ . Il est généré à l'aide du générateur SMU 200A.

Les Figures III.51 et Les Figures III.52 présentent les amplitudes et les phases absolues des ondes  $a_1$  et  $b_2$  aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence  $f_1$ .

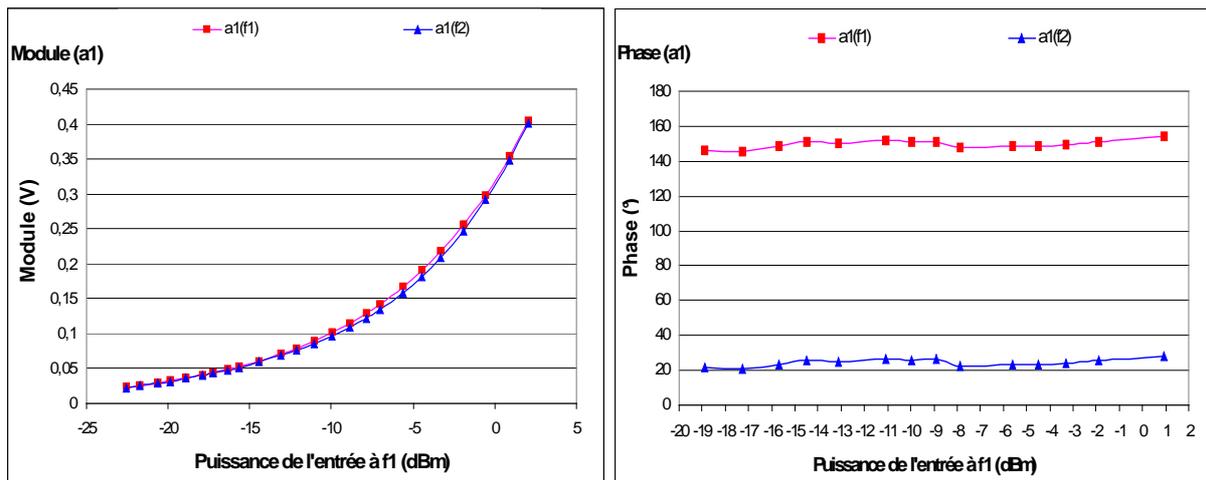


Figure III. 51 Mesure de l'onde  $a_1$  à  $f_1$  et  $f_2$ .

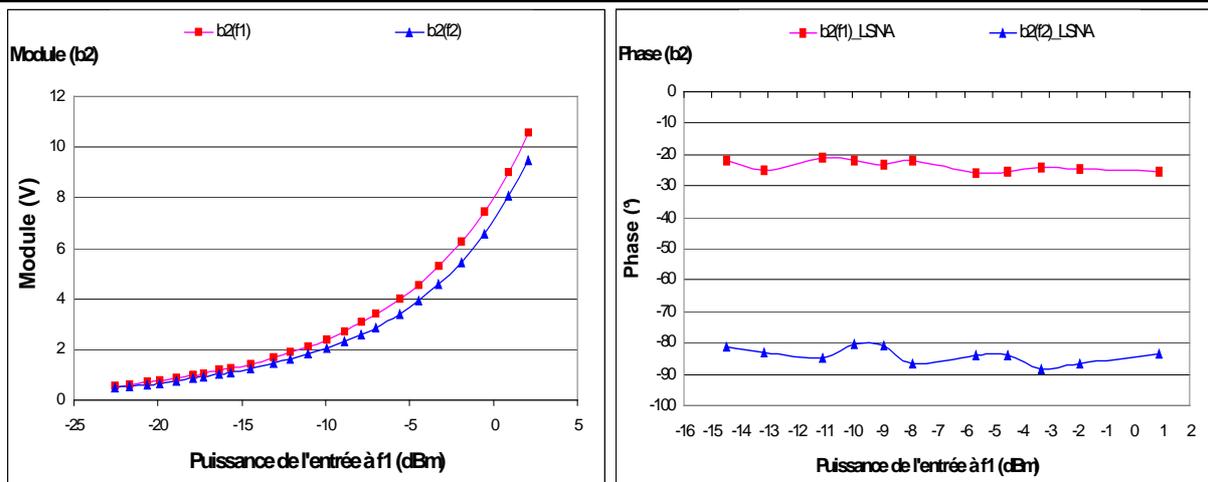


Figure III. 52 Mesure de l'onde  $a_2$  à  $f_1$  et  $f_2$ .

