

UNIVERSITE DE LIMOGES

Faculté des Sciences et Techniques

Ecole Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information

Laboratoire XLIM, Département Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes
Fréquences

Année : 2009

Thèse N° 80-2009

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes

Présentée et soutenue publiquement par

Mouhamad ABOU CHAHINE

Le 18 Décembre 2009

Développement d'un Banc de Caractérisation Fonctionnelle Large Bande (Porteuses et Enveloppes) dans le Domaine Temporel de Dispositifs non linéaires microondes

Directeurs de Thèse : Jean Michel Nebus et Denis Barataud

Jury :

Philippe DIBIN	Professeur, Université de Limoges	Président
Bernard HUYART	Professeur, TELECOM PARIS TECH, Paris	Rapporteur
Daniel PASQUET	Professeur, ENSEA CERGY	Rapporteur
William REBERNAK	Ingénieur, THALES COMMUNICATIONS-Colombes	Examineur
Francis BRASSEAU	Ingénieur, THALES ALENIA SPACE-Toulouse	Examineur
Jean pierre TEYSSIER	Professeur, Université de Limoges	Examineur
Jean Michel NEBUS	Professeur, Université de Limoges	Examineur
Denis BARATAUD	Maître de conférences (HDR), Université de Limoges	Examineur
Francis GIZARD	Ingénieur, CNES TOULOUSE	Invité
Guillaume NEVEUX	Maître de conférences, Université de Limoges	Invité
Tibault REVEYRAND	Ingénieur CNRS, Université de Limoges	Invité

Dédicace :

A ma fiancée,

A mon père et ma mère,

A mes frères et ma sœur.

Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein de l'institut de recherche XLIM C^2S^2 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 (HDR) et Guillaume Neveux que je remercie pour leur patience et la confiance qu'ils m'ont accordées.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Raymond Quéré, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe C^2S^2 .

Je remercie Monsieur Tibault Reveyrand, Ingénieur d'étude dans le projet instrumentation avancée dans l'équipe C^2S^2 pour son aide et ses renseignements très utiles ainsi que pour son esprit de partage de connaissances.

Un grand merci également à messieurs Daniel Pasquet Professeur à l'ENSEA et Bernard Huyart Professeur à l'ENST Paris qui ont accepté de rapporter mes travaux.

Je témoigne ma reconnaissance à Monsieur Philippe Dibin (Professeur à l'Université de Limoges), Monsieur William Rebernak (Ingénieur à THALES COMMUNICATIONS), Monsieur Francis Brasseur (Ingénieur Thales Alenia Space - Toulouse), et Monsieur Jean-Pierre Teyssier (Professeur à l'Université à Limoges) d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

Je tiens également à exprimer mes remerciements à Monsieur Francis Gizard d'avoir accepté de participer à ce jury.

Je tiens à remercier chaleureusement l'ensemble des membres du Laboratoire C^2S^2 pour leur sympathie.

J'ai également une pensée toute particulière pour ma fiancée, 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.

Table des matières

I	INTRODUCTION GENERALE	13
I	TECHNIQUES DE RECEPTIONS DES SIGNAUX MICROONDES MULTI STANDARDS POUR LES RADIOCOMMUNICATIONS ET L'INSTRUMENTATION	19
I.1	Introduction	19
I.2	Rappels théoriques sur la numérisation : Echantillonnage/ Quantification	20
I.2.1	Introduction.....	20
I.2.2	Présentation générale de la conversion analogique numérique.....	20
I.2.3	Echantillonnage des signaux analogiques.....	22
I.2.3.1	Ecriture mathématique de l'échantillonnage	22
I.2.3.2	Théorème de Shannon/Nyquist	23
I.2.3.3	Notion de repliement du spectre.....	24
I.2.3.4	Expression mathématique de l'échantillonnage/Blocage	25
I.2.4	Théorie de la quantification	26
I.2.4.1	Bruit de quantification.....	28
I.2.4.2	Rapport signal à bruit (SNR).....	29
I.2.4.3	Fréquence d'échantillonnage.....	31
I.2.4.4	Filtrage numérique	32
I.2.4.5	Non linéarité du convertisseur.....	32
I.2.5	Principaux facteurs de mérite des convertisseurs analogiques numériques pour des signaux simples sinusoïdaux.....	33
I.2.5.1	Le SNR.....	33
I.2.5.2	La distorsion d'harmonique totale (THD).....	33
I.2.5.3	Le SNR avec distorsion (SINAD).....	34
I.2.5.4	Le nombre de bits effectifs (N_{eff} ou ENOB).....	34
I.2.5.5	La SFDR.....	35
I.2.5.6	Durée des impulsions d'échantillonnage.....	35
I.2.5.7	Gigue temporelle des instants d'échantillonnage	36
I.3	Architectures générales des récepteurs des signaux microondes	38
I.3.1	Récepteurs superhétérodynes	39
I.3.2	Récepteurs à conversion directe.....	40
I.3.3	Récepteurs faible FI.....	41
I.3.4	Récepteurs à sous-échantillonnage	42
I.4	Principaux critères de performance des récepteurs à sous-échantillonnage.....	43
I.4.1	Pertes/Gain de conversion.....	43

I.4.2	Facteurs de bruit F	44
I.4.2.1	Définitions pour un mélangeur simple	44
I.4.2.2	Schéma blocs et Facteur de bruit.....	45
I.4.2.3	Rappel du théorème de FRIIS	45
I.4.2.4	Facteur de bruit d'une tête de réception à sous-échantillonnage	47
I.5	Conclusion.....	54
II	CONCEPTION ET REALISATION D'UN RECEPTEUR 4 CANAUX LARGE BANDE FONDE SUR LE PRINCIPE DE SOUS-ECHANTILLONNAGE	59
II.1	Introduction	59
II.2	Choix du dispositif de conversion de fréquence : l'échantillonneur et les modifications apportées.....	60
II.2.1	Description de l'architecture d'une tête d'échantillonnage.....	61
II.2.2	Modifications des têtes de réception.....	65
II.2.2.1	Introduction	65
II.2.2.2	Modification des têtes de réception.....	65
II.2.3	Caractérisation des têtes d'échantillonnage modifiées sans les circuits FI.....	67
II.2.3.1	Introduction	67
II.2.3.2	Gain de conversion RF/FI : bande passante FI.....	68
II.2.3.3	Caractérisation des samplers en bande passante RF.....	69
II.2.3.4	Caractérisation des samplers en bande passante OL	70
II.2.3.5	Caractérisation des samplers en terme de dynamique	71
II.2.3.6	Caractérisation des samplers en terme de facteur de bruit.....	72
II.3	Conception et réalisation des circuits FI.....	78
II.4	Maquette du récepteur large bande à sous-échantillonnage.....	80
II.4.1	Description théorique du récepteur large bande à sous-échantillonnage 4 canaux pour des excitations de DST de type CW.....	80
II.4.1.1	Principe de sous-échantillonnage	82
II.4.2	Description de la maquette finale réalisée	86
II.4.3	Caractérisation de la maquette du récepteur large bande à sous-échantillonnage.....	89
II.5	Etalonnage du banc de caractérisation fonctionnelle large bande dans le domaine temporel.....	90
II.5.1	Etalonnage classique pour des caractérisations temporelles à partir de signaux d'excitation CW	92
II.5.2	Etalonnage pour des caractérisations temporelles à partir de signaux d'excitations modulés	102
II.6	Conclusion	111
III	APPLICATIONS DU BANC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE TEMPORELLE D'ENVELOPPE 4 CANAUX LARGE BANDE.....	117

III.1	Introduction à l'instrumentation dans le domaine temporel	117
III.2	Banc de caractérisation fonctionnelle temporelle de porteuse.....	119
III.2.1	Introduction.....	120
III.2.2	Description du banc de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel de dispositifs non linéaires soumis à des excitations CW.....	120
III.2.3	Mesures des formes d'ondes temporelles d'un amplificateur de puissance CREE 10 W soumis à des excitations CW.....	123
III.2.3.1	Configuration du banc de mesure.....	123
III.2.3.2	Étalonnage du banc de mesure	126
III.2.3.3	Vérification de l'étalonnage	128
III.2.3.4	Résultats de mesures : Comparaison avec les mesures du LSNA	131
III.3	Banc de caractérisation fonctionnelle temporelle d'enveloppe.....	134
III.3.1	Introduction.....	134
III.3.2	Présentation du phénomène de transmodulation	135
III.3.3	Description du banc de caractérisation temporelle d'enveloppe large bande pour la caractérisation de la transmodulation.....	136
III.3.3.1	Description du générateur de signaux modulés	137
III.3.3.2	Description du signal modulé de test.....	140
III.4	Mesures temporelles de transmodulation appliquée à un amplificateur de puissance avec et sans mémoire BF	142
III.4.1.1	Étalonnage du banc de mesure	142
III.4.2	Caractéristiques statiques de l'amplificateur sans mémoire BF.....	144
III.4.3	Caractérisation de transmodulation.....	146
III.4.3.1	Caractéristiques de transmodulation ($\Delta f=60$ MHz) pour un amplificateur sans mémoire BF.....	147
III.4.4	Caractéristiques de transmodulation ($\Delta f=110$ MHz) pour un amplificateur sans mémoire BF.....	152
III.4.5	Caractéristiques de transmodulation ($\Delta f=110$ MHz) pour un amplificateur avec mémoire BF	154
III.4.6	Caractéristiques dynamiques de l'amplificateur avec/ sans effets mémoire BF	155
III.5	Modélisation de dispositifs non linéaires à effets de mémoire	159
III.6	Application du banc de mesure à la réception des signaux modulés complexes	167
III.6.1	Introduction.....	167
III.6.2	Rappel sur les principes généraux des modulations numériques	168
III.6.3	Génération d'une modulation QPSK.....	170
III.6.4	Réception d'une modulation QPSK avec le FSQ 4 canaux	174
III.7	Conclusion	180
IV	CONCLUSION GENERALE.....	185

Introduction Générale

I Introduction générale

Le déroulement de cette thèse s'est effectué dans le cadre du projet Lipsys développé par le pôle de compétitivité des hautes technologies en LIMOUSIN (ELOPSYS). Le pôle réunit une vingtaine d'entreprises régionales de hautes technologies et s'appuie sur la capacité de recherche du laboratoire XLIM, entité mixte de recherche CNRS/ Université.

Le projet Lipsys réunit le groupe THALES COMMUNICATIONS, la PME PRANA et la Start-Up AMCAD-ENGINEERING pour le développement de nouvelles architectures innovantes pour les systèmes électroniques hautes fréquences d'émission et de réception de signaux large bande.

Le projet Lipsys a ainsi été mis en place en fin d'année 2006 autour de deux thèmes technologiques :

- Les composants de puissance Grand Gap GaN.
- Les techniques d'échantillonnage ultrarapide à forte dynamique.

Cette thèse s'inscrit dans cette seconde thématique pour des applications de développement d'instrumentation avancée permettant des caractérisations dans le domaine temporel de composants, circuits et sous-systèmes radio fréquences et microondes.

Les dernières avancées technologiques sur les têtes d'échantillonnage ultrarapide (à diode schottky AsGa) ainsi que la résolution des convertisseurs analogiques numériques, permettent aujourd'hui d'envisager des nouvelles architectures pour la réception directe des signaux hyperfréquences. Les fonctions numériques qui les remplacent ou les complètent montent de plus en plus haut en fréquence et reposent sur l'utilisation de DSP ou FPGA. Ces nouvelles technologies sont les fondements de la SDR (Software Design Radio).

La réception directe présente l'avantage de simplifier de manière significative la chaîne de réception des signaux, et de rapprocher la partie numérique du segment de transmission au plus proche de l'antenne. La suppression des étages analogiques de conversion de fréquence entraîne ainsi une diminution importante des coûts et de l'encombrement.

Ainsi, dans le premier chapitre de ce manuscrit nous présenterons les principes fondamentaux de la réception des signaux microondes et les différentes architectures de récepteurs utilisés en fonction des besoins et des spécifications de l'application associée. Toutes ces architectures de réception des signaux microondes reposent sur la mise en oeuvre de fonctions électroniques incontournables comme la numérisation qui est indispensable pour récupérer l'information en version numérique.

Les notions théoriques de la numérisation seront abordées dans la perspective d'une réception des signaux microondes large bande pour l'instrumentation.

Effectivement, actuellement si des solutions instrumentales existent pour numériser des signaux hautes fréquences sur plusieurs canaux simultanément, celles-ci sont souvent contraintes par des signaux de déclenchements très contraignants. D'autres solutions instrumentales proposent des acquisitions par conversion de fréquence. Elles sont souvent large bande et concernent des fréquences porteuses de plus en plus élevées. En revanche, elles ne possèdent qu'un seul canal, ce qui implique l'utilisation de systèmes de commutations qui rendent plus complexes l'acquisition des données dans les plans d'accès des dispositifs sous test.

Enfin, une solution de sous-échantillonnage apparaît comme une alternative plausible permettant de pallier les principaux défauts des solutions oscilloscopiques ou à conversion de fréquence par mélange simple. Cette solution était limitée «naturellement» à des bandes passantes de 20 MHz autour de porteuses pouvant atteindre 50 GHz.

Tout ce travail de thèse réalisé dans le cadre du projet Lipsys porté par le pôle de compétitivité ELOPSYS a donc consisté à mettre en oeuvre un banc de caractérisation fonctionnelle large bande (enveloppes et porteuses). Il doit reposer sur l'utilisation d'un récepteur quatre canaux pour numériser les signaux d'enveloppes et de porteuse tout en permettant l'accès à des bandes passantes supérieures à 100 MHz pour des fréquences porteuses les plus élevées possibles.

La plupart des bancs de caractérisation dans le domaine temporel de dispositifs microondes sont fondés sur une architecture générale présentée sur la figure suivante. Elle fait intervenir principalement :

- un bloc génération.
- Un bloc test-set permettant d'extraire les excitations et les réponses aux accès des dispositifs microondes (quadripôles).

- Un récepteur comprenant des dispositifs à conversion de fréquence comme les têtes d'échantillonnage, des étages FI et enfin des convertisseurs analogiques numériques. Cette structure se retrouve par exemple dans la plupart des analyseurs de réseaux vectoriels, des analyseurs de signaux et dans la plupart des oscilloscopes numériques à échantillonnage.

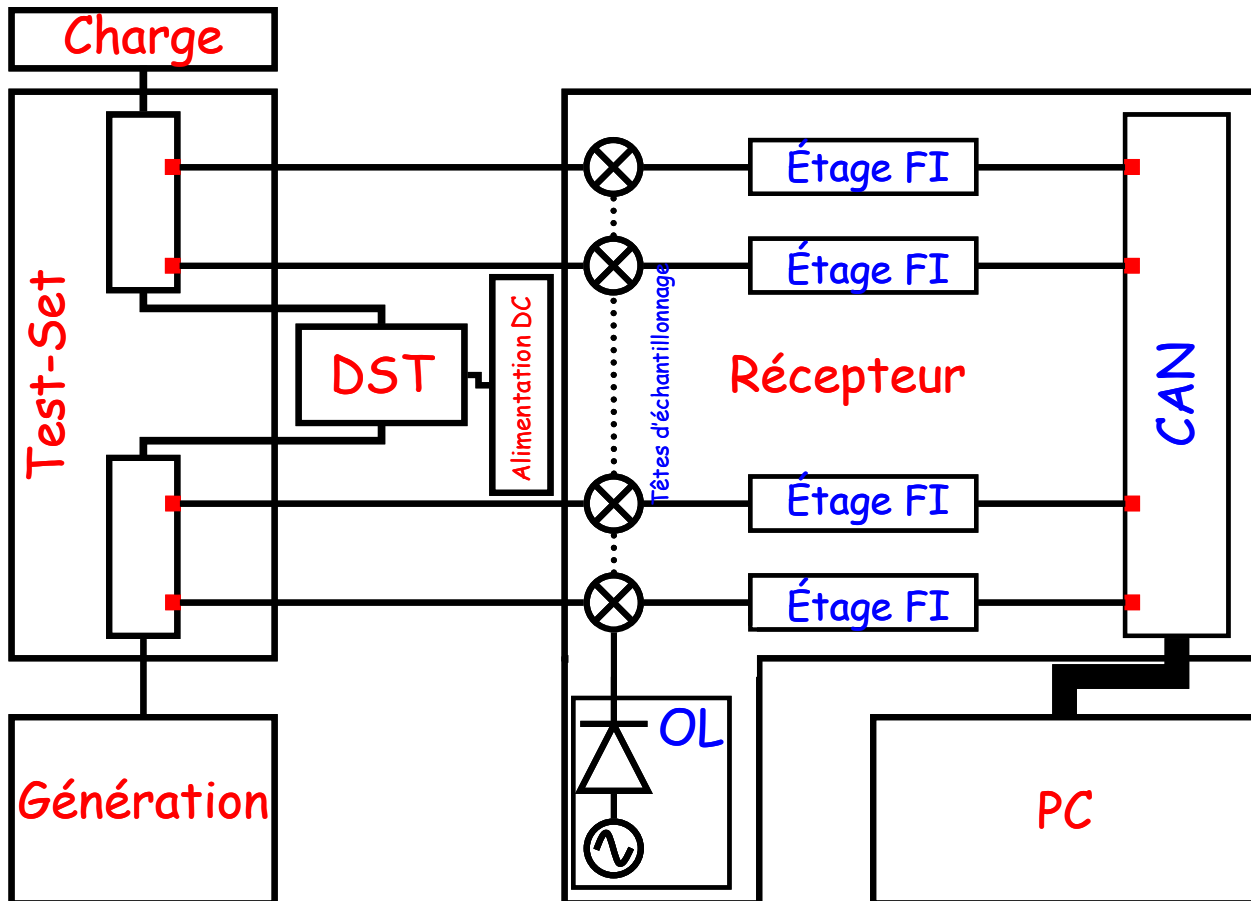


Fig. 0.1 – Schéma général d'un système 4 canaux de réception à sous-échantillonnage

La description de la réalisation de ce système fera l'objet du second chapitre. Dans celui-ci le détail des fonctions, leur réalisation, ainsi que leurs assemblages seront abordés pour la conception de la maquette finale de l'analyseur de signaux microondes 4 canaux large bande. Enfin, une description de l'étalonnage de cette maquette sera présentée et comparée à l'étalonnage d'un équipement de mesure présent dans le laboratoire depuis une dizaine d'année : le « Large Signal Network Analyzer » (LSNA) [0.1]. Une étude comparée des deux systèmes en présence de signaux CW et multitons sera alors présentée.

Le troisième chapitre sera consacré à la présentation des applications de cette maquette. Deux points seront particulièrement abordés, le premier concerne la réception directe de signaux modulés

dans la perspective d'appliquer des techniques de linéarisation d'amplificateur. Le second est dédié à la modélisation comportementale de sous systèmes microondes.

Enfin, la conclusion abordera les avantages et les inconvénients d'un tel démonstrateur dans le monde de l'instrumentation microonde. Les perspectives à donner à ce travail pour améliorer les performances d'une telle maquette seront finalement envisagées.

Chapitre I

I Techniques de réceptions des signaux microondes multi standards pour les radiocommunications et l'instrumentation

I.1 Introduction

Dans les transmissions radio, l'information est généralement transmise par modulation d'une porteuse hyperfréquence. Actuellement, pour obtenir cette modulation et accéder à l'information en réception, des transpositions de fréquence sont généralement réalisées pour ramener le signal modulant en bande de base avant de le numériser à basse fréquence pour pouvoir le traiter et en extraire l'information utile envoyée. Ces transpositions de fréquences sont réalisées par des étages analogiques utilisant des mélangeurs et des amplificateurs qui introduisent, la plupart du temps, de la distorsion et du bruit dans le signal par leurs caractéristiques non linéaires intrinsèques, et des architectures souvent complexes.

Les nouvelles applications qui nécessitent une communication large bande, une montée en fréquence porteuse (30 GHz) et le besoin de disposer de l'information sous forme numérique ont émergés de manière très forte. La solution idéale pour accéder directement à l'information binaire serait de numériser directement le signal hyperfréquence analogique et d'en extraire la modulation par traitement numérique. Cela signifiait alors que le convertisseur analogique numérique devrait être le plus près possible de l'antenne. Cette solution n'est actuellement pas mise en oeuvre car cela suppose que le CAN doit être ultra rapide, d'une grande linéarité et d'une grande dynamique pour éviter les problèmes d'interférences, d'intermodulations et de recouvrement de spectres. Les CAN disponibles actuellement sont trop limités en vitesse et en bande passante pour être utilisés directement en sortie de l'antenne.

Les CAN, bien que leurs performances s'améliorent rapidement, constituent aujourd'hui les principales sources de limitation des performances des récepteurs RF pour les applications larges bandes.

Afin de mieux comprendre ces limitations et envisager les autres solutions possibles, nous présentons dans ce premier chapitre les principes généraux de la conversion analogique numérique. Ensuite, un rappel des principales figures de mérite utilisées pour la spécification des performances

des CAN ainsi qu'une présentation de l'origine et de l'importance de leurs limitations seront abordés. Nous présentons aussi les différentes architectures de récepteur des signaux RF ainsi que les principaux facteurs de mérite de récepteurs à sous-échantillonnage. Ce dernier semble être bien adapté par son architecture aux besoins de bandes passantes demandées pour les nouvelles applications.

I.2 Rappels théoriques sur la numérisation : Echantillonnage/ Quantification

I.2.1 Introduction

L'objectif de ce travail de thèse consiste à élaborer un système permettant de récupérer des échantillons temporels de signaux microondes modulés. Afin de pouvoir déterminer les points durs de l'échantillonnage de signaux modulés microondes, il est nécessaire de rappeler quelques notions théoriques concernant l'échantillonnage.

L'échantillonnage d'un signal est réalisé en utilisant des convertisseurs analogiques numériques (CAN) qui possèdent des fonctions électroniques (échantillonnage, blocage, codage etc.) de plus en plus complexes dans le but de traiter avec le plus de précision possible différents types de signaux. Plusieurs critères ou facteurs de mérite spécifiques ont donc été définis afin d'évaluer la qualité d'un convertisseur analogique numérique.

Les prochains paragraphes sont dédiés à une présentation générale des principes de la conversion analogique numérique ainsi qu'à la description des principaux facteurs de mérite de ces convertisseurs.

I.2.2 Présentation générale de la conversion analogique numérique

La conversion analogique numérique est l'opération qui consiste à transformer un signal analogique continu (en temps et en amplitude) en un signal discret en temps (échantillonnage) et en amplitude (quantification). Elle se divise généralement en deux étapes distinctes : l'**échantillonnage/blocage** et la **quantification**.

Le signal continu analogique $V(t)$ à numériser est échantillonné à un rythme f_e déterminé par une horloge de synchronisation. $V(t)$ est ainsi transformé en une succession d'impulsions courtes

dont l'amplitude est proportionnelle à l'amplitude du signal à numériser (cf. Fig. 1.1). A la sortie de l'échantillonneur, une tension $V_e(t)$, continue par morceaux, est obtenue. Ces échantillons de durées trop courtes pour être convertis directement sont ensuite traités par un bloqueur qui stabilise cette tension afin que la conversion analogique numérique puisse être réalisée. En réalité, les deux fonctions d'échantillonnage et de blocage sont successives pour chacun des échantillons. Elles ne sont pas effectuées simultanément. La période d'échantillonnage T_e est fixée selon le théorème de **Shannon** : la fréquence d'échantillonnage doit être au moins égale au double de la composante fréquentielle maximale du signal continu analogique.