On peut constater que l'amplitude de l'onde  $a_1$  est la même aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  et une différence d'environ 0.5V d'amplitude entre les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  pour l'onde  $b_2$ . Sur les courbes de phase, on remarque une légère variation de la phase des ondes  $a_1$  et  $b_2$  aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ . les problèmes de sauts de phase rencontrés dans le paragraphe III.2.2.4 ont été éliminés en utilisant en sortie du SMU 200A un atténuateur continûment variable.

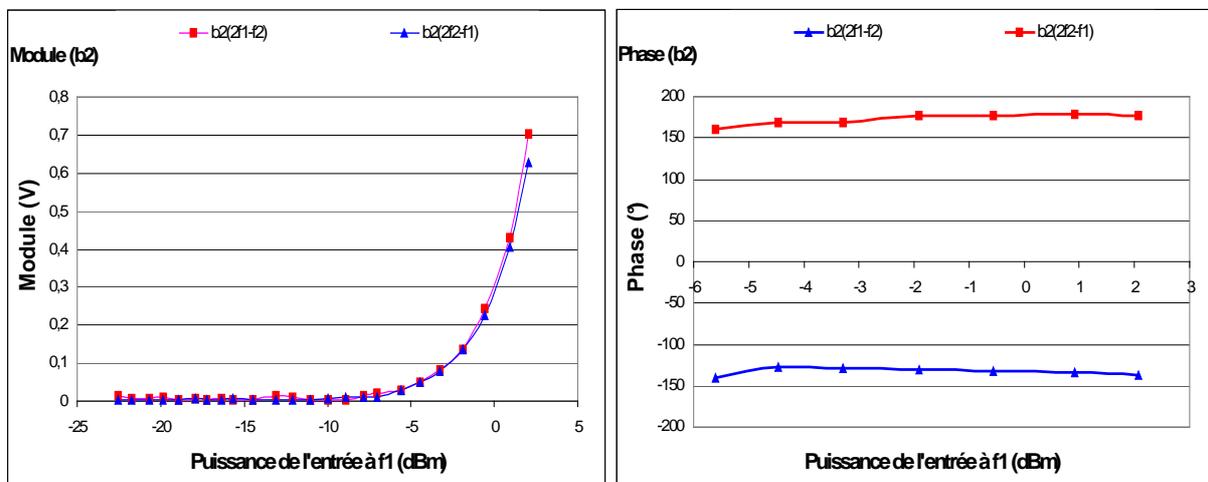


Figure III. 53 Mesure de l'onde  $a_2$  à  $2f_1-f_2$  et  $2f_2-f_1$ .

Les résultats obtenus sur la Figure III.53 montrent l'évolution de l'onde  $b_2$  en amplitude et en phase aux fréquences d'intermodulation  $2f_1-f_2$  et  $2f_2-f_1$ . On remarque aussi une légère variation de la phase de l'onde  $b_2$  aux fréquences  $2f_1-f_2$  et  $2f_2-f_1$ .

### III.2.4.5 Mesures comparatives de l'amplificateur ATOP 2W entre le LSNA et un banc de mesure d'enveloppe

Des mesures sur l'amplificateur HUGHES 1-2GHz ont été effectuées à l'aide d'un banc de caractérisation d'enveloppe [14][15] avec les mêmes signaux d'excitation.

Le principe de ce banc de caractérisation d'enveloppe est le suivant :

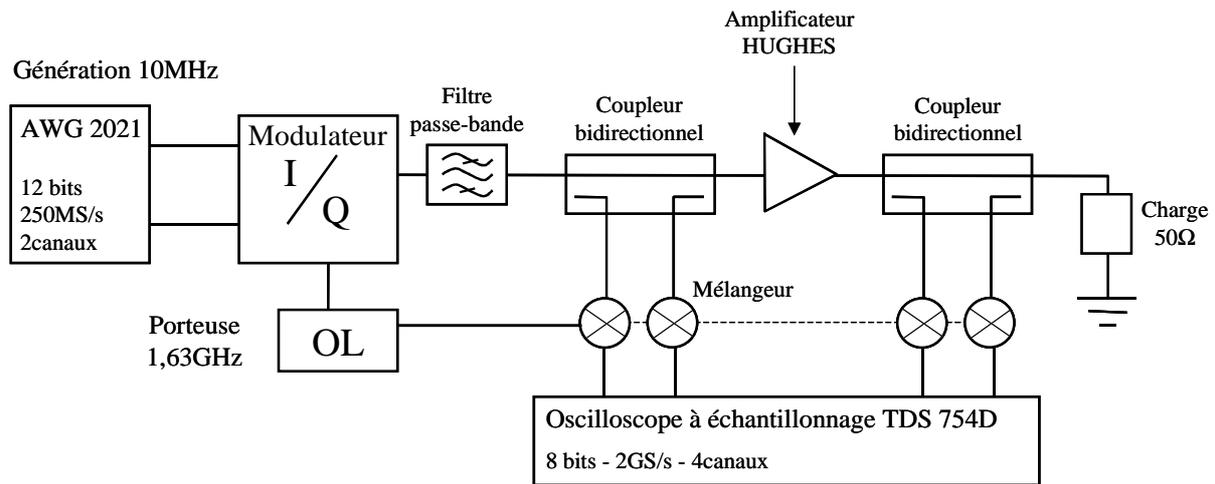


Figure III. 54 Banc de caractérisation d'enveloppe.

Chaque système est étalonné avec une procédure différente. Les deux bancs permettent une mesure des ondes absolues des signaux RF pour le LSNA et de l'enveloppe pour le banc de caractérisation d'enveloppe une comparaison de rapport des ondes calculées à partir de la mesure d'ondes absolues est réalisable entre les deux bancs. Il est donc possible de comparer la conversion AM/PM déduites des mesures absolues sur chaque banc. Cette comparaison à  $f_1$  et à  $f_2$  est faite sur les figures III.55 et Figure III.56.

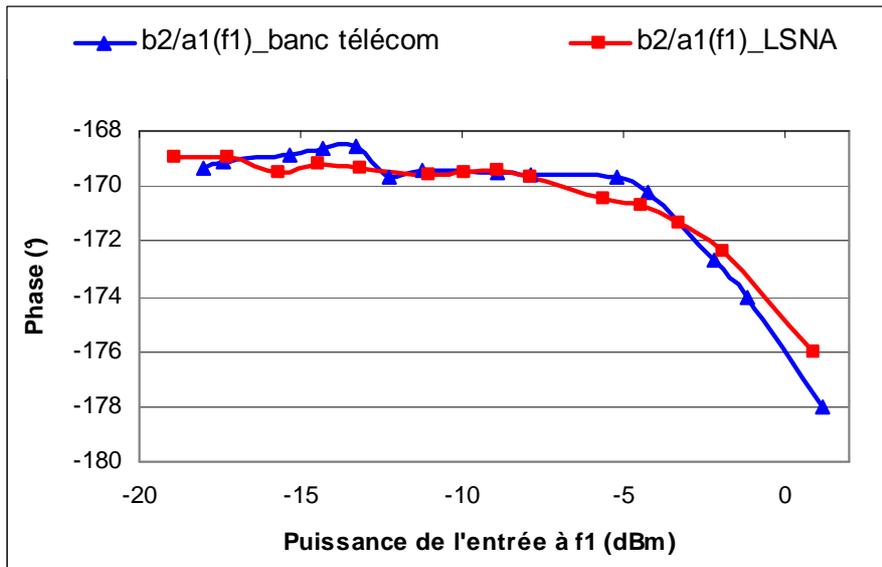


Figure III. 55 Conversion AM/PM à  $f_1$ .