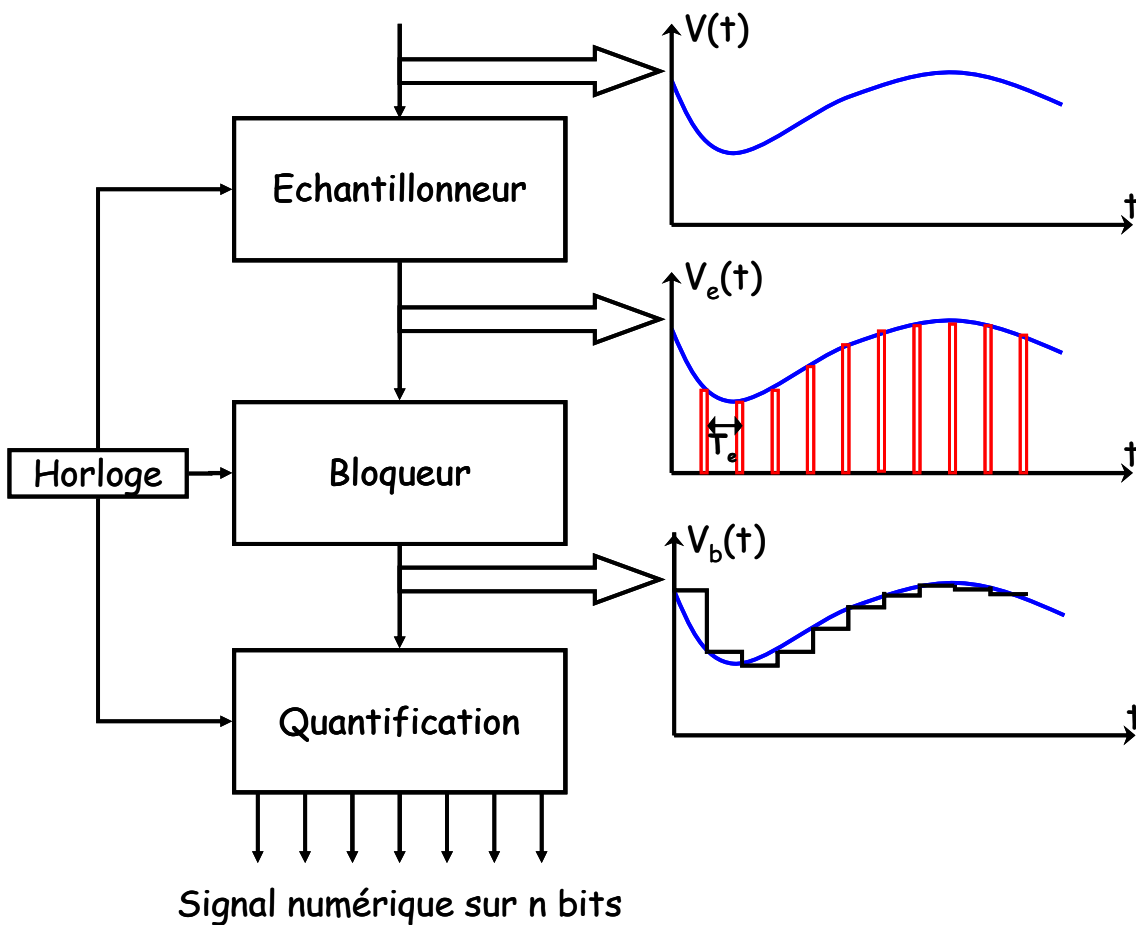


Fig. 1.1 – Schéma fonctionnel d'un Convertisseur Analogique Numérique (CAN)

L'échantillonnage et le blocage ainsi réalisés transforment le signal analogique en une suite d'échantillons numériques.

La quantification consiste alors à partitionner l'ensemble des valeurs possibles du signal analogique en un nombre fini de niveaux. Le pas de quantification q est la variation maximale que peut avoir le signal d'entrée pour provoquer un changement de 1 bit en sortie du convertisseur.

I.2.3 Echantillonnage des signaux analogiques

L'échantillonnage d'un signal analogique représenté par une fonction $V(t)$ (cf. Fig. 1.2) consiste à construire à partir de $V(t)$ un signal à temps discret $V(n) = V(nT_e)$ obtenu en mesurant la valeur de $V(t)$ toutes les T_e secondes ($f_e = 1/T_e$ correspond à la fréquence d'échantillonnage).

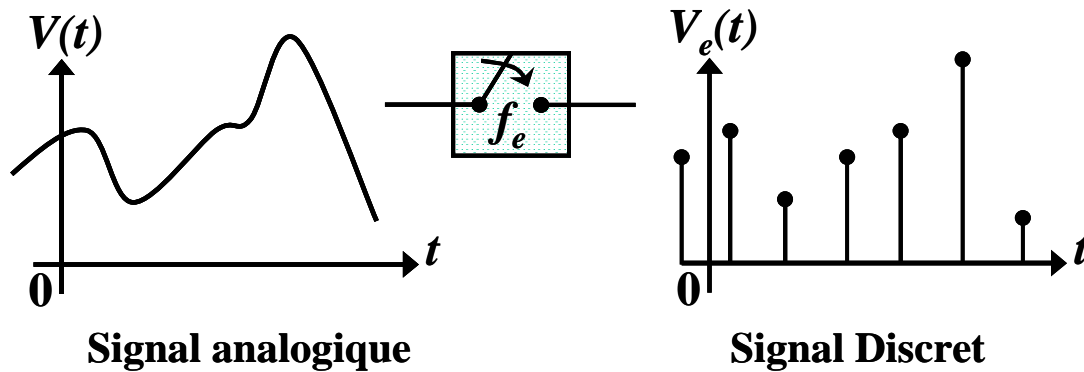


Fig. 1.2 – Illustration de la phase d'échantillonnage d'un signal analogique

Des valeurs de $V(t)$ à des intervalles de temps réguliers peuvent alors être prélevées sur le signal initial.

I.2.3.1 Ecriture mathématique de l'échantillonnage

Il est possible de décrire mathématiquement les 2 opérations d'échantillonnage et de blocage. L'opération mathématique associée à l'échantillonnage/discrétisation du signal selon la figure 1.2 revient à multiplier le signal $V(t)$ par un peigne de Dirac $\delta_{T_e}(t)$:

$$V_e(t) = V(t) \times \delta_{T_e}(t) \quad (1.1)$$

$$V_e(t) = V(t) \times \sum \delta(t - nT_e) \quad (1.2)$$

Le calcul de la transformée de Fourier du signal échantillonné conduit à :

$$V_e(f) = TF[V_e(t)] = \frac{1}{T_e} V(f) * \delta_{f_e = \frac{1}{T_e}}(f) \quad (1.3)$$

$$V_e(f) = \frac{1}{T_e} V(f) \sum \delta(f - kf_e) \quad (1.4)$$

T_e et f_e sont respectivement la période et la fréquence d'échantillonnage.

Selon cette dernière équation, l'échantillonnage d'un signal $V(t)$ dans le domaine temporel correspond à recopier dans le domaine fréquentiel son spectre $V(f)$ tous les f_e comme le montre la figure suivante.

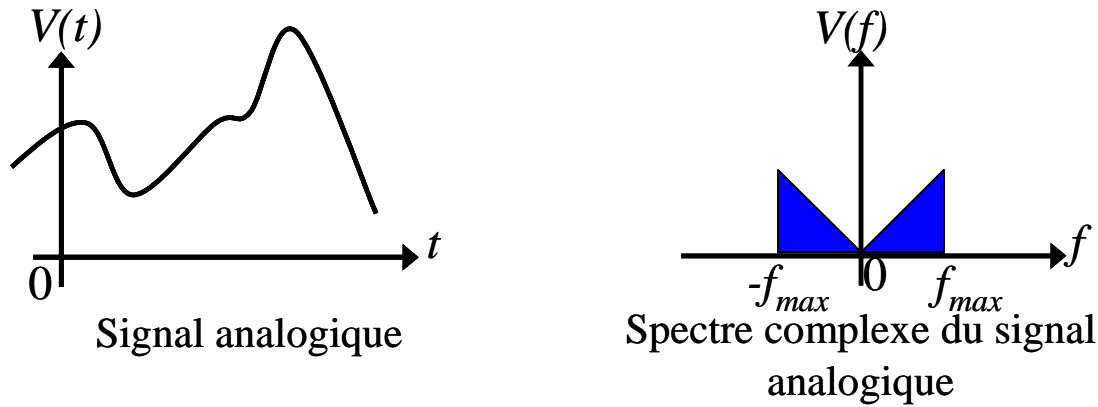


Fig. 1.3 – Propriétés temporelles et fréquentielles du signal à numériser

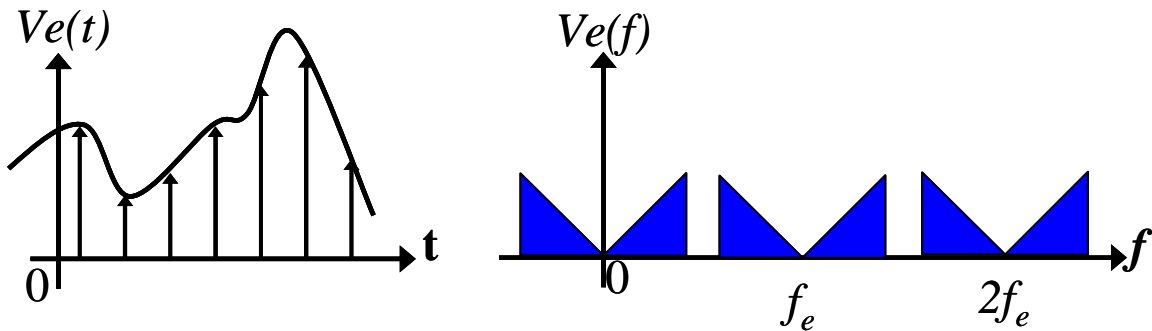


Fig. 1.4 – Propriétés temporelles et fréquentielles du signal échantillonné

I.2.3.2 Théorème de Shannon/Nyquist

Le théorème de Shannon/Nyquist appliqué à l'opération d'échantillonnage: « Toute fonction $V(t)$ dont le spectre est à support borné ($V(f)=0$ pour $f > f_{max}$) est complètement définie par ses échantillons $V(nT_e)$ si $f_e \geq 2f_{max}$ » [1.1].

Pour une majeure partie des convertisseurs, la fréquence d'échantillonnage est fixée selon ce théorème. La bande passante des signaux analogiques est donc naturellement limitée par la fréquence d'échantillonnage des fonctions qui réalisent cette opération. Pour les convertisseurs à sous ou sur échantillonnage, le taux de conversion est une fraction de la fréquence d'échantillonnage. Le rapport f_e/f_N (f_N fréquence de Nyquist) est aussi appelé OSR (Over Sampling Ratio) et généralement fixé à

2^M , M étant un nombre entier. Le principe du sous ou sur échantillonnage permet d'avoir un compromis entre résolution et fréquence d'échantillonnage.

Sous-échantillonnage :

Cas où $f_e \ll f_{max}$. Les lobes successifs se chevauchent et la restitution du signal du départ devient alors impossible, il y a repliement du spectre. Cette méthode est utilisée par exemple pour acquérir le profil temporel d'un signal périodique très rapide notamment dans les oscilloscopes numérique en mode répétitif, à pas d'échantillonnage fixé ($T_e = NT + \delta t$ et $\delta t \ll T$).

Sur-échantillonnage :

Cas où $f_e \gg f_{max}$. Les motifs successifs obtenus par périodisation du spectre sont disjoints et éloignés l'un de l'autre. Cette méthode permet aussi d'améliorer la qualité de représentation temporelle des signaux. Elle est utilisée pour des signaux en régime transitoire (signaux non périodiques) dans les oscilloscopes numériques en mode mono-coups.

I.2.3.3 Notion de repliement du spectre

Si le spectre $V(f)$ du signal analogique $V(t)$ n'est pas nul au delà de $f_e/2$, la superposition peut conduire à des empiètements des signaux transposés (cf. Fig. 1.5). Ce phénomène est appelé recouvrement ou repliement de spectre.

La conséquence du recouvrement spectral est que le signal à temps discret $V(n)$ obtenu par échantillonnage n'est plus une image correcte de $V(t)$, mais du signal dont le spectre est donné entre $-f_e$ et $+f_e$.

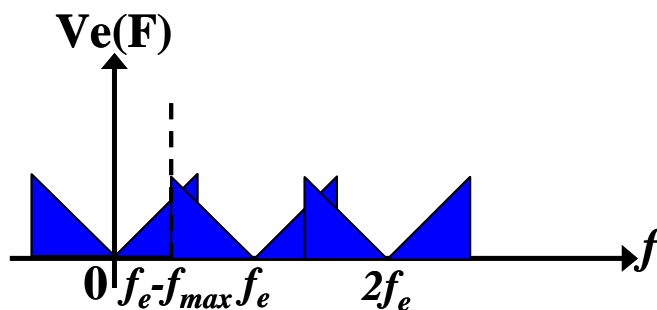


Fig. 1.5 – Repliement de spectre avec un échantillonnage ne respectant pas le critère de Shannon

S'il y a repliement de spectre, il n'est plus possible de retrouver le spectre du signal d'origine. Dans ce cas, l'opération d'échantillonnage modifie les caractéristiques du signal d'entrée.

Ainsi, pour ne pas perdre d'informations par rapport au signal que l'on échantillonne, il est nécessaire de respecter le critère de Shannon.

On sait qu'une fonction dont le spectre est à support borné est illimitée dans le temps. Un signal physique n'est jamais illimité dans le temps, et par conséquent, son spectre n'est pas à support borné. Son échantillonnage provoque donc en principe toujours du recouvrement spectral. Par ailleurs, tout signal analogique est affecté par des bruits additifs, qui portent des composantes à haute fréquence. Ces bruits peuvent venir dégrader le spectre utile du signal par repliement spectral.

La condition de non recouvrement n'est donc en général pas vérifiée par les signaux usuels, ce qui implique la nécessité de faire précéder l'échantillonneur d'un filtre dont les spécifications seront définies pour vérifier la condition de non recouvrement, ce filtre est en général appelé, filtre de garde ou filtre anti-repliement.

I.2.3.4 Expression mathématique de l'échantillonnage/Blocage

Une fois le signal filtré et échantillonné, il reste à le quantifier. L'équation qui décrit le signal échantillonné et **filtré** est donc :

$$V_{ef}(f) = \frac{1}{T_e} V(f) \sum \delta(f - n.f_e) = \frac{1}{T_e} V(f) \quad (1.5)$$

Pour pouvoir réaliser la fonction de quantification, la valeur à quantifier doit être maintenue constante afin de permettre au CAN de traiter l'échantillon et de le numériser. Ce blocage doit être d'une durée supérieure au temps de conversion du CAN.

On suppose le blocage d'une durée θT_e où $\theta \in]0;1]$. L'opération mathématique associée est la convolution du signal échantillonné $V_e(t)$ avec un signal rectangulaire de durée θT_e :

$$V_b(t) = V_e(t) * \text{Rect}_{\theta T_e}(t) \quad (1.6)$$

Cela revient donc, dans le domaine fréquentiel, à multiplier le spectre du signal échantillonné par un sinus cardinal.

$$V_b(f) = \alpha \times V_e(f) \times \text{sinc}\left(\theta \times \frac{f}{f_e}\right) \quad (1.7)$$

On obtient donc une périodisation du spectre avec une déformation due à la présence du sinus cardinal. Pour retrouver le signal, il faudra utiliser un filtre qui élimine les périodisations de $V_b(f)$ et qui rectifie la déformation d'amplitude apportée par le sinus cardinal. Dans la pratique, un filtrage passe-bas avec une fréquence de coupure à $f_e/2$ peut être suffisant. En effet, suivant la fréquence d'échantillonnage f_e , θ pourra être choisie de telle sorte que l'atténuation sur le signal soit négligeable dans la bande de fréquences $[-f_e/2; f_e/2]$.

Dans le cas d'un blocage de faible durée ($\theta < 1$), le sinus-cardinal atténue les premières copies de spectre. Un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure à $f_e/2$ permet de récupérer de manière parfaite le signal d'entrée.

Dans le cas d'un signal bloqué sur toute la période d'échantillonnage (ce qui correspond au signal restitué en sortie d'un CAN), le sinus-cardinal écrase les fréquences proches de la fréquence d'échantillonnage et vient donc modifier les propriétés du spectre du signal d'entrée qui ne peut plus être restitué correctement à l'aide d'un simple filtre. En revanche, il présente l'avantage d'éliminer les copies de spectre et donc d'alléger le contenu spectral du signal.

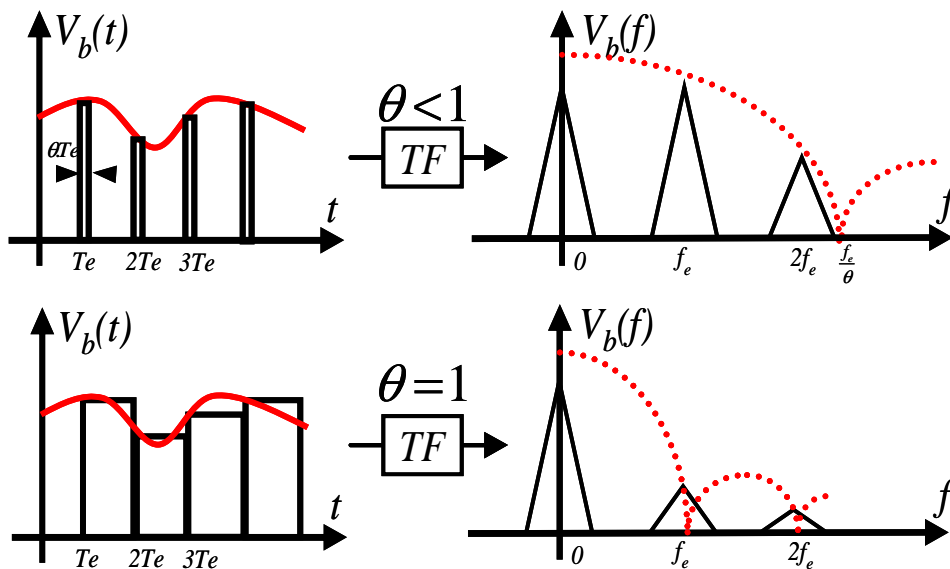


Fig. 1.6 – Propriétés d'un signal échantillonné bloqué

I.2.4 Théorie de la quantification

Le convertisseur analogique numérique (CAN) effectue la numérisation d'un signal analogique après échantillonnage/blocage et délivre des séquences numériques codées avec un pas de quantification « q » qui dépend du nombre de bits « N » du convertisseur. En l'absence d'une

connaissance à priori de la loi de probabilité du signal ou lorsque la quantification doit être appliquée à différents types de signaux, on utilise une loi de quantification uniforme. Elle conduit par ailleurs à une analyse théorique plus simple et sera le seul cas étudié dans la suite. Ainsi, pour une loi de quantification uniforme où les valeurs codées sont obtenues par arrondi dans le domaine de conversion « Δ_{CAN} » du convertisseur (appelé aussi tension de pleine échelle du CAN), le pas de quantification q est alors donné par [1.2] :

$$q = \frac{\Delta_{CAN}}{2^N} \quad (1.8)$$

Où N est le nombre de bits de quantification. En considérant par la suite que le CAN travaille avec N bits entre $\pm V_{max}$ (cf. Fig. 1.7 – (a)), on a $\Delta_{CAN} = 2V_{max}$ et le pas de quantification vaut alors :

$$q = \frac{\Delta_{CAN}}{2^N} = \frac{2V_{max}}{2^N} = \frac{V_{max}}{2^{N-1}} \quad (1.9)$$

Le pas de quantification q rapporté au domaine de conversion Δ_{CAN} définit la résolution R_{CAN} du convertisseur :

$$R_{CAN} = \frac{q}{\Delta_{CAN}} = \frac{1}{2^N} = 1LSB \quad (1.10)$$

On dit, de manière équivalente, que la résolution est égale au poids du bit le plus faible *LSB* (*Least Significant Bit*) du convertisseur.

Lorsque les valeurs codées sont obtenues par arrondi, l'erreur due au codage se répartit uniformément autour de la droite de conversion idéale et la caractéristique de codage est celle représentée à la figure 1.7 – (a). L'erreur maximum due à la quantification est alors :

$$E_q = \frac{q}{2} = \frac{V_{max}}{2^N} \quad (1.11)$$

Par exemple si l'on considère un CAN 10 bits travaillant entre ± 10 V, Les valeurs des paramètres définies par (1.8), (1.9), (1.10), et (1.11) sont:

$$\Delta_{CAN} = 20V, \quad q = \frac{2 \cdot 10}{2^{10}} \approx 20mV, \quad E_q \approx 10mV, \quad R_{CAN} = \frac{1}{1024}$$

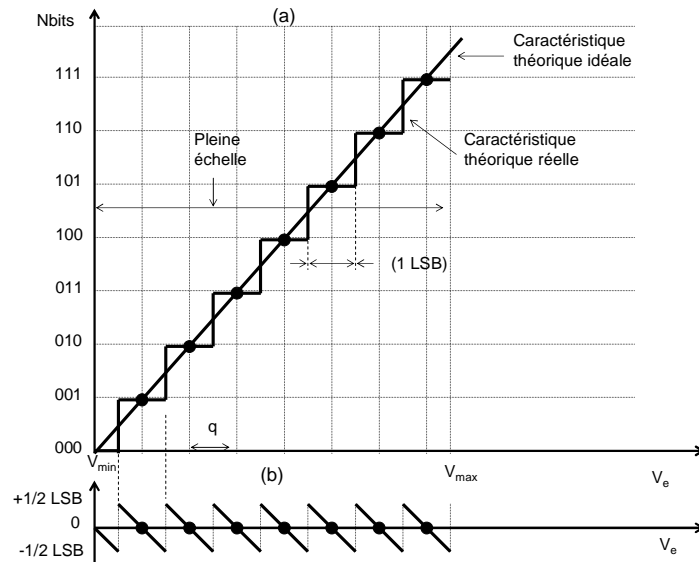


Fig. 1.7 – (a) Fonction de transfert idéal d'un CAN 3 bits, (b) Erreur de quantification

I.2.4.1 Bruit de quantification

Nous venons de voir que l'opération de quantification remplace chaque valeur du signal prélevé à l'instant kT_e par une approximation. C'est une opération non linéaire qui s'accompagne nécessairement d'une perte d'information et l'effet de cette approximation revient, mathématiquement, à superposer au signal d'origine $V(t)$ un signal d'erreur $e(t)$ que l'on appelle le bruit de quantification. L'amplitude maximale de ce signal d'erreur est (comme nous l'avons signalé plus haut) $E_q = q/2$ (cf. Fig. 1.7 – (b)). Sa puissance est une mesure de la dégradation que subit le signal.

Si le pas de quantification est beaucoup plus petit que l'amplitude du signal $V(t)$, le signal d'erreur sera constitué de segments de droite compris entre $\pm q/2$ et de durée variable Δt . L'équation décrivant ce signal d'erreur élémentaire s'écrit alors [1.2] :

$$e(t) = \frac{q}{\Delta t} t \quad -\frac{\Delta t}{2} \leq t \leq +\frac{\Delta t}{2} \quad (1.12)$$

Et sa puissance moyenne P_q vaut :

$$P_q = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{+\Delta t/2} e^2(t) dt = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{+\Delta t/2} \left(\frac{q}{\Delta t} t \right)^2 dt = \frac{1}{\Delta t} \left(\frac{q}{\Delta t} \right)^2 \frac{1}{3} 2 \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^3 \quad (1.13)$$

Ce qui donne finalement le résultat bien connu pour une distribution statistique uniforme :

$$P_q = \frac{q^2}{12} = \frac{E_q^2}{3} \quad (1.14)$$

La valeur ainsi obtenue est une estimation de la puissance du bruit de quantification suffisante pour la plupart des cas réels. Si l'on exprime cette puissance par rapport au nombre de bits N du convertisseur, on obtient :

$$P_q = \frac{1}{12} \left(\frac{2V_{\max}}{2^N} \right)^2 = \left(\frac{V_{\max}}{2^N \sqrt{3}} \right)^2 \quad (1.15)$$

La puissance du bruit de quantification P_q permet de calculer la valeur efficace q_{eff} du bruit de quantification qui vaut :

$$q_{eff} = \sqrt{P_q} = \frac{q}{\sqrt{12}} \quad (1.16)$$

Le spectre du signal d'erreur est plus difficile à évaluer. Mais, dans la plupart des cas, les conditions sont remplies pour que la densité spectrale du bruit de quantification puisse être considérée comme constante.