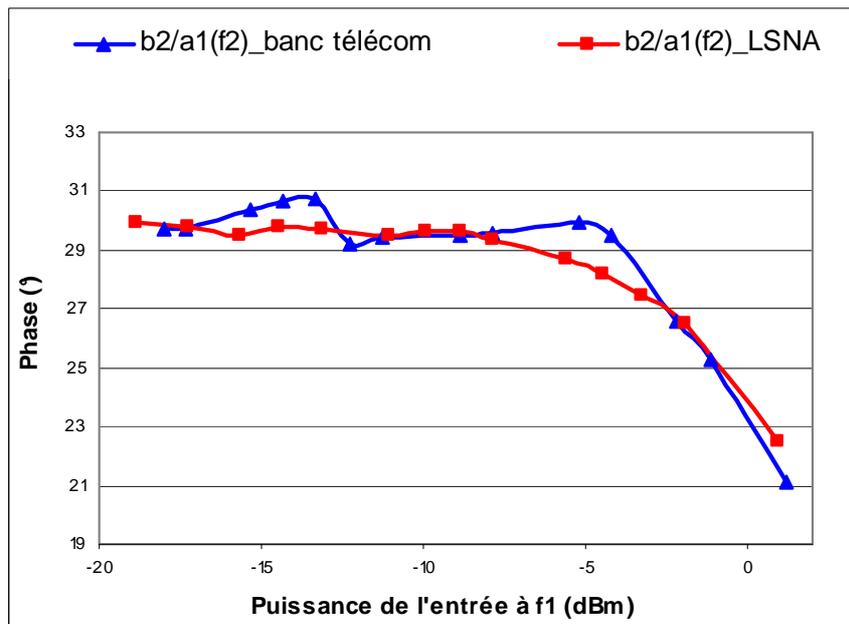


Figure III. 56 Conversion AM/PM à  $f_2$ .

On constate une excellente correspondance entre ces mesures sur deux bancs totalement différents. Cela permet une première validation de la mesure des ondes de puissances absolues d'un signal multiporteuse large bande fondée sur la nouvelle utilisation du LSNA.

### III.2.4.6 Comparaison de la mesure d'un signal multiporteuse avec le LSNA et avec l'oscilloscope à échantillonnage DSO Agilent 80204A

Afin d'effectuer une nouvelle validation de la mesure calibrée d'un signal multiporteuse large bande, nous avons mis en œuvre la comparaison de la mesure de ce signal avec deux instruments :

- Le LSNA calibré avec le nouveau générateur de référence en phase.
- Un oscilloscope à échantillonnage Agilent Infiniium 80204B.

Le signal Rf mesuré est composé de 5 porteuses espacées de 20MHz, centré sur 1GHz, d'amplitudes identiques et de phase nulle, généré par le SMU 200A. L'oscilloscope Agilent Infiniium 80204B a une bande passante de 13GHz, un taux d'échantillonnage maximal de 40GS/s et une résolution verticale de 8bits. Des informations sur l'architecture interne de cet oscilloscope et son étalonnage ne sont pas diffusées par le constructeur actuellement.

La figure III.57 représente la phase de l'onde absolue  $a_1$  du signal RF multiporteuse en utilisant l'oscilloscope 80204B et la phase de l'onde absolue  $a_1$  de ce même signal en utilisant le LSNA calibré avec le nouveau générateur étalon.