I.2.4.2 Rapport signal à bruit (SNR)

Lorsqu'un signal est perturbé par du bruit, il est nécessaire de quantifier l'importance de cette perturbation par rapport au signal. La notion de rapport signal sur bruit (*SNR : Signal to Noise Ratio*) est alors définie comme le quotient entre la valeur efficace du signal S_{eff} et celle du bruit q_{eff} .

$$SNR = \frac{S_{eff}}{q_{eff}} \quad (1.17)$$

Dans le cas du bruit de quantification, sa valeur efficace est donnée par :

$$q_{eff} = \frac{q}{\sqrt{12}} = \frac{V_{\max}}{2^{N-1} \sqrt{12}} \quad (1.18)$$

De sorte que le rapport signal à bruit s'exprime par :

$$SNR = \frac{2^{N-1} \sqrt{12} \cdot S_{eff}}{V_{\max}} \quad (1.19)$$

Exprimé en dB, ce rapport signal sur bruit vaut :

$$SNR_{dB} = (N - 1) \cdot 20 \log(2) + 10 \log(12) + 20 \log \frac{S_{eff}}{V_{\max}} \quad (1.20)$$

D'où :

$$SNR_{dB} = 6.02N + 4.77dB + 20 \log \frac{S_{eff}}{V_{\max}} \quad (1.21)$$

Cette formule d'une grande utilité pratique, relie le nombre de bits N de codage à la plage des amplitudes qui peuvent être codées.

I.2.4.2.1 SNR pour un signal sinusoïdal

Dans le cas particulier où le signal analogique à numériser est une sinusoïde $e(t) = A\cos(\omega t)$ d'amplitude égale à la tension maximale V_{max} du CAN on a :

$$S_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} 2^{N-1} q \quad (1.22)$$

Le rapport signal sur bruit maximum que l'on peut avoir après quantification vaut alors :

$$SNR_{max} = \frac{S_{eff}}{q_{eff}} = \frac{2^{N-1} q / \sqrt{2}}{q / \sqrt{12}} = \sqrt{6} 2^{N-1} \quad (1.23)$$

Exprimé en dB, ce rapport devient :

$$SNR_{max,dB} = (N - 1) \cdot 20\log(2) + 10\log(6) \quad (1.24)$$

Ce qui conduit à la relation générale suivante :

$$SNR_{max,dB} = 6.02N + 1.76dB \quad (1.25)$$

Cette relation (1.25) obtenue pour un signal de type sinusoïdal est un cas particulier de la relation (1.21). Elle traduit à elle seule, toute la force et la faiblesse des systèmes numériques. Force parce que pour augmenter le SNR, il suffit d'augmenter le nombre de bits N et, faiblesse parce que cette augmentation est vite limitée par des contraintes technologiques. De plus, il est important de se rappeler que ce résultat n'est valable que pour une sinusoïde dont l'amplitude couvre toute la plage du convertisseur analogique numérique et qu'il représente le SNR maximum possible pour un convertisseur donné. Dans le cas le plus général où l'amplitude A du signal sinusoïdal est inférieure à la plage V_{max} du CAN, on aura :

$$SNR_{dB} \approx 6.02N + 1.76dB - 20\log\frac{V_{max}}{A} \quad A \leq V_{max} \quad (1.26)$$

On constate ainsi que le SNR maximum calculé précédemment peut être plus faible si l'amplitude du signal sinusoïdal ne couvre pas toute la plage du CAN.

I.2.4.2.2 Signal à distribution gaussienne

Dans le cas où l'on admet que la distribution statistique d'un signal quelconque est de nature gaussienne, on montre que le risque de dépassement du domaine de conversion est inférieur à [1.3]:

$$5\% \text{ si } S_{eff} \leq V_{max}/2$$

$$0.3\% \text{ si } S_{eff} \leq V_{max}/3$$

En considérant ce dernier cas satisfaisant d'un point de vue pratique car l'écart type vaut $\Delta_{CAN}/4$ ($V_{FS}/4$) pour une distribution gaussienne (pour s'affranchir de toute saturation), on trouve :

$$SNR_{\max, dB} = 6.02N + 4.78dB - 20\log 3 = 6.02N - 4.7dB \quad (1.27)$$

Avec $S_{eff} = \frac{V_{\max}}{3}$

Dans ce cas plus général que celui du signal sinusoïdal, on voit que le rapport signal sur bruit ne dépassera pas 43 dB pour un convertisseur 8 bits alors qu'il est d'environ 50 dB pour un signal sinusoïdal. Ce problème sera aussi abordé dans le chapitre II lorsqu'il s'agira de choisir le signal utile pour étalonner le système de caractérisation développé au cours de ce travail de thèse.

I.2.4.3 Fréquence d'échantillonnage

Il faut noter, par ailleurs, que fixer la fréquence d'échantillonnage au double de la fréquence maximale du signal est une limite basse. En effet, rien ne s'oppose à ce que les CAN travaillent à un rythme qui soit plus élevé que celui fixé par la condition de Shannon. Dans le paragraphe 1.2.4.1, nous avons vu que la quantification générait une erreur qui, du point de vue spectral, pouvait être assimilée à un bruit dont la densité spectrale de puissance s'étend sur une bande de fréquence égale à la fréquence de Shannon, soit $2B$. Cette densité spectrale de puissance (dsp_q) peut donc se réécrire de la manière suivante:

$$dsp_q(f) = \frac{q^2}{12 \times 2B} \quad (1.28)$$

Imaginons maintenant que l'on échantillonne à une fréquence plus élevée que deux fois la bande du signal et appelons *OSR* (*Over Sampling Ratio*) le rapport entre cette fréquence de sur-échantillonnage f_{se} et la fréquence de Shannon ($f_e = 2B$). Le sur-échantillonnage va étaler la puissance du bruit sur un spectre plus large de sorte que la dsp_q se voit ainsi réduite du rapport de sur-échantillonnage *OSR*.

$$dsp_q = \frac{q^2}{12(2B \times OSR)} \quad (1.29)$$

Avec

$$OSR = \frac{f_{se}}{2B} \quad (1.30)$$

Le niveau de bruit de quantification ayant diminué, le rapport signal à bruit du convertisseur se voit ainsi élevé du même rapport. Pour un signal sinusoïdal, on obtient :

$$SNR = 6.02N + 1.76 + 10\log(OSR) \quad (1.31)$$

Une augmentation de la fréquence d'échantillonnage à pour effet d'améliorer le SNR et d'améliorer << artificiellement >> la résolution.

I.2.4.4 Filtrage numérique

Le bruit des CAN dépend principalement du bruit de quantification, qui peut être considéré aléatoire. Ce bruit est uniformément réparti sur toute la bande passante de Shannon, qui est égale à la bande limitée par la fréquence égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Si le filtrage numérique est utilisé (après les CAN) pour supprimer des composantes de bruit en dehors de la bande passante du signal, le bruit RMS sera réduit ce qui correspond à une amélioration en SNR. Comme ce filtrage est numérique, il peut être modulable en fonction de la bande de modulation du signal utile. Par sur-échantillonnage du signal d'entrée et utilisation d'un filtre passe-bas, on peut améliorer le SNR de la façon suivante [1.4]:

$$SNR_{FPB} = SNR_{Nyquist} + 10 \times \log_{10} \left(\frac{F_{Shannon}}{F_{Filtre}} \right) \quad (1.32)$$

I.2.4.5 Non linéarité du convertisseur

Jusqu'à présent, des convertisseurs analogiques numériques ont été considérés comme parfaits, exempts de toute erreur de linéarité, cela signifie que la relation entrée-sortie est décrite par une droite et que les pas de quantification se répartissent régulièrement le long de cette droite. Or, dans la réalité, la relation sortie-entrée n'est jamais exactement linéaire.

En général, la valeur absolue de la différence entre la courbe réelle et la droite idéale ne dépasse pas un demi *LSB*. Dans ce cas, l'erreur de non linéarité est au maximum équivalente à la perte d'un bit de poids faible. On admet alors, que le rapport signal sur bruit est réduit d'un facteur 2 ou de 6dB. Le rapport signal sur bruit est alors corrigé de la manière suivante :

$$SNR_{NL,dB} = SNR_{max,dB} - 6[dB] \quad (1.32)$$

En conclusion, il ressort de cette première analyse que toute opération de conversion analogique numérique s'accompagne généralement d'imperfections sur le signal et l'importance de ces imperfections se quantifie en terme de rapport signal à bruit. Nous avons vu que le rapport signal à bruit maximal que l'on peut obtenir est fonction de la résolution donnée du quantificateur et pour un type particulier de signal. Les situations que l'on vient d'analyser sont résumées dans le tableau 1.1.

Signaux	SNR _{max} [dB]	SNR _{max} avec NL [dB]
sinus	6N+1.76	6N+1.76 - 6=6N-4
Bruit gaussien	6N-4.7	6N-4.7-6=6N-11

Tab. 1.1 – Limite en SNR des CAN électroniques

Du tableau 1.1, on retiendra que, de manière générale, une conversion analogique numérique réelle sur 10 bits peut difficilement fournir un rapport signal à bruit d'environ 55 dB pour un signal à distribution gaussienne alors qu'il est de 62 dB pour un signal de type sinusoïdal. Ce dernier signal étant le signal de test le plus utilisé dans les phases de conception de circuits, nous considérons par la suite son SNR_{max} comme base de nos calculs.

I.2.5 Principaux facteurs de mérite des convertisseurs analogiques numériques pour des signaux simples sinusoïdaux

Ce paragraphe est consacré à la description des principaux facteurs de mérite utilisés classiquement pour les spécifications des convertisseurs analogiques numériques. Ces facteurs de mérite sont des paramètres importants pour l'analyse des performances des CAN.

Les facteurs de mérite utilisés pour les spécifications des CAN se classent en deux catégories. D'une part, il est possible de définir les paramètres statiques qui regroupent les erreurs de linéarité intégrale (INL : *Integral Non Linearity*) et différentielle (DNL : *Différentiel Non-Linearity*), ainsi que les erreurs de gain et d'offset. D'autre part, des paramètres dynamiques sont aussi définis : Ce sont le SNR, la SFDR (*Spurious-Free Dynamic Range*), le nombre de bits effectif ou ENOB (*Effective Number Of Bits*) et également la puissance consommée. Pour les applications hautes fréquences, les performances dynamiques sont fondamentales. Ce sont celles que nous allons définir.

I.2.5.1 Le SNR

Tout le développement théorique relatif au SNR a été présenté au paragraphe (I.2.4.2). C'est un paramètre qui permet de quantifier l'importance des imperfections sur un signal lors de la conversion analogique numérique. Les valeurs maximales de SNR après quantification pour différents types de signaux ont également été présentées. Nous rappelons l'expression du SNR pour un signal de type sinusoïdal qui reste le signal de test utilisé dans les phases d'évaluation des performances d'un système.

$$SNR_{max,dB} = 6.02N + 1.76 \quad (1.33)$$

I.2.5.2 La distorsion d'harmonique totale (THD)

La distorsion d'harmonique totale ou THD (*total harmonic distortion*) est une estimation de la linéarité du convertisseur vis-à-vis du contenu harmonique du signal. C'est le rapport entre la somme de la puissance de toutes les harmoniques sur la puissance du signal au fondamental. Pour une entrée sinusoïdale, et si les puissances des harmoniques d'ordre n sont appelées P_{Hn} , avec n variant de 2 à n (l'harmonique 1 désignant généralement la fondamentale) et P_F celle de la fondamentale, les distorsions DH_n correspondantes sont données par :

$$DH_n = \frac{P_{Hn}}{P_F} \quad (1.34)$$

De sorte que la distorsion d'harmonique totale se calcule ainsi :

$$THD = \sum_{n=2}^n DH_n \quad (1.35)$$

Il faut remarquer par ailleurs que la THD dépend de la fréquence du signal de test utilisé. Si cette fréquence de test est à la limite de Shannon ($f_{max} < f_s/2$), la THD est nulle car toutes les harmoniques sont rejetées au delà de la bande passante du CAN.

I.2.5.3 Le SNR avec distorsion (SINAD)

Le SINAD est le rapport signal à bruit qui tient compte de l'influence des distorsions d'harmoniques. En effet, la présence des harmoniques lors du traitement du signal exige d'en tenir compte dans l'estimation du SNR car ces distorsions sont vues par le signal comme du bruit. La prise en compte de ces distorsions dans le calcul du SINAD s'effectue comme suit :

$$SINAD = \frac{S_{eff}}{q_{eff} + (THD \times S_{eff})} = \left(\frac{q_{eff}}{S_{eff}} + THD \right)^{-1} = (SNR^{-1} + THD)^{-1} \quad (1.36)$$

$$SINAD_{dB} = -10 \log(10^{-SNR(dB)/10} + 10^{THD(dB)/10}) \quad (1.37)$$

Ainsi, dans un convertisseur parfait (absence de distorsions), le SINAD et le SNR sont identiques.

I.2.5.4 Le nombre de bits effectifs (N_{eff} ou ENOB)

Dans le calcul du SNR de la relation (1.33), la seule source de bruit concernée est le bruit de quantification. Il s'agit là d'un cas idéal car en réalité, le SNR tient compte non seulement de ce bruit de quantification, mais aussi de bruits à priori blancs apportés par toutes les imperfections qui peuvent exister dans les différents blocs du circuit (bruits électroniques). Puis, s'ajoutent des bruits discrets dus aux non linéarités du CAN et l'on accède alors au SINAD. Une fois ces différentes imperfections prises en compte, la notion de bits effectifs N_{eff} peut être introduite. N_{eff} est une mise en évidence efficace des limitations d'un CAN. Il illustre la précision effective du CAN une fois les

différentes erreurs additionnées. Le calcul de N_{eff} est fondé sur la valeur du SINAD lorsqu'il remplace le $SNR_{max,dB}$ dans la relation (1.33) par:

$$N_{eff} = \frac{SINAD_{dB} - 1.76}{6.02} \quad (1.38)$$

Ce nombre de bits théoriques N_{eff} est en général plus faible que le nombre de bits matériels N de la conversion analogique numérique.

1.2.5.5 La SFDR

La SFDR (*Spurious Free Dynamic Range*) ou la dynamique libre de raies parasites est le rapport entre la valeur efficace vraie (RMS :root mean square) d'une onde sinusoïdale d'entrée avec la valeur RMS du plus important parasite observé dans le domaine des fréquences. Elle est très importante dans certaines applications de communication qui exigent la maximalisation de la dynamique du CAN. En effet, lorsque le signal utile est accompagné d'un brouilleur par exemple de forte amplitude, des raies parasites peuvent apparaître dans la bande utile. Ces parasites empêchent le CAN de convertir les petits signaux d'entrée car la distorsion peut avoir une amplitude nettement supérieure à celle de ces signaux, ce qui limite la dynamique du CAN. Un parasite important dans le domaine des fréquences n'aura pas nécessairement une grande influence sur le SNR, mais il affectera fortement la SFDR.

A partir de la connaissance de la SFDR, il découle une estimation du nombre de bits effectifs via la relation suivante [1.5]:

$$N_{eff(SFDR)} = \frac{SFDR_{dBc}}{6.02} \quad (1.39)$$

1.2.5.6 Durée des impulsions d'échantillonnage

Dans la relation (1.2), nous avons vu que le signal échantillonné est une suite d'impulsions de Dirac dont l'amplitude est modulée par le signal à échantillonner $V(t)$. Cette équation était correcte pour une suite d'impulsion de dirac idéales. Toutefois, dans la réalité l'impulsion a un certain profil $S_e(t)$ donc le signal échantillonné devient :

$$V_e(t) = V(t) \times \left(\left[\sum \delta(t - nT_e) \right] * S_e(t) \right) \quad (1.40)$$

Avec $\delta(t - nT_e)$ la distribution de Dirac des instants d'échantillonnage. Spectralement l'expression ci-dessus est alors équivalente à :

$$V_e(f) = \left(V(f) * \left(\sum e^{j2\pi T_e f} \right) \right) \times S_e(f) \quad (1.41)$$

Le module du signal échantillonné est multiplié par le spectre de l'impulsion, ce qui correspond à un filtrage du signal à échantillonner. Ce phénomène est particulièrement mis en évidence lorsque l'impulsion est de longue durée par rapport à la période du signal à convertir, et donc lorsque le spectre de l'impulsion est plus étroit que le spectre du signal à numériser. Dans ces conditions, les représentations spectrales montrent l'influence de cet effet de filtrage (Fig. 1.8). Ce raisonnement explique qualitativement l'intérêt d'obtenir une impulsion d'échantillonnage de durée la plus courte possible pour que son spectre ne vienne pas tronquer celui du signal.

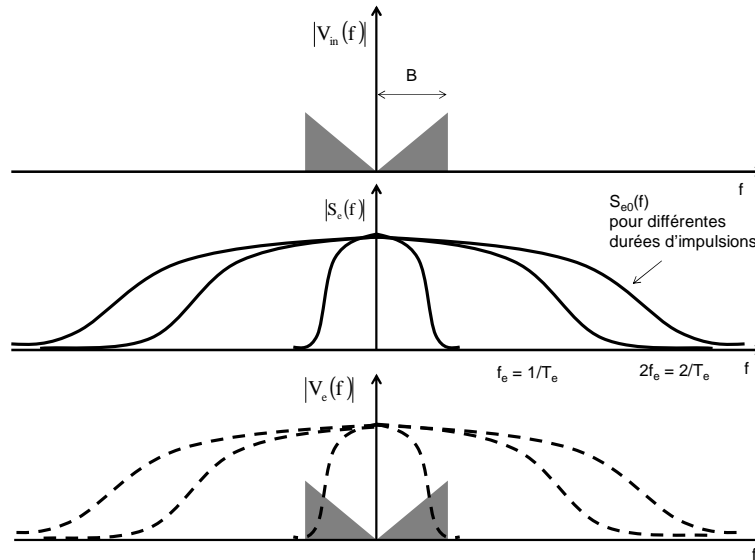


Fig. 1.8 – phénomène de filtrage causé par la durée de l'impulsion d'échantillonnage

En conséquence cette durée d'impulsion va définir la bande passante RF d'un échantillonneur. Dans le deuxième chapitre, le calcul de la valeur théorique de cette bande passante sera présenté, ainsi que la valeur mesurée et ce, pour plusieurs échantillonneurs testés.

1.2.5.7 Gigue temporelle des instants d'échantillonnage

Le processus de conversion analogique numérique est particulièrement sensible à la qualité du signal d'horloge. Ce dernier induit une incertitude sur l'instant d'échantillonnage qui peut être un facteur déterminant dans la dégradation du rapport signal à bruit. Il s'agit là d'un point crucial. Un échantillonneur bloqueur se comporte essentiellement comme un mélangeur et toute gigue temporelle (appelée aussi jitter) affectant l'horloge aura des répercussions sur la qualité du signal délivré.

De façon quantitative, l'erreur maximale δt_{max} sur l'instant d'échantillonnage apparaît pour un signal de la forme $A \sin(2\pi f t)$. Cette erreur est modélisée par une erreur de tension sous la forme [1.6] :

$$\delta V = A \times [\sin(2\pi f (t + \delta t)) - \sin(2\pi f t)] \quad (1.42)$$

$$\delta V = 2A \times \cos(2\pi ft + \pi f \delta t) \times \sin(\pi f \delta t) \quad (1.43)$$

En réalité, la gigue se situe souvent dans une plage allant de quelques dizaines à quelques centaines de picosecondes. Le facteur $(\pi f \delta t)$ devient dans tous les cas très petit. En conséquence, le facteur $\sin(\pi f \delta t)$ tend vers $(\pi f \delta t)$. La valeur maximale de ce facteur est $(\pi f \delta t_{\max})$. D'autre part, $(\pi f \delta t)$ reste faible devant $(2\pi ft)$, donc la valeur absolue du facteur $\cos(2\pi ft + \pi f \delta t)$ tend vers 1. L'erreur maximale calculée à partir de la relation précédente vaut :

$$|\delta V_{\max}| = A 2\pi f \delta t_{\max} \quad (1.44)$$

Où δt_{\max} correspond à l'erreur maximale sur l'instant d'échantillonnage. L'influence de cette gigue temporelle sur le SNR est donnée par la relation suivante :

$$SNR_{dB} = 20 \log \left(\frac{1}{2\pi f \delta t_{\max}} \right) \quad (1.45)$$

Le SNR ci-dessus calculé est celui d'un CAN idéal pour lequel la seule source de bruit est celle causée par la gigue de l'horloge d'échantillonnage. Elle montre également que plus la fréquence d'entrée est élevée, plus la gigue temporelle contribue à la dégradation du SNR.

Quand cette gigue de phase vient s'ajouter au bruit de quantification elle peut perturber le fonctionnement des CAN d'une manière plus significative.

Dans le cadre des travaux de cette thèse nous avons réalisé une étude de l'effet de gigue de phase du signal d'horloge sur l'échantillonnage du signal.

La figure 1.9 montre l'évolution du SNR en fonction de la fréquence du signal d'entrée paramétré par le jitter. Force est de constater que le SNR diminue lorsque la fréquence du signal d'entrée augmente, quelle que soit la valeur du jitter. En revanche, pour une fréquence donnée, plus le jitter est important, plus le rapport signal à bruit est dégradé.

Donc, dans un système d'échantillonnage, il est nécessaire et fondamental de minimiser la gigue de phase.

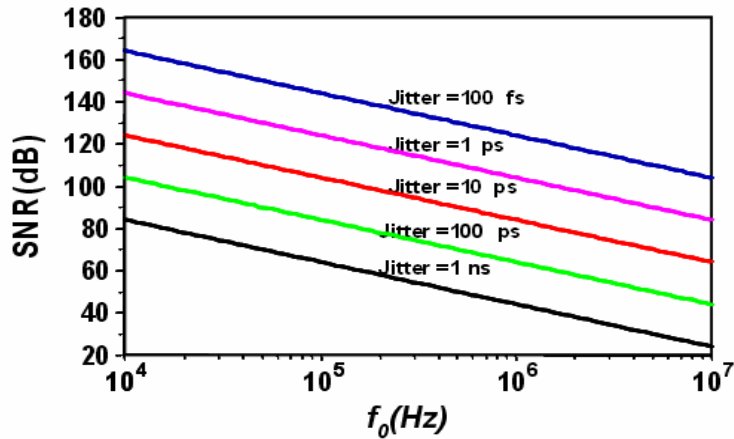


Fig. 1.9 – Évolution du SNR en fonction de la fréquence du signal d'entrée et du jitter ($f_e=100\text{MHz}$)

La figure 1.10 représente l'évolution du SNR pour une quantification sur 8 bits d'un signal sinusoïdal associé à deux valeurs de giges de phase.

Pour des valeurs de fréquences faibles (<1 MHz), le graphique suivant montre que le bruit de quantification est prépondérant par rapport au bruit de phase. En revanche, dès lors que l'on monte en fréquence, c'est la gigue de phase qui dégrade le plus le SNR avec des pentes de -20dB/décade .

Dans le cadre de notre application d'échantillonnage haute fréquence, il est donc nécessaire de veiller à ce que le bruit de phase soit le plus faible possible en veillant à ce que les horloges dans les systèmes soient parfaitement synchronisées entre elles et qu'elles soient le plus stable possible.

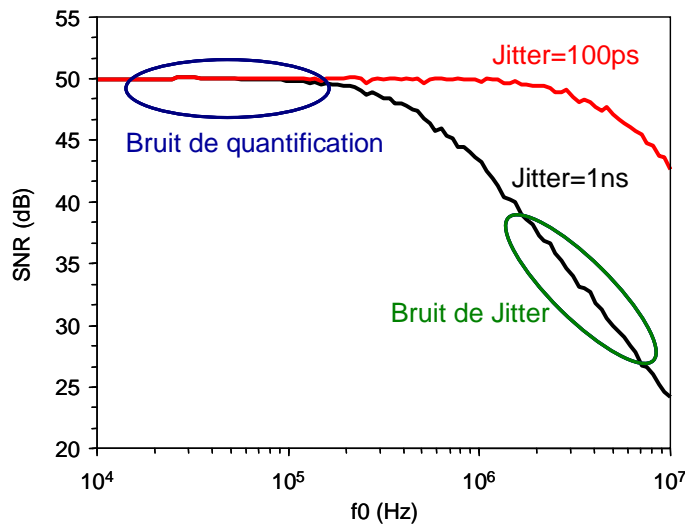


Fig. 1.10 – Simulation du SNR à la sortie d'un CAN 8bits

I.3 Architectures générales des récepteurs des signaux microondes

Que ce soit en instrumentation ou en radiocommunication, cinq fonctions principales sont nécessaires pour réaliser la réception d'un signal microonde :

- La détection du signal : elle est généralement effectuée par une antenne de réception.
- L'amplification du signal détecté: cette fonction nécessite l'utilisation d'une chaîne d'amplification faible bruit.
- L'isolation du signal utile : pour effectuer cette fonction, il est nécessaire d'utiliser un ou plusieurs filtres RF ou FI, passe bas ou passe bande.
- La conversion de fréquence : En raison de l'impossibilité actuelle de placer les CAN directement en réception microonde dans les chaînes de réception, cette fonction est devenue essentielle pour traduire le signal RF vers la bande de base. Le traitement du signal permet ensuite de récupérer l'information utile. Le convertisseur de fréquence est actuellement le cœur du récepteur. Il est possible de distinguer plusieurs types de récepteurs en fonction des architectures choisies pour réaliser cette fonction de conversion de fréquences (cf. Fig. 1.11). Ce sont les principales architectures des récepteurs de signaux microondes qui seront présentés dans ce chapitre.

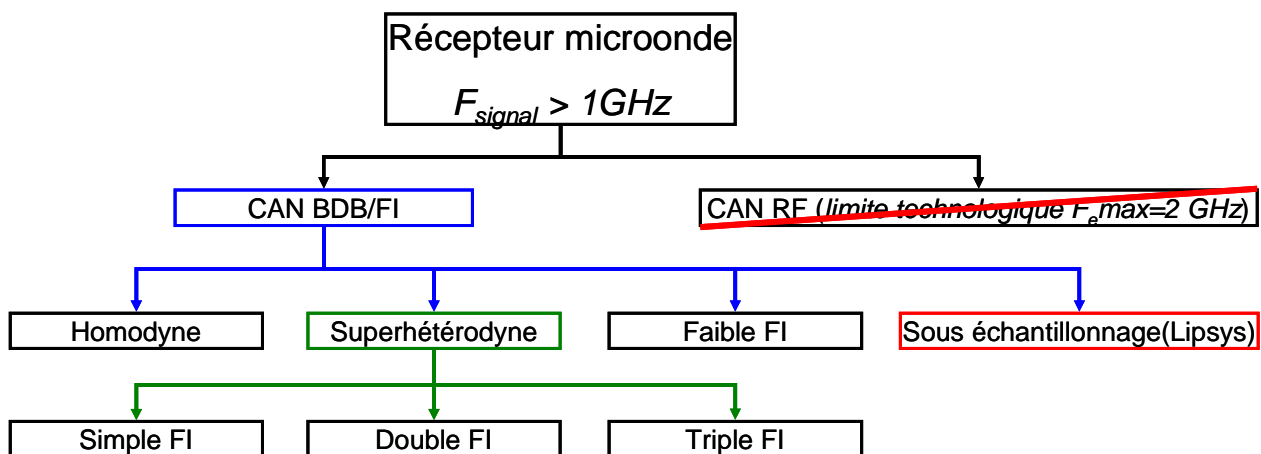


Fig. 1.11 – Les principales architectures des récepteurs de signaux micro-onde

- La conversion analogique numérique : Actuellement les convertisseurs analogiques numériques se trouvent en bout de la chaîne de réception en raison de leur faible performance en termes de bande passante et de fréquence d'échantillonnage.

Les paragraphes suivants détaillent les différents types de récepteurs en fonction du système de conversion du signal.

I.3.1 Récepteurs superhétérodynes

Les récepteurs superhétérodynes constituent plus de 99% des récepteurs actuels utilisés dans les chaînes de réception de radiocommunications comme dans celles de l'instrumentation.

La topologie de ce type de récepteur est présentée dans la figure 1.12.

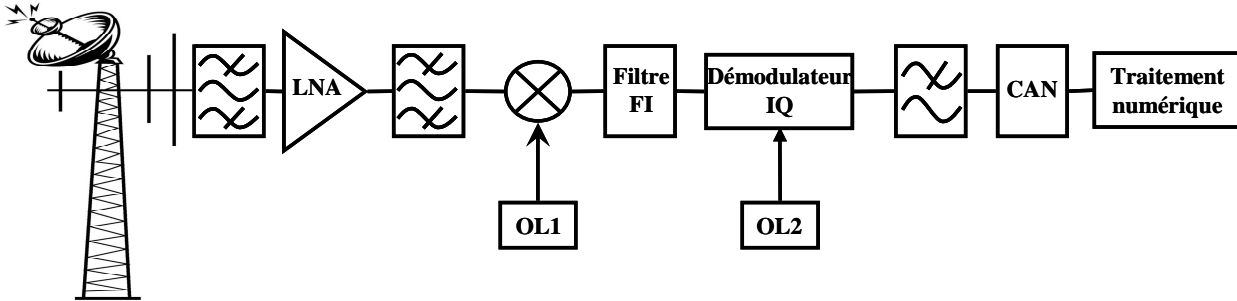


Fig. 1.12 – Architecture superhétérodyne

Le principe de fonctionnement de ce récepteur est de transposer dans un premier temps le signal radio à une première fréquence intermédiaire FI_1 puis à une seconde fréquence FI_2 .

En supposant que le signal à l'entrée du récepteur est $S_e(t) = A \cos(2\pi f_{RF} t)$, le signal obtenu à la sortie du premier mélangeur sera le suivant : $S_{FI_1}(t) = A \cos(2\pi f_{RF} t) \cos(2\pi f_{OL} t)$

$$S_{FI_1}(t) = \frac{A}{2} [\cos(2\pi(f_{RF} - f_{OL})t) + \cos(2\pi(f_{RF} + f_{OL})t)] \quad (1.46)$$

Le filtre à la sortie du premier mélangeur conserve le premier terme de S_{FI_1} , le deuxième terme est éliminé. En réglant la fréquence de l'oscillateur local, il est possible de travailler à fréquence fixe telle que $f_{FI} = |f_{RF} - f_{OL}|$. Ainsi le signal RF utile est ramené autour de fréquence FI préalablement fixée. En revanche, un signal présent à la fréquence image $f_{IM} = |f_{RF} - 2f_{FI}|$, peut être aussi transposé autour de fréquence FI. Ce signal représente une source de bruit majeure pour les signaux utiles. C'est la raison principale pour laquelle un filtre de fréquence image est introduit juste avant le premier mélangeur. Cette architecture offre les meilleures performances en termes de dynamique, de sélectivité et de sensibilité du récepteur. Le principal inconvénient de cette architecture est qu'elle est encombrante.

I.3.2 Récepteurs à conversion directe

Pour pallier les difficultés liées à la fréquence image, l'idée de supprimer le passage en fréquence intermédiaire a émergé afin de transposer le signal directement en bande de base. Ceci revient à utiliser une réception homodyne ou à conversion directe appelée aussi réception à FI zéro.

Après filtrage radiofréquence et amplification faible bruit, le signal est directement transposé autour d'une fréquence nulle. De cette manière, le problème de fréquence image est éliminé. Ainsi, tous les filtres utilisés dans la réception superhétérodyne pour assurer la sélection du canal sont purement et simplement remplacés par un filtre passe bas. Ce type de réception est réalisable sans dégradation du signal reçu grâce à des filtres numériques. La partie filtrage ainsi que le contrôle automatique de gain, sont effectués en bande de base, garantissant dans le même temps une importante intégration pour ce récepteur.

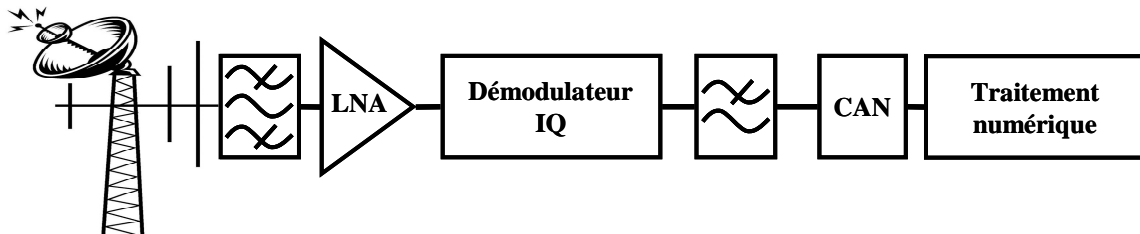


Fig. 1.13 – Architecture à conversion directe

En revanche, la translation directe du spectre sur une fréquence nulle entraîne un certain nombre d'inconvénients, principalement le problème du « DC-Offset » l'appariement entre les voies I et Q et le bruit en $1/f$.

I.3.3 Récepteurs faible FI

Cette architecture de réception est une solution intermédiaire entre la réception directe et la réception hétérodyne. Son principe consiste à transposer le signal radiofréquence en une fréquence intermédiaire très faible. En effet, le problème du DC-Offset et du bruit en $1/f$ sont alors évités sans pour autant nécessiter tous les changements de fréquences inhérents au récepteur superhétérodyne. Cependant, subsistent les problèmes de fréquence image.

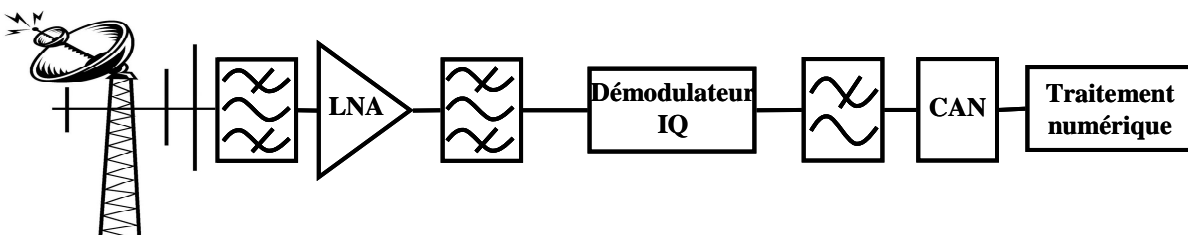


Fig. 1.14 – Architecture à faible fréquence intermédiaire

Tout comme pour la conversion directe, les difficultés sont repoussées vers la bande de base. Si cette architecture s'affranchit des problèmes d'offset, il n'en est pas de même avec celui de la réjection de fréquence image. Il faut donc trouver un meilleur compromis entre la réjection de l'image et la complexité du traitement du signal en bande de base.

I.3.4 Récepteurs à sous-échantillonnage

Un autre type de récepteur microonde est utilisé depuis très longtemps surtout dans le domaine de l'instrumentation. Il s'agit du récepteur utilisant la technique de sous-échantillonnage qui consiste, d'un point de vue fréquentiel, à traduire en basse fréquence le signal radiofréquence ou microonde, puis à le numériser avec un CAN possédant une fréquence d'échantillonnage plus basse (quelques MHz). D'un point de vue temporel, le sous-échantillonnage s'apparente à une opération de stroboscopie. Cette numérisation quasi directe du signal microonde élimine les mélangeurs et filtres FI tout en conservant le filtre RF et le LNA. Cette solution présente aussi l'intérêt de pouvoir numériser des signaux sur une plus large gamme de fréquence (1GHz à 50 GHz) contrairement à une solution avec mélangeurs.

Sur la figure suivante, l'architecture du récepteur à sous-échantillonnage est présentée.

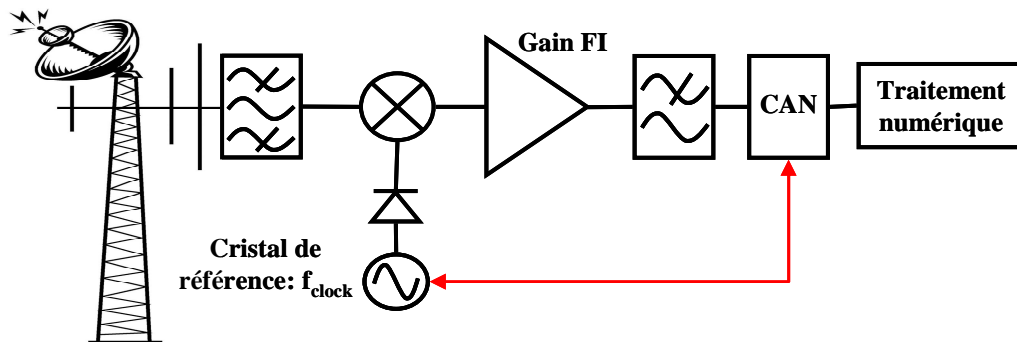


Fig. 1.15 – Architecture à sous-échantillonnage

Cette architecture, pour l'instrumentation permet de réaliser un bon compromis entre bande passante RF et dynamique des CAN associés. Elle a été pour le moment très limitée en terme de bande passante FI. L'objectif du travail de cette thèse est de concevoir un instrument qui puisse permettre la réception sur 4 canaux de signaux microondes modulés large bande. Au vu des différents types de récepteurs traditionnels, il semble que pour des applications instrumentales, la solution du récepteur à sous-échantillonnage puisse présenter plus d'avantages que les autres notamment en ce qui concerne le nombre de canaux pouvant être utilisés simultanément.

I.4 Principaux critères de performance des récepteurs à sous-échantillonnage

Les principales caractéristiques des récepteurs à sous-échantillonnage sont, le gain de conversion, les bandes passantes RF, FI, OL, la dynamique et le facteur de bruit. Ce sont ces caractéristiques qui seront mesurées, étudiées pratiquement et exposées dans le chapitre suivant. Il est extrêmement important de connaître les bandes passantes de chaque dispositif électronique utilisé dans les récepteurs de l'instrumentation afin de connaître, suivre et contrôler le signal à tester lors de son passage dans tous les éléments du système de mesure. Le principe du sous-échantillonnage, qui régit le fonctionnement de ce système peut être vu comme un mélange multiharmonique simultané. Ce dernier est complexe à évaluer en terme de bruit et notamment de facteur de bruit. Dans ce paragraphe, une étude théorique est présentée, conduisant à une première évaluation du facteur de bruit d'une tête de réception à sous-échantillonnage à partir de sa modélisation mathématique. En principe, ce facteur de bruit est beaucoup plus important dans ce cas à cause du bruit ramené par tous les mélanges en bande passante FI autour du signal utile.

I.4.1 Pertes/Gain de conversion

Le gain de conversion, noté G_C , représente le gain (ou les pertes) entre la sortie FI et l'entrée RF de la tête de réception à sous-échantillonnage.

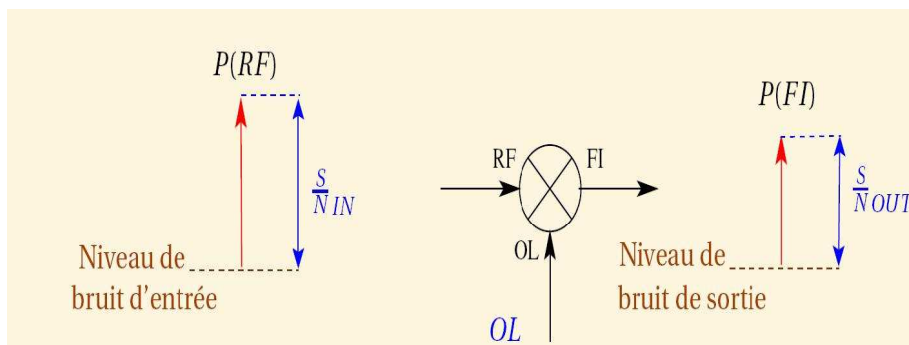


Fig. 1.16 – Niveau de bruit à l'entrée et la sortie d'un modèle simple d'une tête d'échantillonnage

$$G_C = 10 \log \left(\frac{P_{FI}(f_{FI})}{P_{RF}(f_{RF})} \right) \quad (1.47)$$

$P_{FI}(f_{FI})$ représente la puissance à l'accès FI à la fréquence FI.

$P_{RF}(f_{RF})$ représente la puissance à l'accès RF à la fréquence RF.

Le gain de conversion est un écart (en dB) entre deux puissances à des fréquences différentes. Dans le cas des récepteurs à sous-échantillonnage qui ont été utilisés dans cette thèse, les échantillonneurs utilisent des diodes Shottky et donc par la suite, nous parlerons plutôt de pertes de conversion.

I.4.2 Facteurs de bruit F

I.4.2.1 Définitions pour un mélangeur simple

L'hypothèse du bruit aléatoire est réalisée pour la suite des calculs. Il est aussi supposé non déterministe, et au minimum égal au bruit thermique.

$$N = kT_0 \Delta F \quad (1.48)$$

Dans cette dernière expression, N est la puissance moyenne maximale (puissance disponible) de bruit en watts transmise au circuit environnant.

$k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K, est la constante de Boltzmann.

T_0 est la température absolue de référence : $T_0 = 290$ K.

Δf la largeur de bande en Hz du dispositif étudié.

Δf étant donnée, il y a donc un lien étroit entre température absolue et puissance de bruit.

Le facteur de bruit est la dégradation qu'un dispositif introduit sur le rapport Signal/Bruit entre son entrée et sa sortie. Donc, le facteur de bruit d'un dispositif à conversion de fréquence est le rapport S/N en entrée RF divisé par le rapport S/N en Sortie FI (cf. Fig. 1.16) dans des conditions d'impédance de source portée à 290 K.

Dans l'hypothèse et l'étude d'un mélangeur simple, il existe deux définitions du facteur de bruit selon la manière dont la mesure de ce facteur sera faite [1.7]:

- *Facteur de bruit BLU* (Bande Latérale Unique)

Le facteur de bruit en bande latérale unique F_{BLU} ne prend en compte que la puissance sur l'une des deux fréquences RF (filtrage de la fréquence image).

$$F_{BLU} = 10 \log \left(\frac{(S_{IN} / N_{IN})}{(S_{OUT} / N_{OUT})} \right) = 10 \log \left(\frac{P_{RF}}{P_{FI}} \right) + 10 \log \left(\frac{N_{OUT}}{N_{IN}} \right) \quad (1.48)$$

$$F_{BLU} = 10 \log \left(\frac{N_{OUT}}{N_{IN}} \right) - G_C \quad (1.49)$$

- Facteur de bruit DBL (Double Bande Latérale)

Le facteur de bruit en double bande latérale F_{DBL} tient compte du bruit présent en entrée dans la bande RF et IM (*fréquence image*) et qui est converti en sortie à la fréquence FI.

I.4.2.2 Schéma blocs et Facteur de bruit

La relation $N_{out} = F \times G_{av} \times N_{in}$ issu de l'équation (1.49) supposerait que le bruit de sortie est entièrement corrélé au bruit d'entrée, ce qui est invraisemblable car le bruit propre ajouté par le quadripôle (donc créé en excès par lui) serait alors une image linéaire du bruit d'entrée ce qui est incompatible avec sa nature de signal aléatoire indépendant.

Pour progresser, il nous faut donc impérativement décomposer le bruit de sortie N_{out} en :

$$N_{out} = G_{av} \times N_{in} + N_{propre} \quad (1.50)$$

$$N_{propre} = N_{out} - G_{av} \times N_{in} \quad (1.51)$$

Selon la relation (1.49), $N_{out} = F G_{av} N_{IN}$, donc on obtient la valeur suivante pour le N_{propre} :

$$N_{propre} = F G_{av} N_{IN} - G_{av} N_{IN} \quad (1.52)$$

$$N_{propre} = (F - 1) \times G_{av} \times N_{in} \quad (1.53)$$

Ce qui amène à construire le schéma bloc suivant :

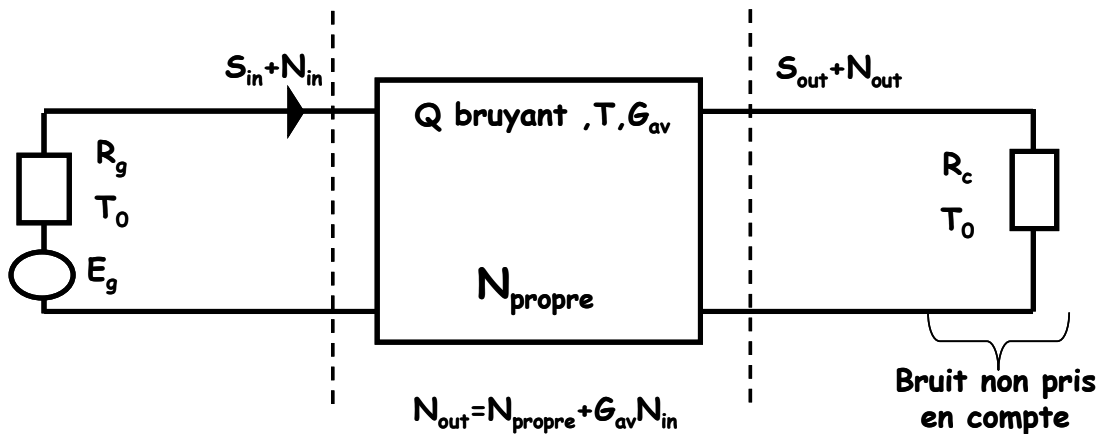


Fig. 1.17 – Niveaux de bruit sur un schéma bloc d'un quadripôle

I.4.2.3 Rappel du théorème de FRIIS

Le facteur de bruit d'un dispositif passif avec des pertes (L) à deux accès est $F=L$. Cette relation suppose que la température physique de l'élément de perte est d'environ égal à $T_0:290^\circ$ K. Il a un gain égal à l'inverse de son taux de perte $G=\frac{1}{L}$.