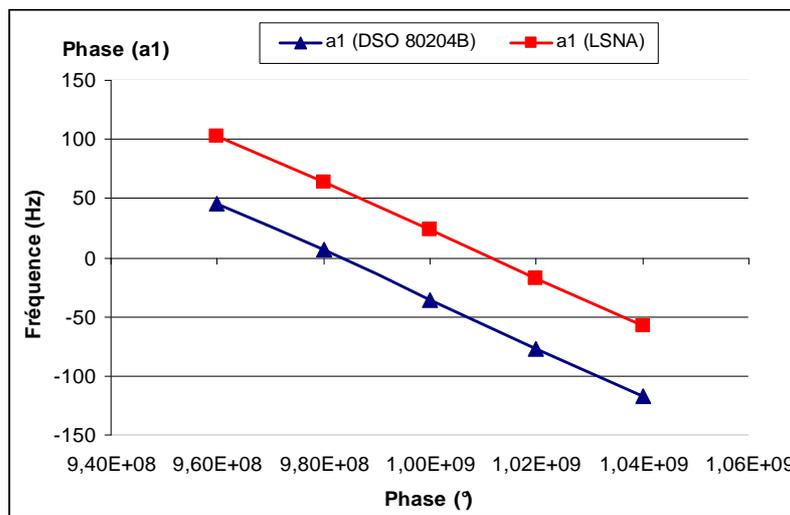


Figure III. 57 Mesure de phase de l'onde  $a_1$  par les deux instruments de mesure.

On observe une variation de phase linéaire en fonction de la fréquence pour les deux mesures avec exactement la même pente et une et une ordonnée à l'origine différente (le temps d'acquisition n'est pas le même).

La figure suivante représente la différence de phase entre les fréquences successives mesurées par les deux instruments.

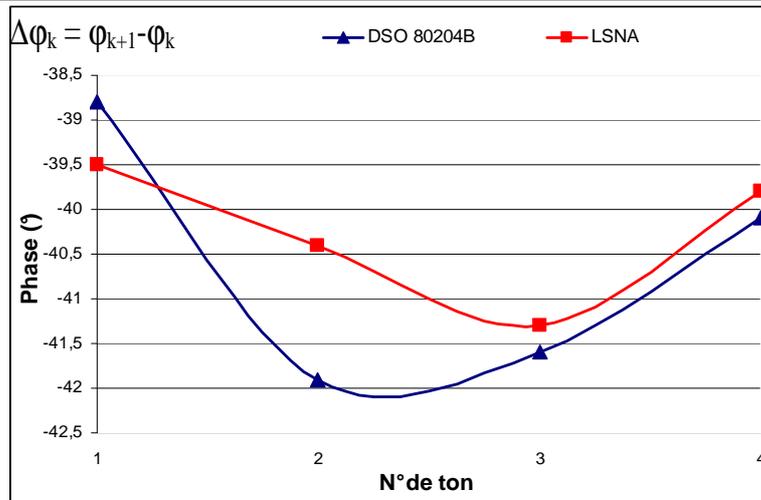


Figure III. 58 Ecart de phase successive pour les deux instruments de mesure.

On observe une valeur moyenne  $\Delta\phi_k$  de  $-40.5^\circ$  mesurée par les deux instruments de mesure. La mesure de phase avec le LSNA calibré avec le nouveau générateur étalon en phase donne une erreur de phase de  $\pm 1^\circ$  sur la bande de 80MHz et la mesure de phase avec l'oscilloscope 80204B donne une erreur de phase de  $\pm 1.5^\circ$  sur la même bande.

Les deux instruments donnent une précision de mesure semblable. L'avantage de l'oscilloscope est la mise en œuvre aisée. L'avantage du LSNA est sa bande passante de 40GHz et la précision des CANs 14bits.

## **Conclusion du chapitre III :**

Le chapitre III a démontré la possibilité d'effectuer des mesures large bande avec la technique de sous échantillonnage utilisée dans le LSNA.