Pour deux quadripôles (cf. Fig. 1.18) en cascade, et, en se référant au modèle de la figure 1.17, il est possible de déterminer le facteur de bruit total :

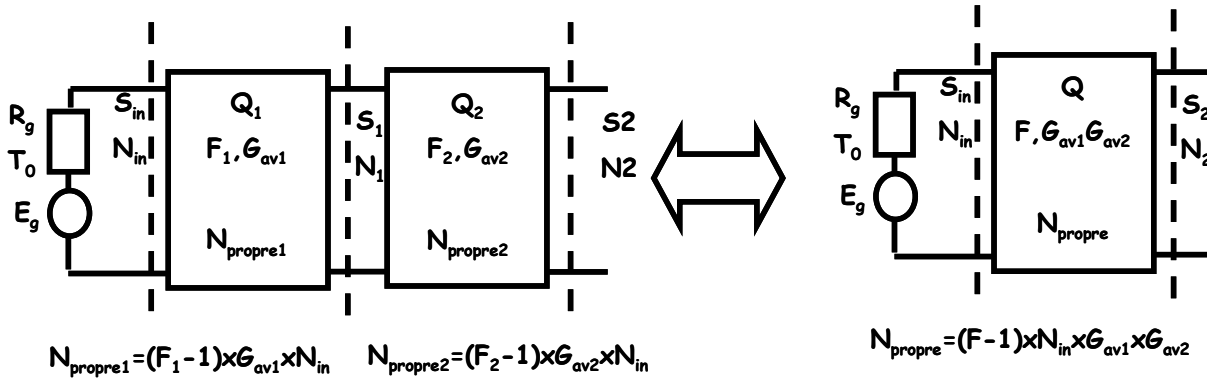


Fig. 1.18 – Niveau de bruit pour 2 quadripôles en cascade

Du schéma 1 à gauche de la figure 1.18, il est possible d'écrire :

$$\frac{S_2}{N_2} = \frac{G_{av1} \times G_{av2} \times S_{in}}{G_{av2} \times N_{in} ((G_{av1} \times F_1) + F_2 - 1)} \quad (1.54)$$

Du schéma 2 de la figure 1.18, on extrait l'équation suivante :

$$\frac{S_2}{N_2} = \frac{S_{in}}{N_{in} \times F} \quad (1.55)$$

D'où le résultat de F et ses extensions au cas de n étages :

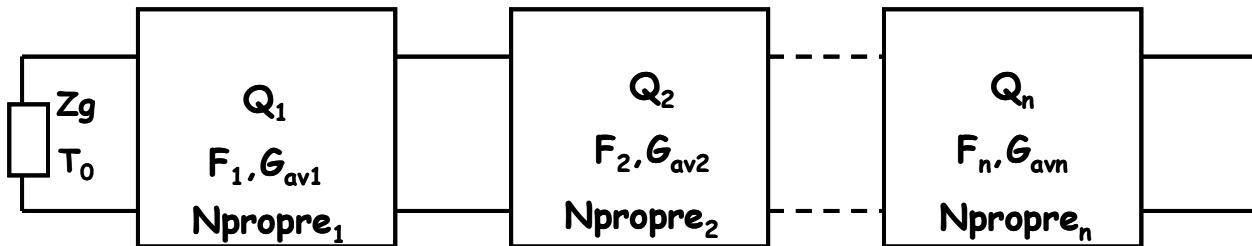


Fig. 1.19 – Mise en cascade de plusieurs quadripôles

$$\text{Pour 2 étages : } F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{av1}} \quad (1.56)$$

$$\text{Pour n étages : } F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{av1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{av1} G_{av2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{av1} G_{av2} \dots G_{avn}} \quad (1.57)$$

Le gain utilisé dans cette équation est le gain appelé gain en puissance disponible.

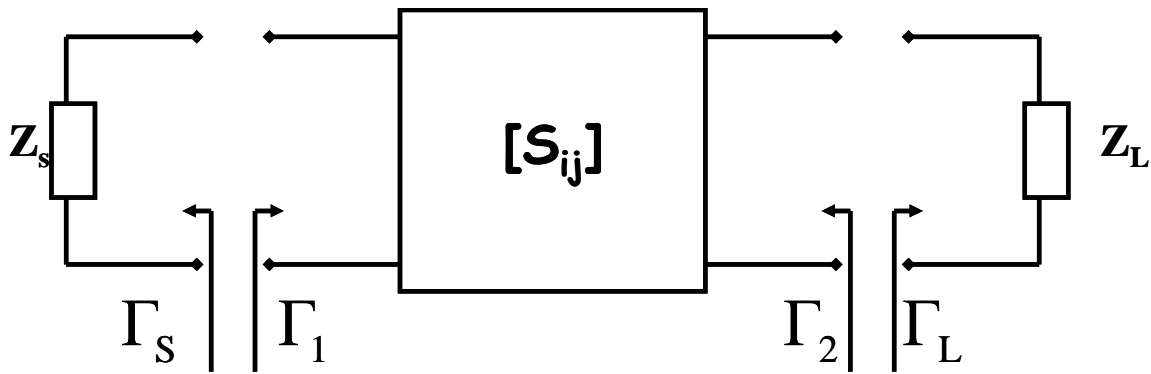


Fig. 1.20 – Coefficients de réflexion aux accès d'un quadripôle

A partir de cette figure, la définition du « gain en puissance disponible » et son calcul sont les suivants :

$$\text{Gain en puissance disponible } G_a = \frac{P_{\text{out disponible}}}{P_{\text{in disponible}}} = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 - |S_{22} - \Delta_s\Gamma_s|^2} \quad (1.58)$$

$$\text{Avec } P_{\text{out}} \text{ délivrée à la charge} = \frac{1}{2}|b_2|^2 - \frac{1}{2}|a_2|^2 \quad (1.59)$$

$$P_{\text{in délivrée}} = \frac{1}{2}|a_1|^2 - \frac{1}{2}|b_1|^2 \quad (1.60)$$

$$P_{\text{in disponible}} = P_{\text{in délivrée}} \text{ lorsque } \Gamma_1 = \Gamma_s^*$$

$$P_{\text{out disponible}} = P_{\text{out délivrée à la charge}} \text{ lorsque } \Gamma_L = \Gamma_2^*$$

$$\Delta_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (1.61)$$

L'équation précédente du facteur de bruit (1.57) montre que:

- C'est le premier étage qui détermine la qualité du récepteur.
- Plus le gain du premier étage est important (ce qui n'est pas incompatible avec un bon facteur de bruit) moins le reste de la chaîne est influent.
- Un grand gain et un bon facteur de bruit sont rarement compatibles avec une grande dynamique du signal, il faut souvent faire un compromis en utilisant un nouveau facteur de mérite du type $\Pi = \frac{F}{1 - \frac{1}{G}}$. Une autre solution consiste à utiliser un ensemble d'amplificateurs :

linéaires pour les faibles signaux et logarithmiques pour les forts signaux.

I.4.2.4 Facteur de bruit d'une tête de réception à sous-échantillonnage

Parmi les différents types de récepteurs, 2 grandes familles existent : Ceux qui sont fondés sur l'utilisation des mélangeurs et ceux qui sont fondés sur l'utilisation d'échantillonneurs (fonctionnement en sous-échantillonnage).

En ce qui concerne les récepteurs à mélangeur et pour un signal mono fréquence (CW) sur la voie RF, la sortie FI est composée du signal utile accompagné du bruit autour de la fréquence RF, comme le montre la figure 1.21 (la fréquence image est alors supposée être filtrée).

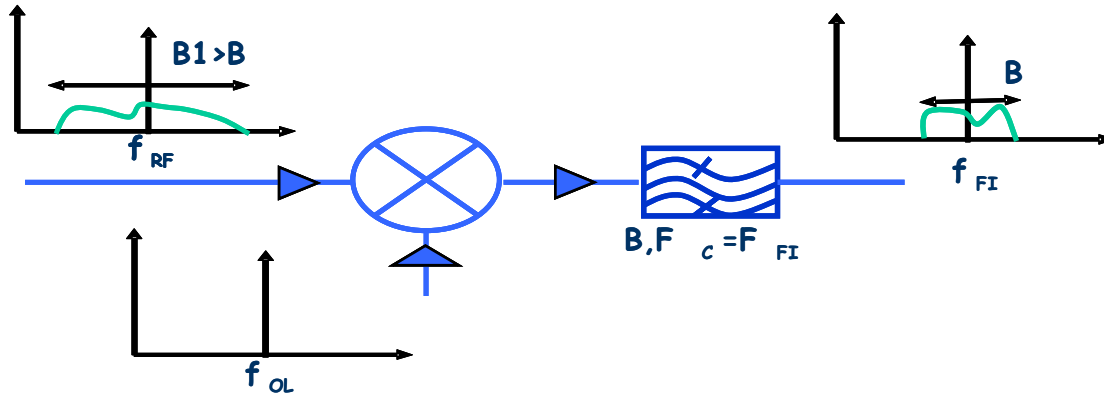


Fig. 1.21 – Bruit ramené par un simple mélange

Pour les récepteurs fondés sur l'utilisation des têtes d'échantillonnage et le principe de sous-échantillonnage, le bruit ramené doit se calculer d'une manière différente puisque l'oscillateur local n'est plus sinusoïdal mais impulsionnel. Dans le domaine fréquentiel, cela signifie que le signal d'OL est constitué par un spectre de raies dont la bande dépend du temps de descente du signal impulsionnel de l'OL. Cette relation entre la bande passante RF et le temps de descente de l'impulsion du signal OL est illustrée dans l'exemple de la figure 1.22.

L'exemple de la figure 1.22 présente une impulsion à la sortie d'une SRD de bande passante de 20 GHz. Cette impulsion a été mesurée avec un oscilloscope Agilent 83840. Cet exemple est tiré de la référence [1.8].

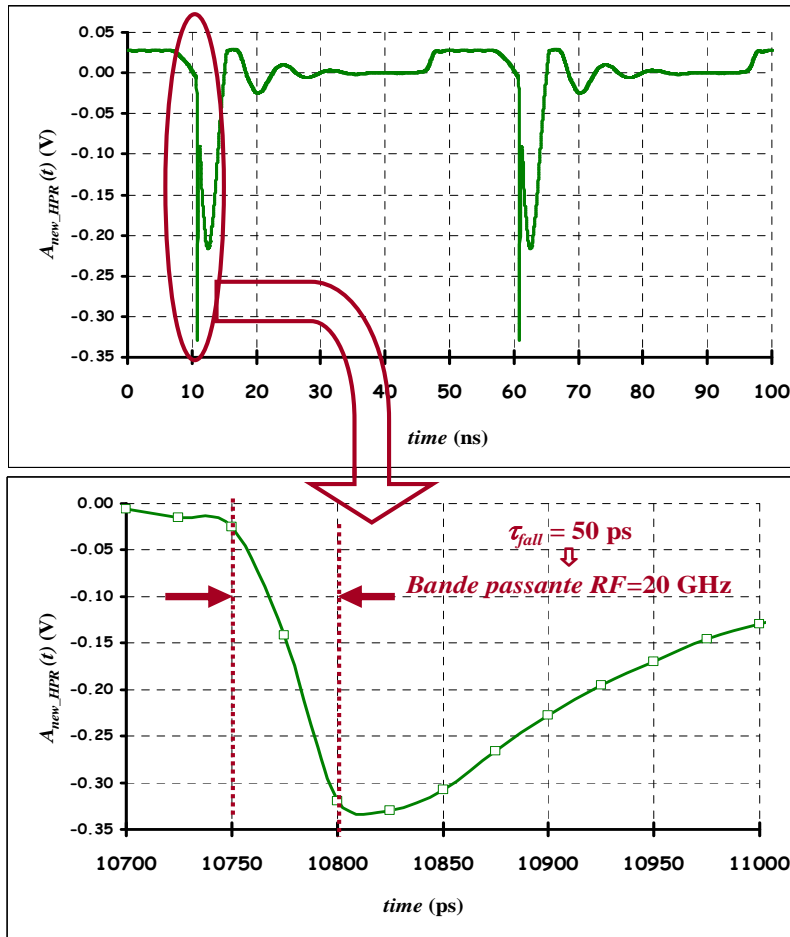


Fig. 1.22 – Calcul de la bande passante RF à partir du temps de descente de l'impulsion OL

D'un point de vue fréquentiel, la tête d'échantillonnage peut donc être considérée comme une mise en parallèle de mélangeurs dont les OL sont tous différents (cf. Fig. 1.23).

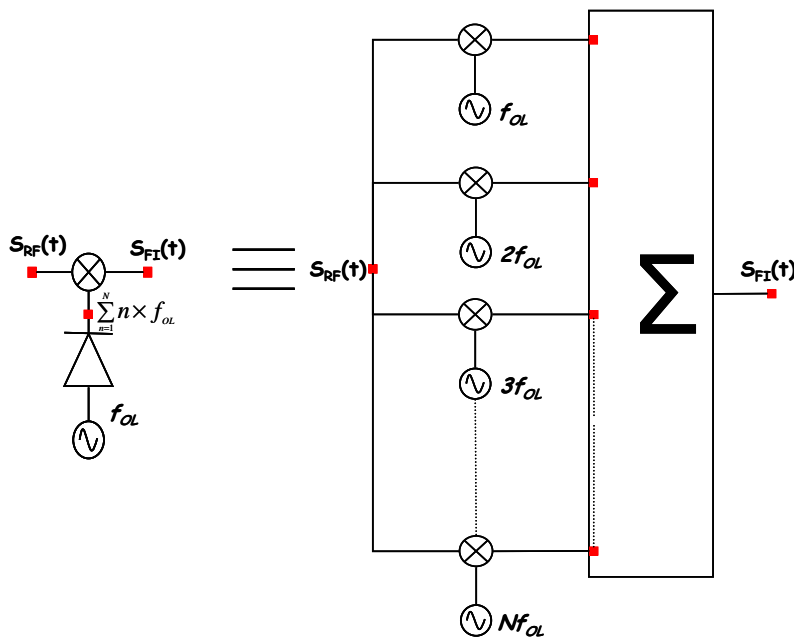


Fig. 1.23 – Illustration fréquentielle du fonctionnement d'une tête d'échantillonnage comme une mise en parallèle de plusieurs mélangeurs à fréquences OL différentes

Chaque OL ramène alors un bruit spécifique autour d'une même fréquence FI. Le bruit total peut être calculé comme la somme des bruits ramenés par chaque OL (fréquence RF et fréquence OL). Cela suppose que le théorème de superposition peut s'appliquer et que le fonctionnement d'une tête de réception à sous échantillonnage est linéaire vis-à-vis de la conversion du signal RF vers FI.

Dans ce paragraphe, une méthode de calcul analytique du facteur de bruit d'une tête d'échantillonnage est proposée. Elle repose sur un modèle simple de la tête d'échantillonnage qui va être décrit dans le paragraphe suivant.

I.4.2.4.1 Modèle simple de la tête d'échantillonnage

Un schéma équivalent de la tête d'échantillonnage pour le calcul du facteur de bruit sera le suivant :

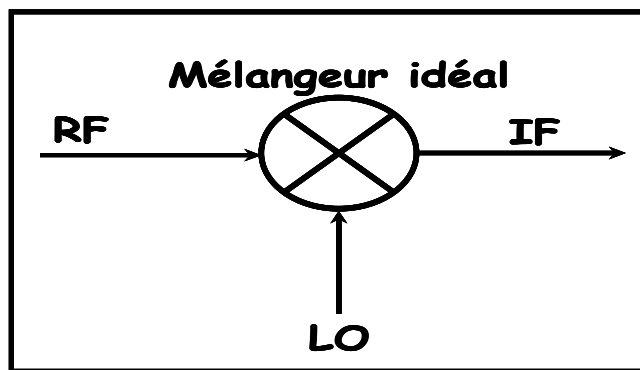


Fig. 1.24 – Les 3 accès d'un mélangeur idéal

Contrairement au cas du mélangeur simple, le signal OL n'est pas sinusoïdal mais impulsionnel et sera représenté par la suite par le signal idéal suivant :

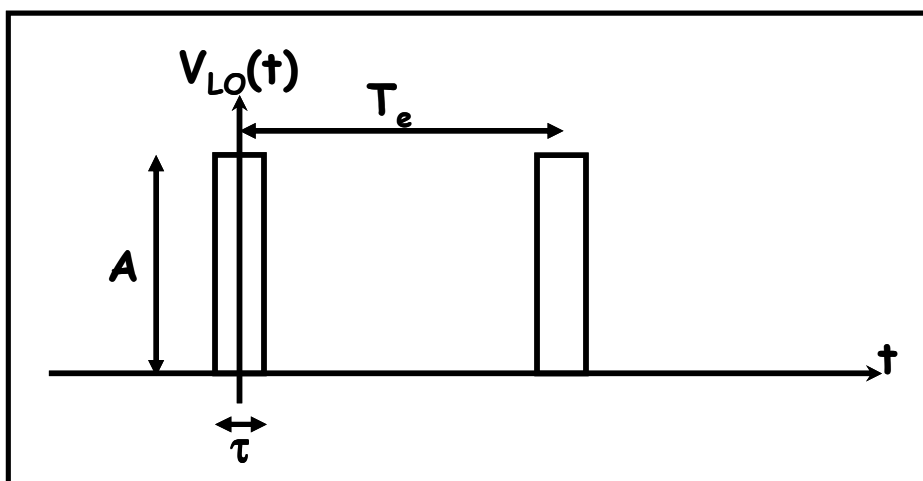


Fig. 1.25 – Signal OL impulsionnel

Ce signal $V_{LO}(t)$ peut être décomposé en série de fourrier :

$$v_{LO}(t) = \frac{\tau A}{T_e} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2A\tau}{T_e} \text{sinc}(n\pi f_e \tau) \cdot \cos(n\omega_e t) \quad (1.62)$$

En considérant un signal RF sinusoïdal pur de fréquence f_{RF} , l'échantillonnage de ce signal RF donne un produit FI à la fréquence f_{FI} , tel que $f_{RF} = n_0 \cdot f_e + f_{FI}$. Le gain de conversion en tension associé à ce mélange est donc tel que :

$$v_{RF}(t) = A_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \quad (1.63)$$

$$v_{FI}(t) = v_{LO}(t) \times v_{RF}(t) = \frac{\tau A A_{RF}}{T_e} \cos(\omega_{RF} t) + A_{RF} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2A\tau}{T_e} \text{sinc}(n\pi f_e \tau) \times \cos(n\omega_e t) \times \cos(\omega_{RF} t) \quad (1.64)$$

$$|G_c(n_0)| = \frac{|v_{FI}(t, n_0)|}{|v_{RF}(t)|} = \frac{\left| \frac{2A\tau}{T_e} A_{RF} \text{sinc}(n_0\pi f_e \tau) \cos(n_0\omega_e t) \cos(\omega_{RF} t) \right|}{|A_{RF} \cos(\omega_{RF} t)|} + \frac{A\tau}{T_e} \quad (1.65)$$

$$= \frac{\frac{2A\tau}{T_e} \times \text{sinc}(n_0\pi f_e \tau)}{\cos(\omega_{RF} t)} \left\{ \frac{1}{2} \cos[n_0\omega_e + \omega_{RF}]t + \frac{1}{2} \cos[n_0\omega_e - \omega_{RF}]t \right\} + \frac{A\tau}{T_e} \quad (1.66)$$

$$G_c(n_0) = \frac{A\tau}{T_e} (1 + 2 \text{sinc}(n_0\pi f_e \tau)) \quad (1.67)$$

Avec τ est la durée de l'impulsion, T_e est la période de l'impulsion, $f_e = 1/T_e$ et $\omega_e = 2\pi f_e$.

n_0 est l'harmonique d'OL responsable de la conversion d'un signal RF CW vers la fréquence FI la plus basse possible.

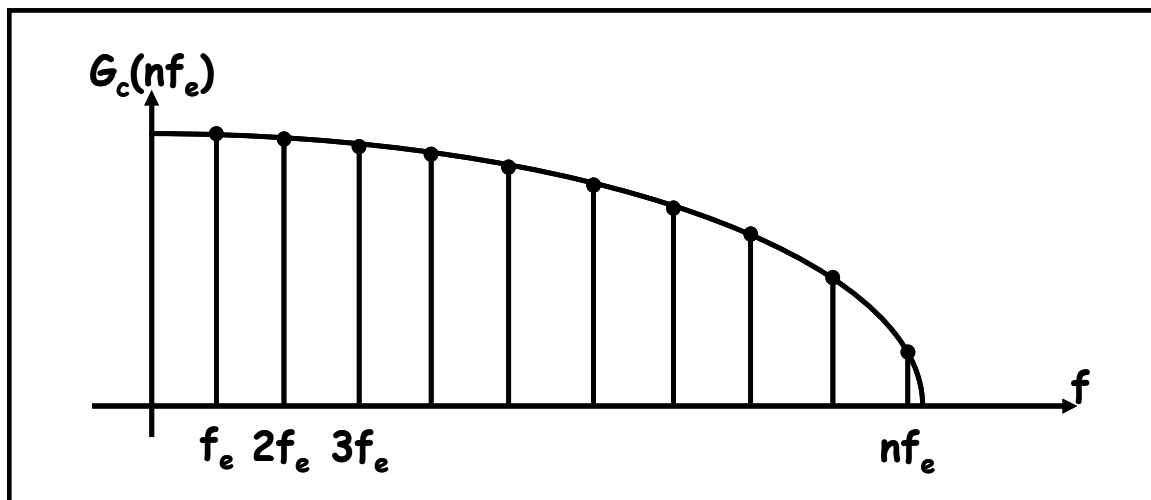


Fig. 1.26 – Gain de conversion de la tête d'échantillonnage en fonction de la fréquence OL

Une fois ces hypothèses posées pour l'expression du signal de l'OL et pour le gain de conversion, il est possible de réaliser un premier calcul de facteur de bruit.

I.4.2.4.2 Calcul du facteur de bruit théorique d'une tête d'échantillonnage

Dans la suite nous ne considérons que le bruit thermique donc c'est l'équation (1.48) du facteur de bruit qui sera utilisée:

$$F = \frac{N_{out}}{S_{out}} \times \frac{S_{in}}{N_{in}}$$

Dans un premier temps, le calcul du gain et du bruit est réalisé pour l'échantillonnage d'un signal RF (f_{RF}), donnant en sortie un signal FI (f_{FI}), en utilisant l'harmonique n_0 du signal LO. Dans ce cas, les relations entre les fréquences sont données par :

$$f_{RF} = n_0 f_e + f_{FI}$$

$$\text{Et donc } \frac{S_{in}}{S_{out}} = \frac{1}{G_c^2(n_0)} \quad (1.68)$$

Le bruit en FI est mesuré dans une bande B, la puissance de bruit en entrée autour de f_{RF} est donc :

$$N_{in} = kTB \quad (1.69)$$

Le facteur de bruit devient alors :

$$F(n_0) = \frac{N_{out}}{G_c^2(n_0).kTB} \quad (1.70)$$

Il reste à calculer le bruit en sortie de l'échantillonneur. Comme le montre la figure 1.23 l'échantillonnage fait apparaître une multitude de mélange entre le signal d'entrée et le signal d'échantillonnage. Le bruit blanc thermique en entrée de l'échantillonneur va donc se replier plusieurs fois dans la bande B autour de f_{FI} . La figure suivante illustre ce principe de sommation et de superposition des bruits autour des différents OL.

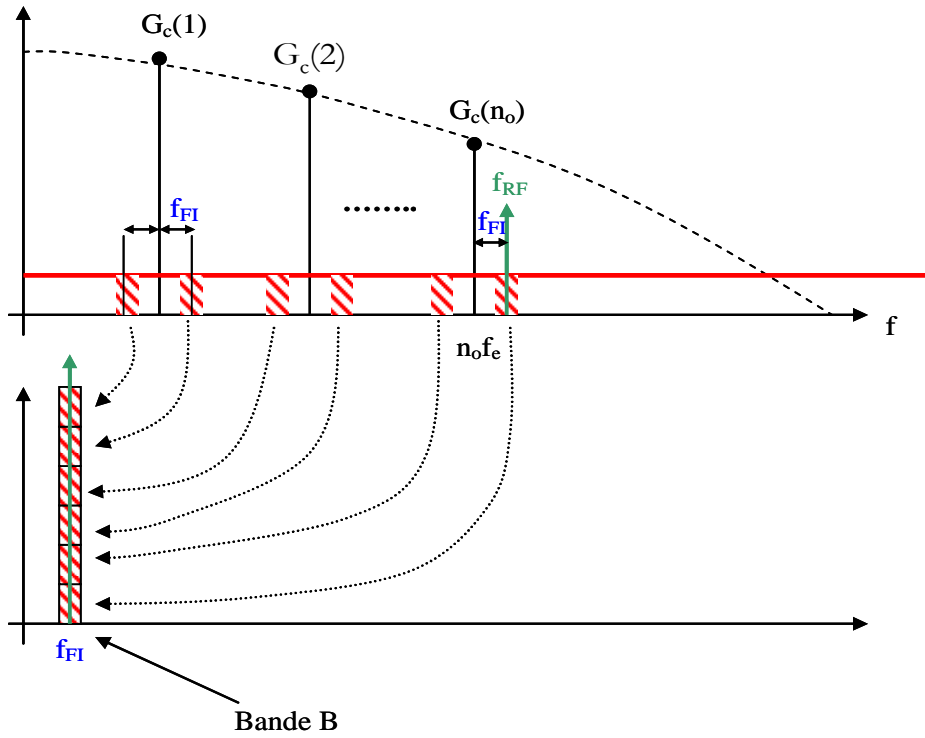


Fig. 1.27 – Bruit ramené par le mélange harmonique d'une tête d'échantillonnage

La puissance de bruit ramenée en sortie par la composante fréquentielle n du signal d'échantillonnage est donc :

$$N_{out}(n) = 2.kTB.G_c^2(n) \quad (1.71)$$

Le facteur 2 représente le repliement, des bandes latérales supérieure et inférieure. En ne considérant que le bruit thermique de la tête de réception à sous-échantillonnage, la puissance de bruit totale en sortie est donc :

$$N_{out} = N_{propre} + \sum_{n=1}^{\infty} 2KTB \times G_c^2(n) = KTB + \sum_{n=1}^{\infty} 2KTB \times G_c^2(n) \quad (1.72)$$

En utilisant les équations (1.70) et (1.72), nous obtenons le facteur de bruit :

$$F(n_0) = \frac{1 + \sum_{n=1}^{\infty} 2G_c^2(n)}{G_c^2(n_0)} \quad (1.73)$$

En utilisant l'expression du gain de conversion donnée par l'équation (1.67), le facteur de bruit devient :

$$F(n_0) = \frac{1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{A\tau}{T_e} (1 + 2 \sin c(n\pi f_e \tau)) \right)^2}{\left(\frac{A\tau}{T_e} (1 + 2 \sin c(n_0\pi f_e \tau)) \right)^2} \quad (1.74)$$

Un calcul analytique simple peut être réalisé en considérant l'équation (1.74). Un exemple numérique permet d'illustrer ce calcul avec

$$f_{RF} = 2.01 \text{ GHz}$$

$$f_{FI} = 10 \text{ MHz}$$

$$A = 10 \text{ (amplitude arbitraire)}$$

$$\tau = 25 \text{ ps (Bande passante RF= 40 GHz)}$$

$$f_e = 0.5 \text{ GHz}$$

La somme infinie de l'équation (1.74) est calculée avec un nombre N suffisant de termes pour obtenir un résultat convergent. Ce nombre de raies d'OL dépend de la fréquence d'excitation de l'OL et aussi de la durée d'impulsion OL. Autrement, le nombre de voies OL dépend de la bande passante RF de l'échantillonneur. L'indice n_0 est calculé en considérant ces deux facteurs, les fréquences RF et FI étant fixées. Le tableau suivant rassemble les différents résultats de facteur de bruit :

$f_e \text{ (MHz)}$	50	100	200	400	500	1000
n_0	40	20	10	5	4	2
N	800	400	200	100	80	40
$F(n_0) \text{ (dB)}$	32.14	28.05	24.38	20.99	19.93	16.72

Tab. 1.2 – Facteur de bruit en fonction de la fréquence de sous-échantillonnage

Les valeurs de facteur de bruit dans ce tableau ont été calculées en utilisant l'équation (1.74) et en limitant la source à une fréquence maximale de 40 GHz. $G_{c(n)_{\max}}$ correspond au gain à 40 GHz. Ce tableau nous montre que l'on améliore de 3 à 4 dB le facteur de bruit, en doublant la fréquence d'échantillonnage.

Concrètement, des résultats pratiques seront présentés dans le chapitre 2. Dans ce cas pratique, l'amplitude est égale à 0.63087V (correspond à une puissance de 6 dBm) et pour une fréquence d'excitation de 400 MHz ($n_0=5$), le facteur de bruit calculé est de 34.55 dBm.

I.5 Conclusion

Dans la mesure où l'objectif final de ce travail de thèse est de réaliser un banc de caractérisation fonctionnelle large bande (FI et RF) dans le domaine temporel des signaux microonde, un paragraphe concernant les rappels théoriques sur la numérisation des signaux analogiques a été écrit pour expliquer les principales fonctions de la numérisation (échantillonnage et quantification). Ce paragraphe a aussi permis d'aborder les principaux facteurs de mérite des

échantillonneurs notamment la gigue de phase temporelle des instants d'échantillonnage, facteur sensible pour des fréquences microondes. Ces principes d'échantillonnage définis, ce chapitre nous a permis d'expliquer comment ils pouvaient être intégrés dans des architectures plus complexes et plus complètes de récepteur des signaux microondes. Plusieurs architectures ont été décrites en présentant leurs principaux avantages et défauts. Pour des applications instrumentales, l'architecture du récepteur à sous-échantillonnage semble être celle qui offrirait les meilleurs compromis en terme de largeur de bande passante RF et facilité de conception. En revanche, une première étude théorique conduit au fait que le facteur de bruit d'une telle architecture est plutôt dégradé par rapport aux autres architectures. Il sera donc intéressant de savoir si la dynamique d'un tel système reste compétitive par rapport à des solutions commerciales existantes.

Chapitre II

II Conception et réalisation d'un récepteur 4 canaux large bande fondé sur le principe de sous-échantillonnage

II.1 Introduction

Pour la conception d'un banc de caractérisation fonctionnelle large bande dans le domaine temporel, le cœur du système est le récepteur qui reste à concevoir. L'architecture de récepteur à sous-échantillonnage a été choisie pour parvenir à atteindre les objectifs de largeurs de bande passante (FI et RF) comme cela a été décrit dans le chapitre 1. Les principaux facteurs de performance de ce type de récepteur ont été définis et calculés d'une manière analytique.

Il existe actuellement au sein du département C²S² (Projet Instrumentation Avancée) du laboratoire XLIM un outil de caractérisation dans le domaine temporel de dispositifs microondes non linéaires. Cet outil de caractérisation appelé le LSNA (Large Signal Network Analyser) est un instrument qui met en oeuvre le principe fondamental de sous-échantillonnage des signaux RF. Grâce à cet instrument il est possible de mesurer les signaux présents aux accès de dispositifs non linéaires soumis à des excitations CW de puissance variable. Cette mesure de signaux permet de les visualiser dans le domaine temporel. Il est aussi capable de mesurer les enveloppes des signaux modulés, avec une très bonne dynamique (14 bits soit une dynamique théorique d'environ 84 dB), pour des bandes de modulation très inférieures à 10 MHz. Plusieurs travaux ont été réalisés par le passé pour tenter, avec cet instrument, de réaliser des mesures de signaux modulés aux accès de dispositifs sous test. Les largeurs de bandes mesurées ont pu ainsi être étendues à des valeurs de l'ordre de 80 MHz [2.1] pour des applications de mesure d'effets Multipactor. Toutefois, la mise en oeuvre de telle mesure s'est avérée complexe, nécessitant des étalons spécifiques à chaque largeur de bande désirée. Le traitement de signal associé est lui aussi très lourd à gérer et à mettre en place de part le fait que la mesure des signaux modulés large bande n'est pas naturelle compte tenu des spécifications des têtes de réceptions utilisées dans ce LSNA commercial qui réalisent un sous-échantillonnage lent à une fréquence de 20 MHz.

Le prototype de récepteur large bande à sous-échantillonnage qui a été étudié, conçu et mis en œuvre dans ce travail de thèse permet de réaliser les mêmes mesures que celles extraites avec le LSNA classique. Il doit, en revanche constituer une solution nouvelle pour l'extension de la mesure d'enveloppe de signaux modulés très large bande (bande > 100 MHz).

Ce chapitre est consacré à la description de la conception et de la réalisation de ce prototype de récepteur à sous-échantillonnage large bande. Les caractérisations des éléments qui constituent le cœur du système seront présentées. De plus, une évaluation des critères de performance définis dans le premier chapitre sera détaillée. Une comparaison, entre les valeurs analytiques du chapitre 1 et les valeurs mesurées dans le chapitre 2, sera effectuée. Enfin la procédure d'étalonnage mise en œuvre pour ce récepteur à sous-échantillonnage sera décrite.

II.2 Choix du dispositif de conversion de fréquence : l'échantillonneur et les modifications apportées

Plusieurs architectures de récepteurs de signaux microondes ont été étudiées dans le premier chapitre. L'architecture qui a le mieux répondu aux exigences et aux performances demandées pour réaliser un prototype d'échantillonnage large bande est l'architecture du récepteur à sous-échantillonnage. Les principaux éléments de cette architecture, notamment les têtes de réception ont fait le sujet d'une étude théorique, d'une évaluation de leurs critères de performances principalement en termes de non linéarité et de facteur de bruit.

Les conclusions du chapitre 1 conduisent à la recherche de tête de réception fondées sur le principe de sous-échantillonnage dont la fréquence d'OL doit être la plus élevée possible pour que la fréquence apparente d'échantillonnage soit la plus grande possible. Ainsi, comme cela a été écrit précédemment, cette augmentation de la fréquence d'échantillonnage a pour effet d'améliorer le SNR (paragraphe 1.2.4.3) et la résolution du système de mesure. Se pose alors la question de l'approvisionnement des têtes d'échantillonnage fondées sur le principe de sous-échantillonnage à fréquence d'OL élevée. Plusieurs sociétés proposent des solutions [2.2] [2.3] mais, au début de cette thèse, peu de produits étaient réellement disponibles et approvisionnables. Des travaux effectués précédemment dans le laboratoire ont permis d'étudier l'architecture interne des analyseurs de réseaux vectoriels de type W360 ou Agilent 8510C. Ces instruments possèdent des têtes de réception comparables à celles utilisées dans le LSNA ou dans les MTA. L'idée originale de ce travail a donc consisté à essayer de « réutiliser » ces têtes de réception pour concevoir le prototype du nouveau

récepteur à sous échantillonnage. L'avantage de ces têtes de réception réside dans la fréquence de leur OL qui peut varier entre 300 et 600 MHz.

Cependant, dans ces ARV, les têtes d'échantillonnage sont suivies de circuits d'amplification et de filtrage [2.4] des fréquences intermédiaires ayant pour but de sélectionner très finement des fréquences particulières (filtre de 500 Hz) pour la mesure avec une très forte dynamique de paramètre [S]. Cet objectif est diamétralement opposé à la perspective et l'opportunité de mesure des signaux modulés large bande. Cela a donc conduit à modifier fortement les architectures et les circuits de ces têtes de réception. Ces modifications ont été réalisées pour 4 têtes d'échantillonnage appartenant à un seul ARV issu d'un test-set wiltron 3621A. (10 MHz – 40 GHz).

Il est à noter que pour ces ARV, les têtes d'échantillonnage sont regroupées 2 par 2 au sein d'un même bloc. Elles seront appelées « Dual Sampler » par la suite.

La compréhension du fonctionnement de ces têtes de réception est absolument nécessaire pour pouvoir envisager par la suite les modifications à réaliser pour satisfaire aux exigences du prototype à monter dans le cadre du projet Lipsys. Il s'agit effectivement de pouvoir augmenter de manière forte la fréquence de sous-échantillonnage tout en conservant une dynamique suffisante pour envisager des applications de type caractérisation pour la modélisation comportementale des dispositifs non linéaires par exemple.

II.2.1 Description de l'architecture d'une tête d'échantillonnage

Avant de parler de la tête d'échantillonnage choisie et de son modèle électrique équivalent, il faut savoir que ce genre de dispositif fonctionne avec un OL impulsionnel dont la durée du temps de descente conditionne la bande passante RF de fonctionnement. Cet OL peut être issu d'un générateur sinusoïdal dont le signal est envoyé sur une diode SRD qui génère l'impulsion.

Le circuit de génération d'impulsion interne à l'analyseur est indépendant des têtes d'échantillonnage. Un générateur d'impulsion externe et indépendant peut donc être utilisé. Dans les caractéristiques techniques de l'ARV, il est spécifié que ce générateur d'impulsion peut fonctionner de 357 à 536 MHz. Cette bande de fonctionnement du signal OL sera l'origine de l'extension de la bande passante FI de la maquette d'échantillonnage. En théorie, cette bande passante est environ 268 MHz pour les têtes d'échantillonnage seules sans les circuits FI de filtrage et d'amplification (fréquence maximale du générateur d'impulsion : 536 MHz). Les circuits FI de filtrage et d'amplification utilisés initialement sont donc pénalisants pour le prototype à mettre en œuvre. Ils

devront donc, être fortement modifiés pour satisfaire le cahier des charges de la largeur de bande passante d'enveloppe maximale.

Le principe de fonctionnement de ces têtes d'échantillonnage qui sont réalisées à base de diode Schottky est expliqué dans la suite.

Le schéma du circuit d'échantillonnage [2.4] [2.5] fourni dans la figure 2.1 est bâti autour de diodes Schottky. Le générateur d'impulsion est en fait composé d'une diode SRD et d'un système de BALUN qui permet de passer d'un mode « single » à un mode différentiel. Dans notre cas, les 2 signaux à la sortie du balun doivent être en opposition de phase comme pour un balun LC-CL [2.6] [2.7]. Ce système permet ainsi la réception « naturelle » du signal d'OL.

Ce générateur rythme les Samplers qui échantillonnent et bloquent à la même cadence le signal injecté sur la voie RF. Ainsi, en générant des impulsions à une fréquence plus faible que celle du signal, un sous-échantillonnage est effectué.

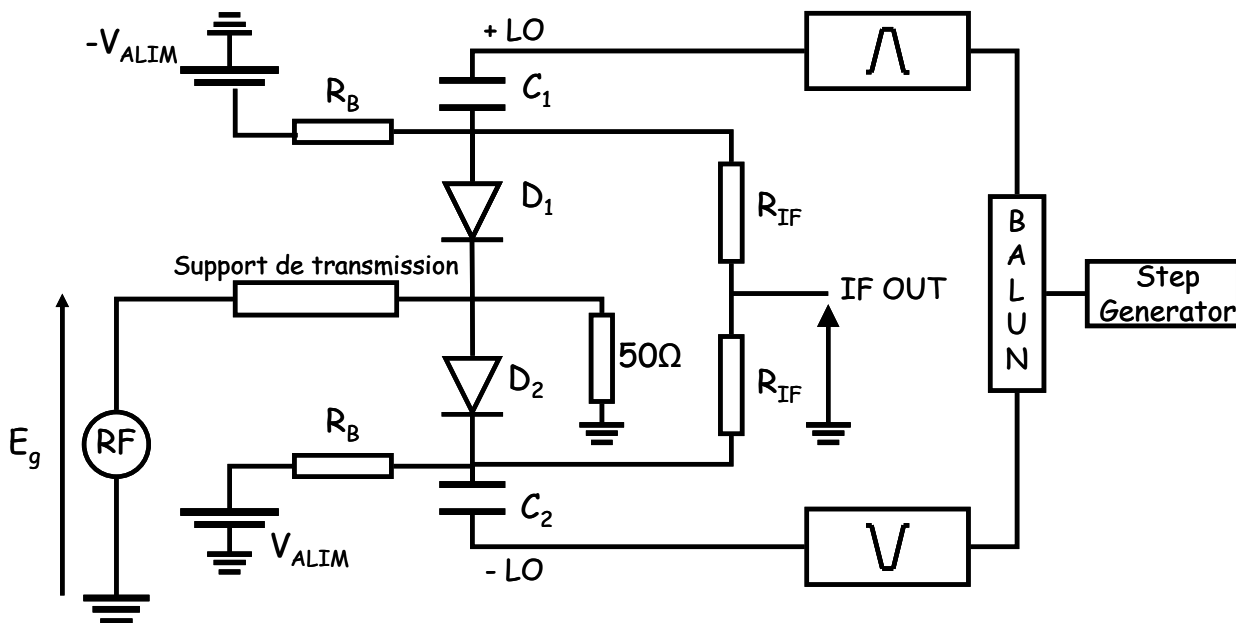


Fig. 2.1 –Schéma de principe de tête d'échantillonnage

Une première analyse de la figure 2.1, conduit à l'observation de dissymétrie de la structure utilisée. Lorsque les 2 générateurs $-V_{LO}$ et V_{LO} sont éteints les 2 diodes Schottky sont polarisées en inverse respectivement par les alimentations V_{ALIM} et $-V_{ALIM}$ (cf. Fig. 2.1) donc elles ne vont pas conduire et la totalité du signal RF est absorbée par la charge $50\ \Omega$. Dans ce cas, l'échantillonneur est ouvert ce qui permet aux capacités C_1 et C_2 de se décharger dans les résistances R_{IF} . En revanche, lorsque les générateurs d'impulsions sont actifs, les 2 diodes deviennent passantes et l'échantillonneur est fermé. Donc, lors de cette période, les 2 capacités vont se charger par deux valeurs différentes $V_{RF} - V_{LO}$ et $V_{RF} + V_{LO}$.

V_{RF} est l'amplitude du signal RF.

V_{LO} est l'amplitude de l'impulsion du signal OL.

Cette brève analyse permet de distinguer 2 phases de fonctionnement de la tête de réception, une phase d'échantillonnage et une phase de blocage comme celles détaillées au chapitre 1 pour les CAN. Le principe d'échantillonneur bloqueur et son étude théorique sont alors similaires à ce qui peut être fait pour les CAN.

Quand l'échantillonneur est ouvert, la tête de réception est considérée à l'état de repos comme la montre la figure suivante.

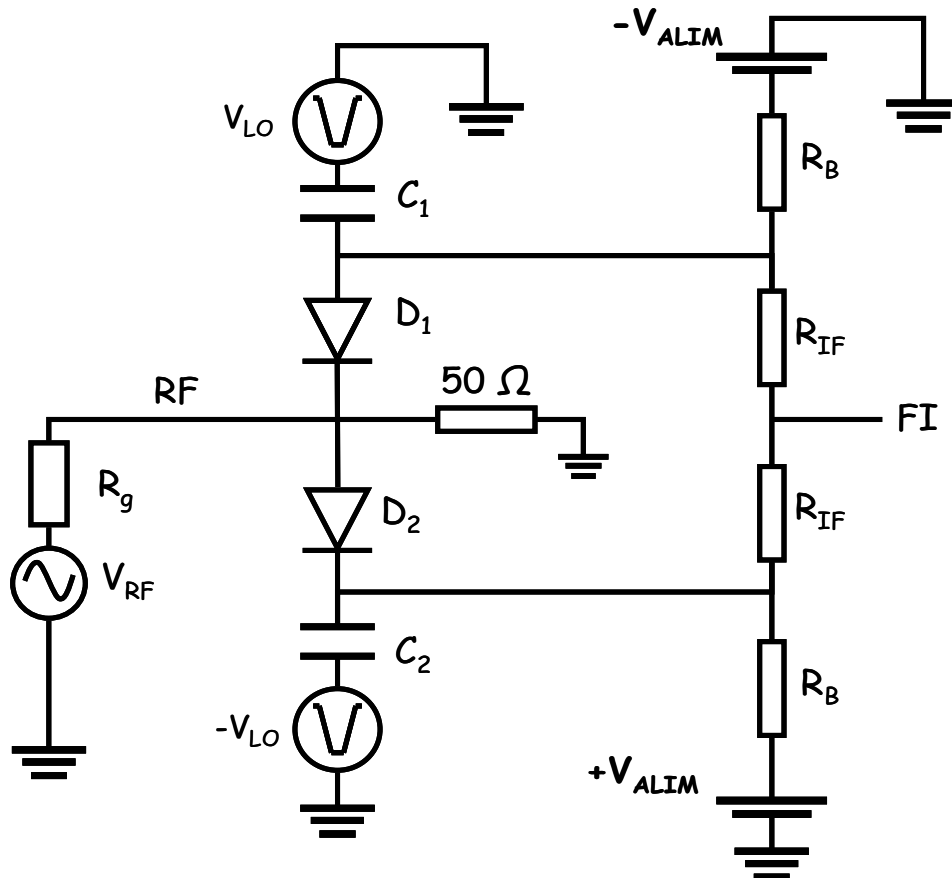


Fig. 2.2 – Configuration au repos

En revanche, quand l'échantillonneur est fermé et que les diodes sont passives, la tête de réception est considérée à l'état d'échantillonnage comme la montre la figure suivante.

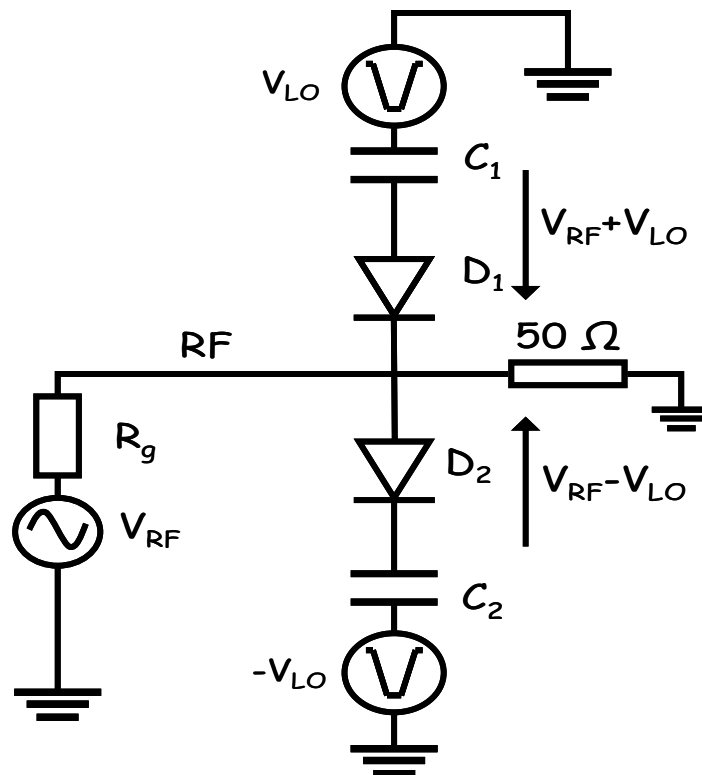


Fig. 2.3 – Configuration lorsque l'impulsion d'OL est appliquée

La tension V_{RF} est récupérée lorsque les générateurs d'impulsion reviennent à l'état bas bloquant alors les 2 diodes D_1 et D_2 .