Deux techniques principales ont été présentées :

- Une technique d'entrelacement de sous-bandes étroites. Elle est complexe, pose encore quelques problèmes de précision mais permet de faire des mesures si l'on ne dispose pas d'un générateur étalon large bande.
- Une technique plus naturelle consistant à utiliser un générateur étalon large bande. Cette dernière présente néanmoins peut être une difficulté de mise en œuvre si on souhaite faire des mesures de multiplex fréquentiels à plus haute fréquence (bandes Ku ou Ka).

On retiendra peut être de ce chapitre que le point dur mais aussi le point clé, est l'autocalibrage de l'oscilloscope ayant servi à faire les mesures de l'étalon de phase multiporteuse.

## **Références du chapitre III :**

- [1] A. Soury "Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 39-2002, Avril 2002.
- [2] Christophe Mazière "Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARS" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 40-2004, novembre 2004.
- [3] Alain Barel, Yves Rolain "A microwave multitone with known phase for the calibration of narrowbanded nonlinear vectorial network analyzer measurements" 1998 IEEE MTT-S Digest
- [4] Philip Vael, Yves Rolain "A controllable phase coherent modulated RF signal for the use with microwave network analyzer measurements" 1999 IEEE MTT-S Digest.
- [5] Alain Barel, Yves Rolain "Validation of a microwave multitone signal with known phase" 1999 IEEE MTT-S Digest.
- [6] Liesbeth Gommé, Alain Barel, Yves Rolain and Frans Verbeyt "Fine frequency grid phase calibration setup for the large signal network analyzer" 2006 IEEE.
- [7] Noriharu Suematsu, Tomonori Shigematsu, Yoshitada Iyama and Osami Ishida "Transfer characteristic of IM3 relative phase for a GaAs FET amplifier" 1997 IEEE MTT-S Digest.
- [8] Joel Dunsmore, David Goldberg "Novel Two-tone Intermodulation phase measurement for evaluating amplifier memory effects" 33rd European Microwave Conference - Munich 2003.
- [9] Dunsmore, J., "Novel Method for Vector Mixer Characterization and Mixer Test System Vector Error Correction", Proceedings of 2002 MTT-S, pf. 1833-1836.
- [10] Youngoo Yang, Jaehyok Yi, Joongjin Nam, Bumman Kim, and Myungkyu Park "Measurement of two-tone transfer characteristics of high-power amplifiers" 2001 IEEE.
- [11] Bumman Kim, Youngoo Yang, Jeonghyeon Cha, Young Yun Woo, and Jaehyok Yi "Measurement of memory effect of high-power Si LDMOSFET amplifier using two-tone phase evaluation" 60th ARFTG Conference Digest Volume 60, Dec. 2002.
- [12] Mohammed EL Yaagoubi, Guillaume Neveux, D.Barataud, J.M.Nebus, J.Verspecht "Accurate phase measurements of broadband Multitone signals using a specific configuration of a Large Signal Network Analyzer" 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, San

Francisco (USA), 11-16 juin 2006.

[13] M. R. Schroeder, "Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation" *Information Theory, IEEE Transactions on* Volume 16, Issue 1, Jan 1970  
Page(s):85 – 89.

[14] Tibault REVEYRAND "Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs" Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 25 avril 2002  
n° : 15-2002

[15] F. Macraigne "Développement d'un système de mesure temporel d'enveloppe de dispositifs non linéaires microondes" Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 12 Décembre 2005, n° :  
68-2005.



# Conclusion générale



## **Conclusion générale et perspectives**

Dans le domaine des composants et des circuits non-linéaires micro-ondes le développement d'une instrumentation temporelle calibrée est importante pour faire un lien encore plus étroit avec les aspects de modélisation.

La technique de sous échantillonnage est celle qui permet d'atteindre les meilleures dynamiques de mesure par rapport à un échantillonnage "direct" à plus haute fréquence mais elle s'accommode assez mal par nature à des signaux plus complexes que des signaux CW ou des signaux répétitifs modulés bande étroite.

Le chapitre I a donné un aperçu de ces problématiques et un état actuel à notre connaissance. Il est cependant certain que ces techniques (échantillonnage direct ou sous échantillonnage) vont connaître une avancée dans les prochaines années avec les progrès des technologies de composants ultra rapides (SiGe, CMOS, INP). C'est délicat à court et moyen terme pour transposer ces techniques dans le domaine des systèmes de réception directe (radiologique) en raison des consommations élevées pour une vitesse et une quantification verticale satisfaisantes.

Pour la caractérisation de transistors pour l'expertise de technologies d'une part et la CAO des circuits d'autre part, l'utilisation de signaux CW et leur mesure temporelle relativement bien maîtrisée est un pas important. Quelques exemples ont été illustrés dans le chapitre II. La caractérisation temporelle de transistors de puissance en mode pulsé est également intéressante dès lors que l'on veut aborder plus en détail les aspects thermiques. Elle est en cours d'élaboration au sein du département C2S2 de XLIM.

En ce qui concerne les caractérisations de linéarité de composants. Les mesures biporteuse à l'analyseur de réseaux vectoriel ou de spectre sont les mieux adaptées en terme de dynamique dès lors qu'on s'intéressera surtout aux amplitudes des signaux.

Pour ce qui est des modules et des sous systèmes, la caractérisation et la modélisation de nature comportementale requiert l'utilisation de signaux plus complexes type multi-porteuse.

Le chapitre III a montré une contribution d'un point de vue instrumentation à cette technique. Nous avons proposé et développé une solution mais il est vrai que par manque de temps, elle n'a pas été encore exploitée pour les aspects modules et systèmes car l'intérêt réside

### *Conclusion Générale.*

---

surtout dans des équipements d'assez forte puissance pour qu'ils soient le siège d'effets dynamiques non-linéaires excités seulement en présence de signaux modulés. Dans ce contexte il est important d'avoir les phases des raies spectrales d'intermodulation.

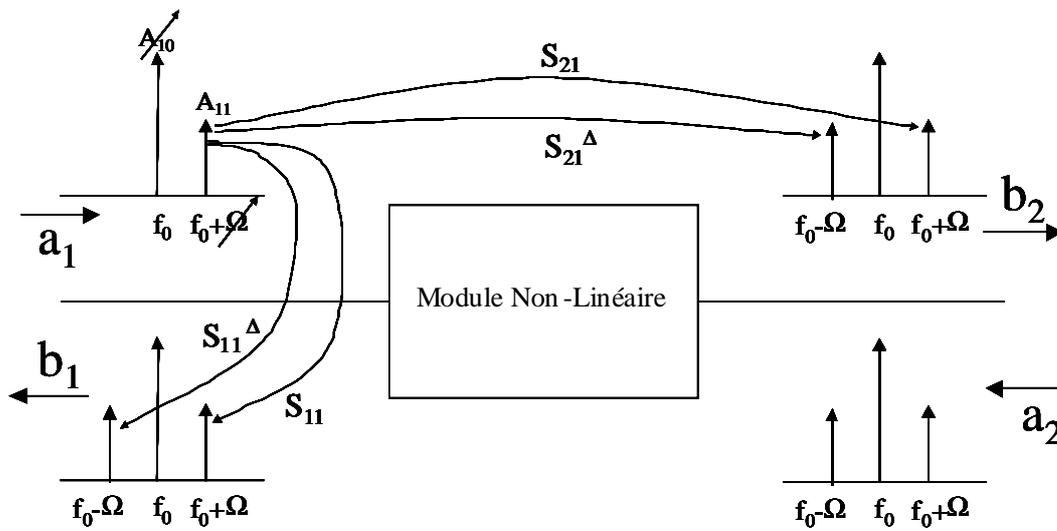
D'un point de vue de la caractérisation de composants, une perspective naturelle à ce travail est la montée en fréquence vers le domaine millimétrique mais limitée à une caractérisation de type CW avec quelques harmoniques.  $F_{0Max}=30GHz$  paraît raisonnable compte tenu des oscilloscopes à échantillonnage présents sur le marché (Agilent et LeCroy bande 80GHz à 100 GHz (WaveExpert 9000 et SDA 100G)). Outre les difficultés liées au développement de mesures millimétriques on se trouvera confronté à l'absence totale de générateur de phase de référence. La caractérisation d'un étalon passera alors probablement par des techniques électro-optiques.