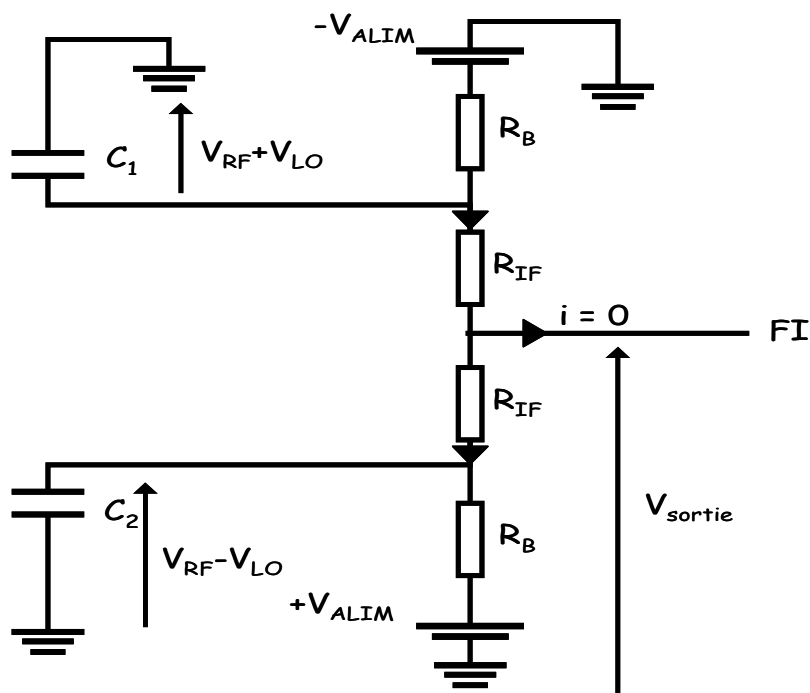


Fig. 2.4 – Configuration à la décharge des condensateurs

Grâce aux résistances R_{IF} le courant dans la branche FI est nul. Donc le même courant traverse les 2 résistances R_{IF} . Sous cette condition, la tension V_{sortie} est alors égale à V_{RF} . Dans ce cas idéal, le rendement d'échantillonnage est de 100%. Or, dans la réalité il y a toujours une résistance

interne qui induit un temps de charge de la capacité non nul. Le rendement d'échantillonnage sera donc inférieur à 100%.

II.2.2 Modifications des têtes de réception

II.2.2.1 Introduction

Ces têtes de réception issues d'un analyseur de réseau vectoriel avaient dans leur utilisation initiale des circuits FI spécifiques d'amplification et de filtrage. Ces circuits situés après l'échantillonneur des têtes de réception avaient pour rôle d'amplifier le signal très faible présent à la sortie de l'échantillonneur. Ils avaient aussi le rôle de sélectionner à chaque fois une seule fréquence et de l'isoler de tout le reste du spectre. Cette sélection de fréquence était nécessaire dans la mesure où la fonction d'un analyseur de réseau vectoriel est de pouvoir mesurer séquentiellement (fréquence par fréquence) des rapports d'ondes. La sélection séquentielle impliquait alors des variations de fréquence d'oscillateur local conduisant à une perte d'information concernant la phase absolue des ondes de puissance mesurées. Cette perte d'information est sans conséquence dans la mesure de rapport d'ondes de puissance à une même fréquence. Il a donc fallu dans un premier temps opérer des modifications fondamentales sur les sorties des têtes de réception pour court-circuiter les étages FI non désirés. Une seconde étape consiste alors à évaluer les performances brutes des têtes d'échantillonnage séparées de leurs circuits FI. Ces performances en terme de gain (perte) de conversion sont alors fondamentales pour dimensionner correctement les étages d'amplification et de filtrage FI à joindre aux têtes d'échantillonnage modifiées pour adapter le niveau du signal aux entrées des CAN qui seront utilisés pour l'acquisition et le traitement finaux des données brutes. Les modifications apportées sont décrites dans les paragraphes suivants.

II.2.2.2 Modification des têtes de réception

Comme le montre la figure suivante [2.4], le test-set 3621A est constitué de 4 samplers regroupés 2 par 2 dans des blocs appelés DUAL sampler.

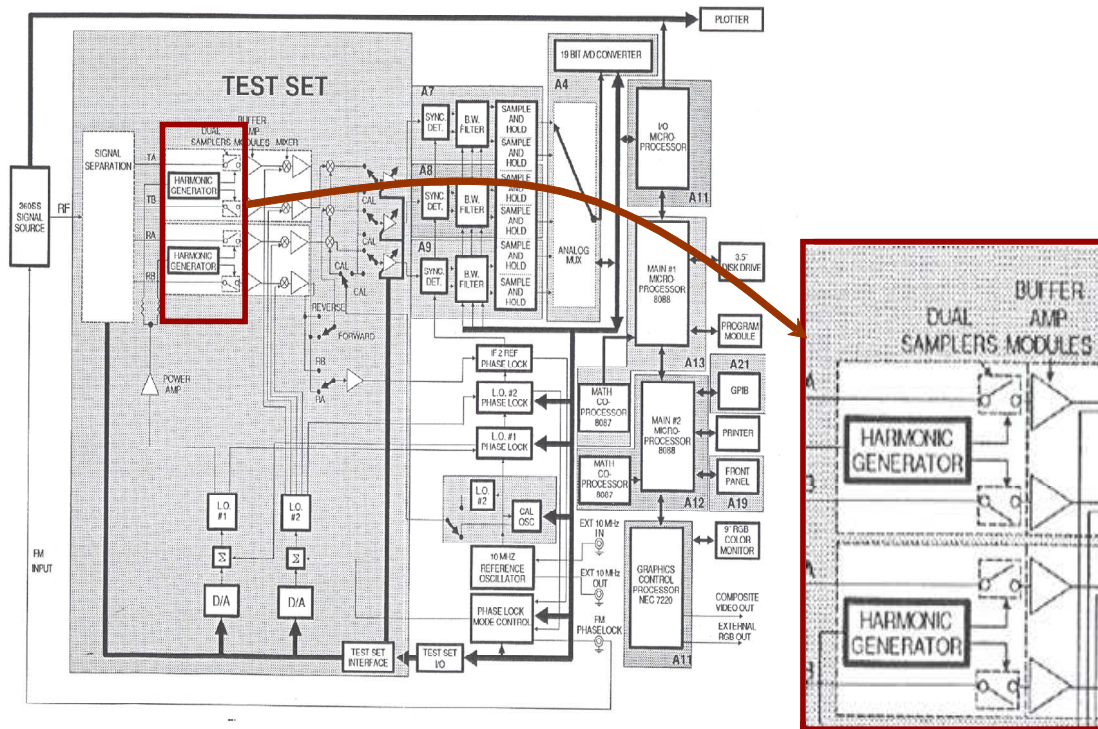


Fig. 2.5 –Schématique commercial des têtes d'échantillonnage et des modules FI du Test-set 3621A

Ces têtes de réception ont été retirées du test-set ainsi que le générateur harmonique « harmonic generator » qui a servi de générateur d'impulsion. Chacune des têtes de réception a été modifiée en l'absence de documentation détaillée. Une recherche des composants par rapport à la description théorique des têtes de réception a été menée dans le but de supprimer les étages initiaux d'amplification et de filtrage.

La figure suivante présente les différentes étapes de modification :

- Démontage du test-set
- Identification des têtes de réception montées en DUAL.
- Démontage des Dual têtes de réception.
- Etude des circuits hors documentation
- Mise en court-circuit les étages FI.
- Remontage des Dual têtes de réception.

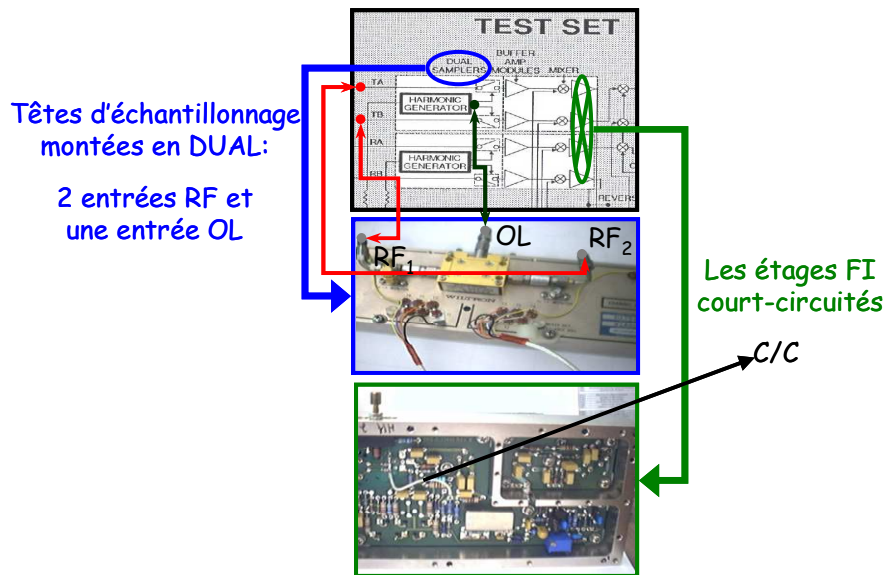


Fig. 2.6 – Etude des têtes de réception et mise en court circuit des étages FI

La figure suivante montre une comparaison entre le gain (perte) de conversion RF/FI de la tête d'un canal d'un des 2 DUAL SAMPLER dans son état initial et son gain (perte) quand l'étage FI a été éliminé. Une chute de 28 dB est alors observable mais l'allure globale du gain est conservée. Il a donc fallu par la suite envisager l'étude, la conception et la mise en œuvre de nouveaux circuits FI permettant de compenser cette chute de 28 dB du gain de conversion RF/FI.

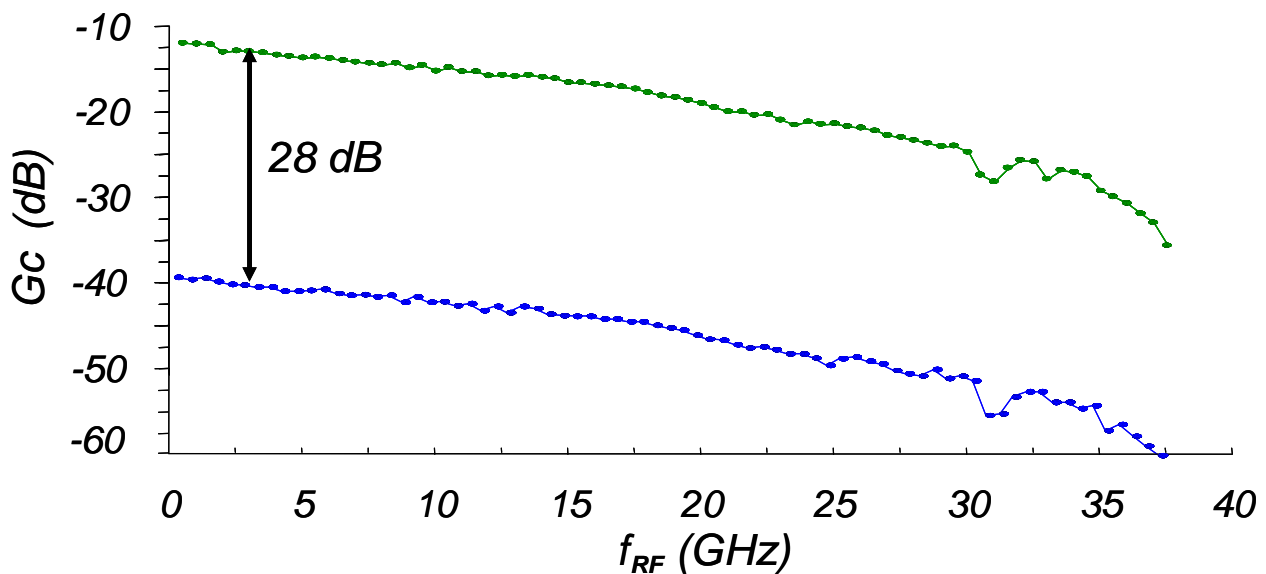


Fig. 2.7 – Comparaison des pertes de conversion de la tête de réception sans et avec étage FI.

II.2.3 Caractérisation des têtes d'échantillonnage modifiées sans les circuits FI

II.2.3.1 Introduction

Dans le but de vérifier le bon fonctionnement des 4 têtes de réception modifiées du prototype d'échantillonnage large bande, il a été procédé à un ensemble de caractérisations en bande passante RF, bande passante FI, bande passante OL, en dynamique et en terme de facteur de bruit. Cet ensemble de caractérisations doit permettre de dimensionner par la suite les étages d'amplification et de filtrage des circuits FI. Ces caractérisations sont aussi utiles pour savoir utiliser la maquette dans la suite dans les meilleures conditions et pour pouvoir localiser un problème en cas de mauvais fonctionnement de l'appareil. La mesure de ces caractéristiques des têtes de réception modifiées a exigé la mise en œuvre de plusieurs bancs de caractérisation spécifiques qui sont présentés dans les paragraphes suivants.

II.2.3.2 Gain de conversion RF/FI : bande passante FI

Pour caractériser les têtes de réception en bande passante FI, la fréquence OL a été fixée et la fréquence RF est balayée sur une bande RF de 250 MHz autour d'une fréquence f_0 multiple de la fréquence OL. La fréquence FI varie donc entre 0 et 250 MHz. Le banc de mesure réalisé pour cette mesure est montré sur la figure suivante. Une forte contrainte de puissance minimale est imposée au niveau de la valeur maximale de puissance d'entrée de la SRD (6 dBm) pour assurer un fonctionnement correct de celle-ci.

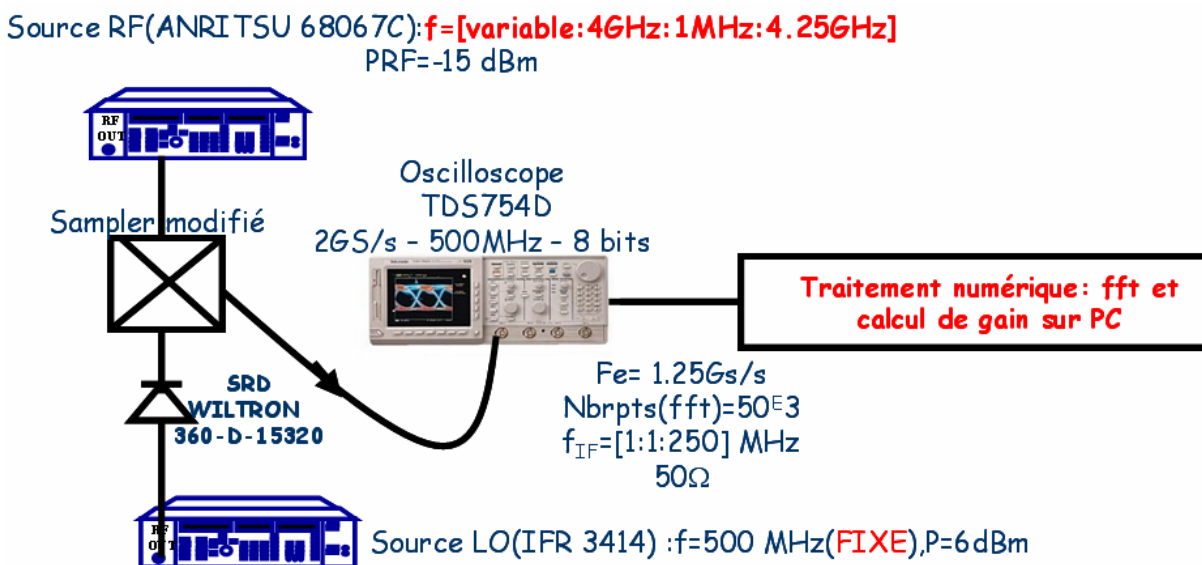


Fig. 2.8 – Schéma du banc de caractérisation en bande passante FI des samplers

Les résultats de cette mesure sont présentés sur la figure suivante.

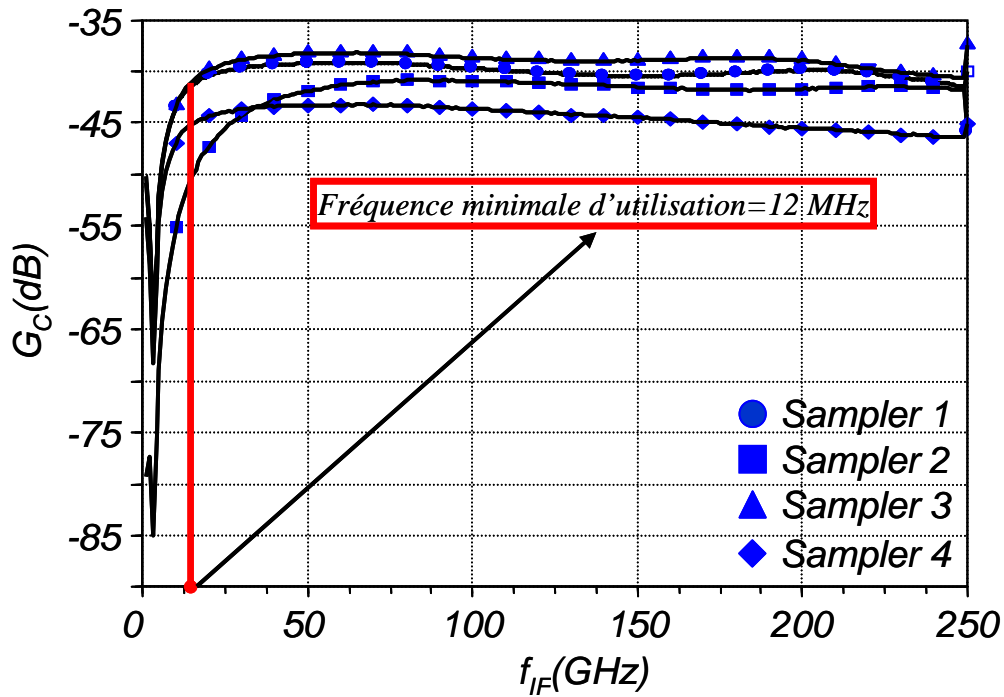


Fig. 2.9 – Résultats en bande passante FI des 4 samplers testés

Chacune des courbes représente le gain de conversion RF/FI mesuré en fonction de la fréquence FI sur une bande de 250 MHz. On remarque que les 4 têtes d'échantillonnage ont des réponses très identiques avec des gains légèrement différents. Le fonctionnement des têtes d'échantillonnage pour les très basses fréquences n'est pas identique à leur fonctionnement en haute fréquence. Ces problèmes de variation de gain aux basses fréquences devront être pris en compte pour déterminer la bande de fonctionnement exacte du nouvel analyseur. Ce gain de conversion RF/FI devrait être amélioré avec l'étage d'amplification et de filtrage. Les différences de valeurs de gain seront prises en compte dans l'étalonnage (pour l'étalonnage relatif). Pour l'étalonnage absolu en amplitude et en phase, la voie de référence sera la voie qui présente le gain le plus élevé et le plus plat sur toute la bande afin que la dynamique soit la plus élevée sur la plus large bande possible.

II.2.3.3 Caractérisation des samplers en bande passante RF

Pour caractériser les samplers en bande passante RF, un banc identique à celui présenté sur la figure 2.8 a été utilisé mais avec une nouvelle configuration. La fréquence d'OL est ainsi fixée à 500 MHz par exemple et la fréquence RF varie entre 0.55 GHz et 38.55 GHz par pas de 500 MHz. La fréquence FI est fixée à 50 MHz, fréquence à laquelle les caractéristiques des samplers sont assez proches en bande FI comme les résultats de la figure 2.9 du paragraphe précédent le montrent. Les résultats de cette mesure sont présentés sur la figure suivante.

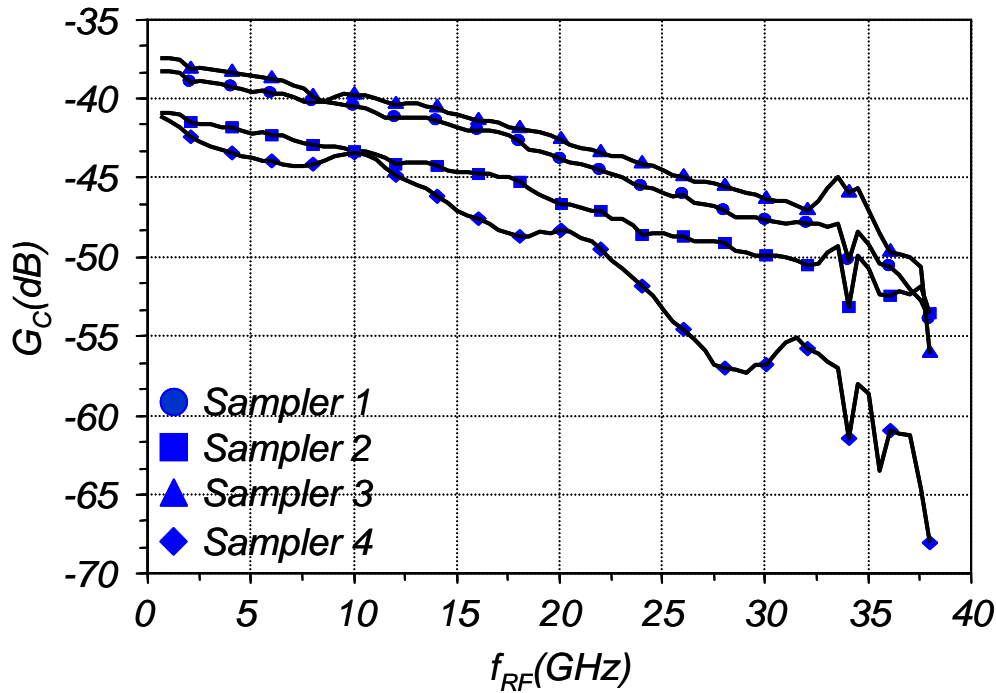


Fig. 2.10 – Résultats en bande passante RF des 4 samplers testés

La figure ci-dessus présente 4 courbes d'allures relativement identiques avec des gains (pertes) légèrement différents. Les têtes de réception ont en moyenne des pertes de l'ordre de -40 dB. Ces pertes devront être compensées par l'étage d'amplification et de filtrage FI. Il est d'ores et déjà possible de constater qu'une des têtes d'échantillonnage présente des performances dégradées par rapport aux trois autres. Ces différences pourront être prises en compte par l'étalonnage relatif du nouvel analyseur. Il sera toutefois nécessaire de veiller à ce que cette tête d'échantillonnage ne soit pas utilisée pour l'étalonnage absolu en amplitude et en phase.

II.2.3.4 Caractérisation des samplers en bande passante OL

Pour caractériser les têtes d'échantillonnage en bande passante OL, le banc utilisé est toujours celui décrit sur la figure 2.8. La fréquence FI est fixée à 50 MHz et la fréquence OL varie avec un pas de 10 MHz entre 360 MHz et 550 MHz (bande passante de la SRD utilisée). En même temps, la fréquence RF varie entre 2260 MHz et 3460 MHz avec un pas de 60 MHz

Les résultats de cette mesure sont présentés sur la figure suivante.

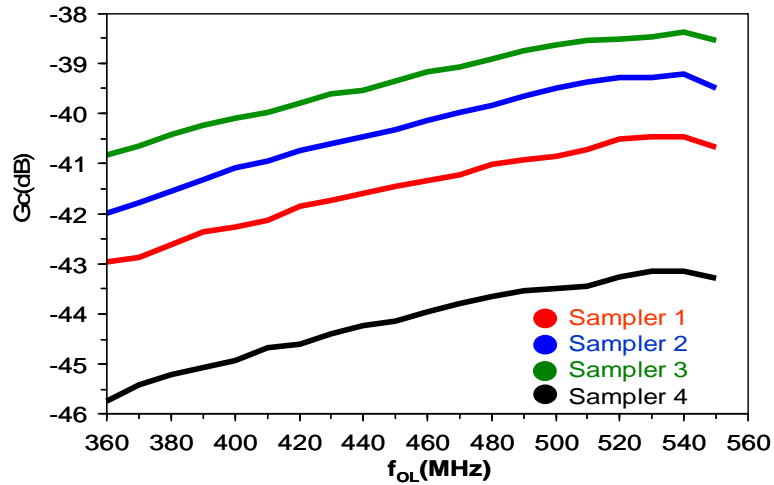


Fig. 2.11 – Résultats en bande passante OL des 4 têtes d'échantillonnage testées

La figure ci-dessus montre 4 courbes d'allures identiques avec des gains de conversion légèrement différents selon les têtes d'échantillonnage. Il est possible de remarquer que le gain des échantillonneurs est plus important (pertes plus faibles) pour les fréquences OL les plus élevées. Cela a donc des conséquences sur le choix des fréquences d'OL à réaliser pour le fonctionnement général du prototype. Il sera nécessaire de plutôt favoriser des valeurs élevées d'OL. Ce choix va dans le bon sens par rapport à un cahier des charges demandant une fréquence d'échantillonnage la plus élevée possible.