D'un point de vue de la caractérisation de modules ou de sous systèmes, comme il a été indiqué précédemment le couplage du LSNA avec un banc de mesure d'effets multipactor dans les OMUX constitue une prolongation à ce travail.

En ce qui concerne les modules amplificateurs de puissance, l'intérêt se situe d'avantage dans la montée en puissance que la montée en fréquence.

En effet, dans ce cadre les effets dispersifs non-linéaires (effets de mémoire) sont plus significatifs et doivent être modélisés pour la simulation de type système.

Une voie étudiée au sein de XLIM C2S2 est fondée sur le formalisme des séries de voltera dynamique que l'on va décrire pour simplifier comme étant des fonctions de transfert linéaires en fréquence sur la bande passante mais non-linéaires en niveau (filtres paramétriques). Une extraction de ces fonctions constitue un problème majeur. On peut l'aborder avec notre outil de la manière suivante :



- $A_{10}$  est balayée en niveau
- $A_{11}$  est d'un niveau faible et balayée en fréquence  $\Omega$

D'après [\*], 4 paramètres  $S_{ij}(A_{10}, \Omega)$  et 4 paramètres  $S_{ij}^\Delta(A_{10}, \Omega)$  apparaissant comme une extension en fort signal des paramètres [S] conventionnels, offrent une possibilité intéressante de modélisation boîte-noire pour la simulation de chaîne d'équipements non idéalement adaptés. Seule une instrumentation de type LSNA permet actuellement d'extraire ces paramètres avec une bonne dynamique et une bonne précision.

[\*] Soury, A.; Ngoya, E.; Rousset, J.; "Behavioral modeling of RF and microwave circuit blocks for hierarchical simulation of modern transceivers" Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MIT-S International 12-17 June 2005.

## Liste des publications:

Mohammed EL Yaagoubi, Fabien De Groote, J.P.Teyssier, D.Barataud, J.M.Nebus, R.Quéré, S.Heckmann, D.Floriot "Mesure des lieux de claquage dynamiques de transistors HBT par mesures des tensions/courants temporels à l'aide d'un système LSNA" 14èmes Journées Nationales Micro-ondes, Nantes 11-12-13 mai 2005.

Mohammed EL Yaagoubi, Guillaume Neveux, D.Barataud, J.M.Nebus, J.Verspecht "Accurate phase measurements of broadband Multitone signals using a specific configuration of a Large Signal Network Analyzer" 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, San Francisco (USA), 11-16 juin 2006.

F. Blanchet, D. Pache, A. Giry, M. El Yaagoubi, D. Barataud, J. M. Nebus "Linearity measurements of Si/SiGe Heterojunction Bipolar Transistor using a Large Signal Network Analyzer with an harmonic Load-Pull setup" PRIME 2<sup>nd</sup> Conference on Ph. D. Research in MicroElectronics and Electronics Obtention du "Bronze Leaf Certificate" Otranto (Lecce), Italy, 11-15 Juin 2006.

Floria Blanchet, Mohammed El Yaagoubi, Denis Barataud, Jean-Michel Nebus, Denis Pache, Alexandre Giry "Linearity measurements of Si/SiGe Heterojunction Bipolar Transistor using a Large Signal Network Analyzer with an harmonic Load-Pull setup" European Microwave Week 36th European Microwave Conference, Manchester, UK, 10-15 September 2006.