II.2.3.5 Caractérisation des samplers en terme de dynamique

Avec le même type de banc de caractérisation que celui présenté sur la figure 2.8, la mesure de la dynamique de chacune des 4 têtes d'échantillonnage a été effectuée.

Les résultats de cette mesure sont présentés sur la figure suivante.

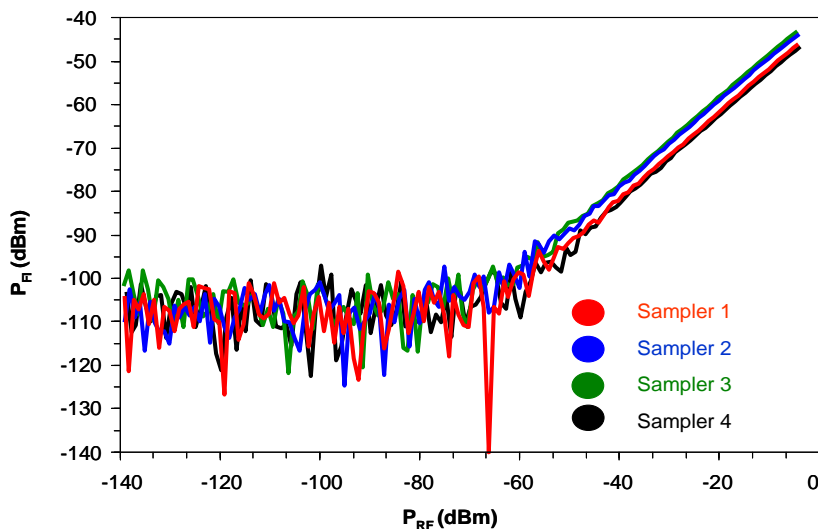


Fig. 2.12 – Résultats en gain de conversion des 4 samplers testés

Sans étage d'amplification et de filtrage FI, la dynamique des samplers s'étend environ de -80dBm à -40 dBm. Cette dynamique devrait être augmentée par l'étage d'amplification et de filtrage FI. Il est à noter aussi que cette dynamique est fortement liée à la dynamique des CAN placés après le circuit d'amplification et de filtrage FI. Dans notre cas, et sans aucune procédure d'amélioration de la dynamique (telle que le rajout d'un bruit de dispersion comme le dithering [2.8] [2.9] utilisés pour le traitement audio) la dynamique des CAN 8 bits est de toute manière limitée à 48 dB.

II.2.3.6 Caractérisation des samplers en terme de facteur de bruit

II.2.3.6.1 Définitions liées à la caractérisation expérimentale du facteur de bruit

Dans le chapitre 1, les notions de bruit et de facteur de bruit ont été définies. Le facteur de bruit analytique a été défini pour un seul dispositif. Il a été calculé pour plusieurs dispositifs mis en cascade, en se servant du théorème de « FRIIS ». Enfin, un facteur de bruit analytique pour un échantillonneur a été défini et calculé pour plusieurs configurations de fréquence d'utilisation, d'amplitude et de durée de l'impulsion différentes. Une conclusion a pu être apportée quant à la dégradation du facteur de bruit d'un récepteur à sous-échantillonnage dont le principe était associé à la mise en parallèle simultanée de mélangeurs fonctionnant à des fréquences harmoniques. Dans le paragraphe suivant une méthode expérimentale va être mise en place pour évaluer au plus proche de la réalité, la mesure du facteur de bruit d'une tête d'échantillonnage.

C'est une méthode directe fondée sur la mesure de la puissance de bruit en (dBm/Hz) mesurée par un analyseur de spectre RODHE & SCHWARZ FSEK.30, lorsque celui-ci est placé dans une configuration de mesure temporelle « 0 span » [2.10].

Un LNA (Low Noise Amplifier) est placé à l'entrée de l'analyseur de spectre pour diminuer l'influence de l'étage d'entrée de l'analyseur sur le facteur de bruit.

Cette méthode requiert l'utilisation de la formule de Friis pour déduire le facteur de bruit.

Le facteur de bruit calculé à partir de la puissance de bruit mesurée par un analyseur de spectre est défini tel que [2.10]:

$$F = \frac{N_{out}}{KT_0BG_{av}} \quad (2.1)$$

Pour une bande de bruit de 1 Hz ce facteur de bruit est égal à:

$$F_{dB} = N_{out} (dB) + 174 - G_{av} (dB) \quad (2.2)$$

La formule de Friis appliquée au récepteur seul sans le LNA donne:

$$F_{tot} = F_{DST} + \frac{F_{recepteur} - 1}{G_{avDST}} \quad (2.3)$$

Dans le cas de la présence d'un LNA devant le récepteur cette formule sera développée de la façon

$$\text{suivante: } F_{tot} = F_{DST} + \frac{F_{LNA} - 1}{G_{DST}} + \frac{F_{recepteur} - 1}{G_{DST} G_{LNA}} \quad (2.4)$$

Remarque: Une petite variation du gain du Dispositif ou du gain du LNA peut avoir un effet plus important sur le facteur de bruit total dans le sens où cette variation peut augmenter ou diminuer fortement ce facteur.

II.2.3.6.2 Configuration de l'analyseur de spectre pour cette méthode

Pour réaliser cette mesure, l'analyseur est placé dans une configuration « 0 span ». Les mesures sont donc visualisées dans le domaine temporel pour une fréquence spécifique. L'objectif final de cette mesure consiste à caractériser le facteur de bruit d'une tête d'échantillonnage issue du test-set W3621A dont la fréquence FI a été fixée à 89 MHz.

Le « Référence level » peut être adapté en fonction du dispositif sous test. Dans ce mode de fonctionnement, plusieurs types de détecteurs peuvent être choisis : celui retenu est le détecteur RMS parce qu'il délivre toujours la puissance du signal indépendamment de la forme du signal (porteuse CW, porteuse modulée, bruit blanc ou signal en impulsion). La configuration de l'analyseur est donc la suivante :

SPAN	0 Hz
F_{centrale}	89 MHz
RBW	1 KHz
VBW	1 Hz
RF_{atté}	0 dB
RF_{lvl}	-106 dBm
Avrg	32
Detector	RMS

Tab. 2.1

II.2.3.6.3 Mesure du facteur de bruit d'un LNA miteq(JS3-00101800-20-5P)

II.1.3.6.3.1 Banc de mesure

Le banc de mesure décrit sur les 2 figures suivantes (cf. Fig. 2.13 et 2.14) est constitué d'une résistance de bruit $50\ \Omega$ à une température $T_0 = 290^\circ\text{K}$ qui est placée à l'entrée du DST. La sortie du DST est ensuite envoyée vers l'analyseur de spectre précédé par l'amplificateur faible bruit. Plusieurs mesures sont ensuite réalisées pour pouvoir appliquer la formule de Friis (équation (2.4)).

II.1.3.6.3.2 Détermination de G_{av} et du facteur de bruit du LNA

La première étape de la mesure consiste à relier directement la charge $50\ \Omega$ sur l'analyseur de spectre et à relever la puissance de bruit P_{noise} (entrée) reportée dans le tableau 2.2 pour ensuite calculer le facteur de bruit du récepteur $F_{\text{récepteur}}$ selon l'équation (2.2)).

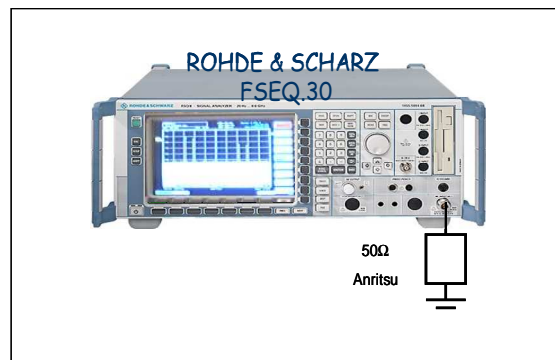


Fig. 2.13 – Mesure de la puissance de bruit du récepteur seul

La seconde étape consiste à placer l'amplificateur faible bruit en présence de la charge $50\ \Omega$ à son entrée. La puissance de bruit en sortie est donnée dans le tableau 2.2. Le calcul du facteur de bruit de l'amplificateur utilise la formule de Friis du (2.3).

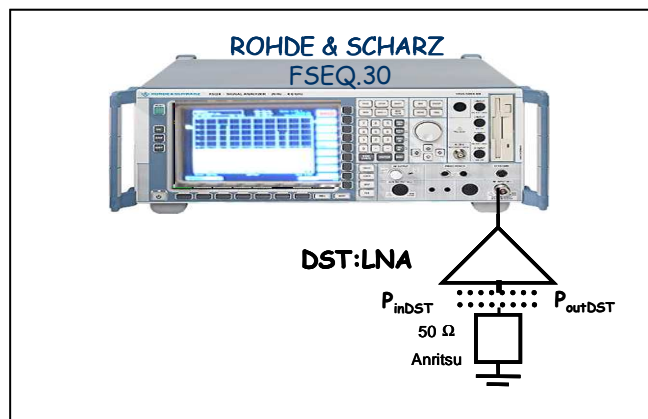


Fig. 2.14 – Mesure de la puissance de bruit du récepteur avec le LNA

Dans cette formule, intervient le gain en puissance disponible de l'amplificateur faible bruit. Ce gain a été obtenu par la mesure des paramètres [S] de l'amplificateur sur un ARV (Anritsu37397D). Les résultats de ces paramètres S sont les suivants :

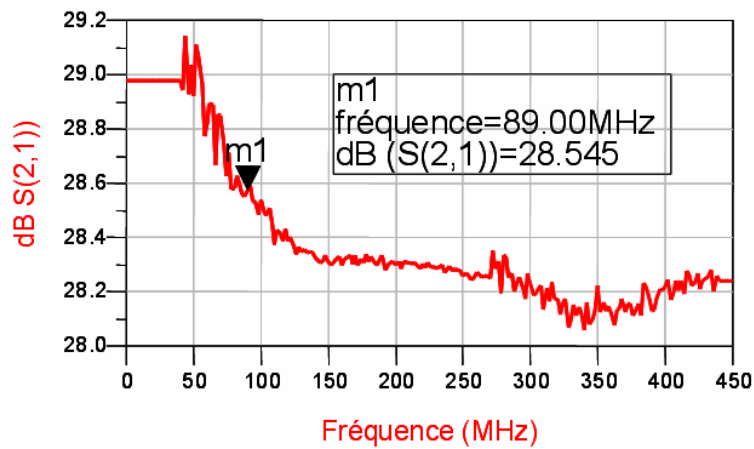


Fig. 2.15.a – Résultats de mesure de paramètres $[S_{21}]$ du LNA

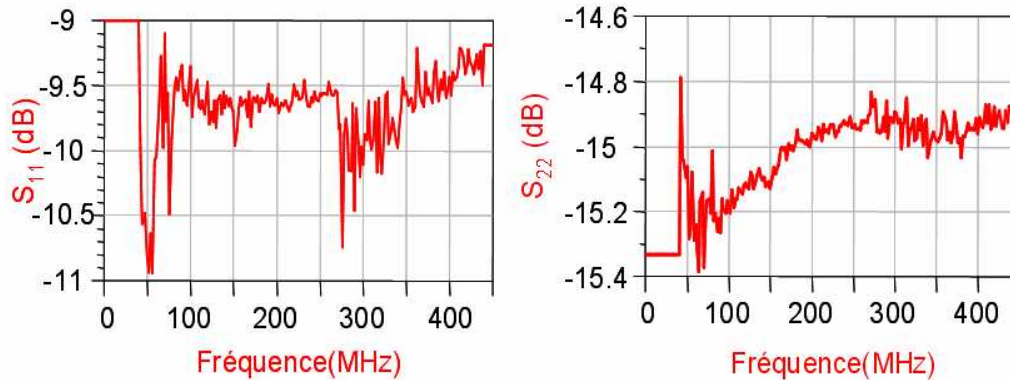


Fig. 2.15.b – Résultats de mesure de paramètres $[S_{11}]$, $[S_{22}]$ du LNA

L'hypothèse suivante sera faite par la suite $G_{av} = |S_{21}|^2$ bien que les paramètres S_{11} et S_{22} ne soient pas exactement égaux à 0 (impédance 50Ω) comme le montre la figure 2.15.b.

$$G_{LNA(89MHz)} \approx |S_{21}|_{(89MHz)}^2 \approx 28.545dB \text{ (cf. Fig. 2.15.a)}$$

Après avoir réalisé la mesure des 2 puissances de bruit (en utilisant les équations (2.3) et (2.4)), les facteurs de bruit du DST (le LNA dans ce cas) sont évalués et répertoriés dans le tableau suivant. Les données constructeur de l'amplificateur « miteq JS-00101800-20-5P » utilisées pour la caractérisation en bruit sont données en annexe. Il a selon le constructeur un facteur de bruit d'environ 2 dB sur une bande passante de [0.1 – 18] GHz.

Fréquence	P_{noise} (entrée)	P_{noise} (sortie)	$NF_{\text{récepteur}}$	NF_{total}	$NF_{\text{DST(LNA)}}$
100 MHz	-156.58 dBm	-142.62 dBm	17.39 dB	2.81 dB	2.643 dB
89 MHz	-156.75 dBm	-142.33 dBm	17.22 dB	3.1 dB	2.943 dB

Tab. 2.2

Cette mesure sur le LNA conduit à des valeurs comparables à celles données par le constructeur. Ainsi, le principe de mesure du facteur de bruit avec cette méthode est validé et peut donc être appliqué à la mesure du facteur de bruit des têtes d'échantillonnage non modifiées.

II.2.3.6.4 Mesure du facteur de bruit de la tête d'échantillonnage non modifiée

La mesure du facteur de bruit des têtes d'échantillonnage suit la même procédure que celle décrite précédemment. Elle permettra là encore de prévoir le dimensionnement des étages FI en terme de bruit. Cette mesure a été effectuée avant modification des étages FI des têtes d'échantillonnage. Le signal FI est donc fixé à une fréquence de 89 MHz avec une bande maximale de 8 MHz.

II.1.3.6.4.1 Banc de mesure

Le banc de mesure est présenté sur la figure 2.16. Un amplificateur faible bruit est placé devant l'analyseur de spectre pour réduire au maximum le bruit propre du récepteur qui sera considéré cette fois ci comme l'association de l'analyseur de spectre avec le LNA.

Dans un premier temps, la mesure du bruit présenté dans le plan d'entrée RF du sampler est réalisée. Pour cela, le sampler est déconnecté de l'analyseur de spectre et il est remplacé par une charge 50Ω (cf. Fig. 2.14).

Le banc de mesure utilisé pour la caractérisation du bruit en sortie du sampler est le même banc que celui dédié à la mesure du bruit en sortie FI d'un mélangeur. L'OL est constitué d'un générateur d'impulsion qui est à son tour alimenté par un générateur de signal sinusoïdal à la fréquence de 400 MHz. La fréquence du signal de sortie FI est fixée à 89 MHz.

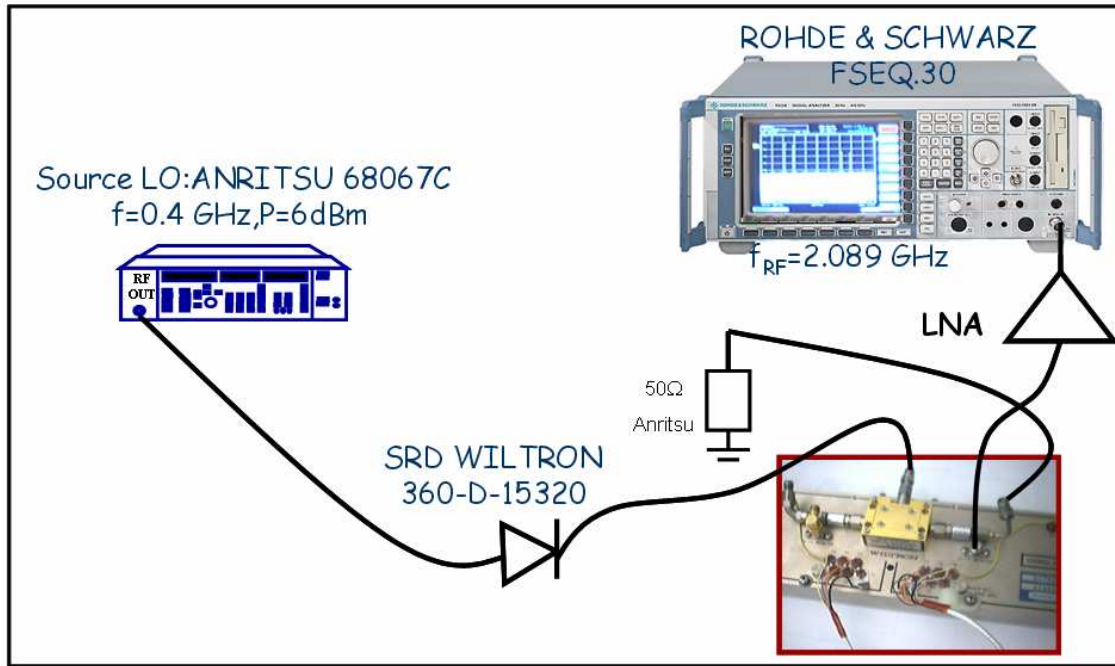


Fig. 2.16 – Banc de mesure utilisé pour la caractérisation de la tête d'échantillonnage non modifiée en terme de facteur de bruit

II.1.3.6.4.2 Résultat de mesure du facteur de bruit de la tête d'échantillonnage non modifiée

DST	$G_{DST}(\text{dB})$	$G_{DST+LNA}(\text{dB})$	$NF_t(\text{dB})$	$P_{\text{noise}}(\text{dBm})$	$N_{FDST}(\text{dB})$
sampler	-13,36088	15,1841	33,7212	-125,07	33,6831

Tab. 2.3 – Résultats de mesure de facteur de la tête d'échantillonnage non modifiée

Ce tableau montre une bonne concordance entre la valeur mesurée du facteur de bruit du sampler et sa valeur théorique calculée dans le chapitre 1. Avec les mêmes considérations en ce qui concerne la durée d'impulsion, son amplitude, son taux de répétition et la fréquence de convergence du gain de conversion du sampler (cette fréquence a bien été choisie pour traduire les valeurs de gain de conversion mesurées dans le paragraphe II.1). Deux valeurs assez proches sont obtenues. La différence entre les valeurs est de 0.87 dB.

La conclusion évoquée dans le chapitre 1 sur le facteur de bruit dégradé d'un récepteur à sous-échantillonnage est donc bien vérifiée dans la pratique. Cette caractéristique nécessite donc d'utiliser en entrée de la tête d'échantillonnage un amplificateur faible bruit dans le cas d'une application du type réception directe de signaux modulés large bande.

Dans le cadre d'une application instrumentale, la valeur du facteur de bruit est importante et aura des conséquences sur la dynamique résultante pour chaque tête de réception. L'amélioration de ce facteur de bruit reste donc un véritable verrou technologique pour l'instrumentation.

II.3 Conception et réalisation des circuits FI

L'objectif de ce projet est de concevoir une maquette de récepteur d'instrumentation fondé sur le principe de sous-échantillonnage fonctionnant avec une bande passante FI plus large que celle de la maquette existante actuellement au sein du laboratoire XLIM (LSNA). Pour réaliser cette maquette, les têtes d'échantillonnage utilisées sont extraites d'un test-set W3621A issu d'un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360B. Ces têtes d'échantillonnage ont été modifiées pour que leur performances correspondent au cahier des charges d'une mesure temporelle de signaux microondes large bande (>100MHz).

Une des modifications importante a donc consisté à éliminer l'étage FI bande étroite présent dans les modules des têtes d'échantillonnage de ce test-set.

Pour remplacer cet étage FI et pour compléter la maquette de sous-échantillonnage large bande, des nouveaux circuits FI ont été réalisés. Ces circuits FI associés à un générateur de signal OL impulsionnel haute fréquence vont donner à la maquette son originalité large bande une fois associés aux échantillonneurs modifiés

Dans un premier temps, une étude théorique a été menée quant à l'architecture du circuit de filtrage et d'amplification FI à réaliser. Ce circuit est extrêmement important puisqu'il permet d'éliminer les produits indésirables issus de l'échantillonnage haute-fréquence de la tête d'échantillonnage. Il permet aussi d'amplifier les signaux à la sortie de la tête d'échantillonnage. Ces derniers sont souvent d'amplitudes très faibles et nécessitent donc une amplification pour être utilisés de manière optimale sur toute la dynamique des convertisseurs analogiques numériques qui sont utilisés pour enregistrer le signal brut.

Une recherche de composants permettant de satisfaire le cahier des charges a été menée. Elle a conduit à la réalisation d'un nouveau circuit FI constitué de :

- Deux amplificateurs de puissance d'un gain de 30 dB chacun, dont la bande passante est de l'ordre de 200 MHz.
- Deux filtres passe-bas de fréquence de coupure de l'ordre de 160 MHz.

Ce nouvel étage FI est donc composé d'un premier amplificateur en entrée suivi d'un filtre, puis un deuxième amplificateur suivi du même type de filtre. Le schéma électrique de cette architecture est présenté dans la figure 2.13.

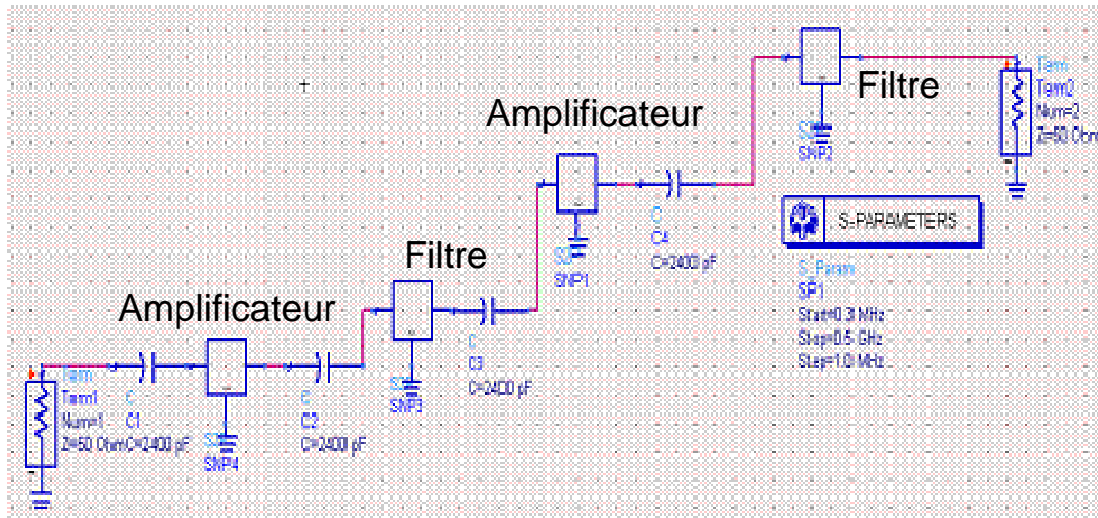


Fig. 2.13 – Schéma électrique du circuit FI sous ADS

Les résultats en termes de paramètres S de cette simulation sont les suivantes :

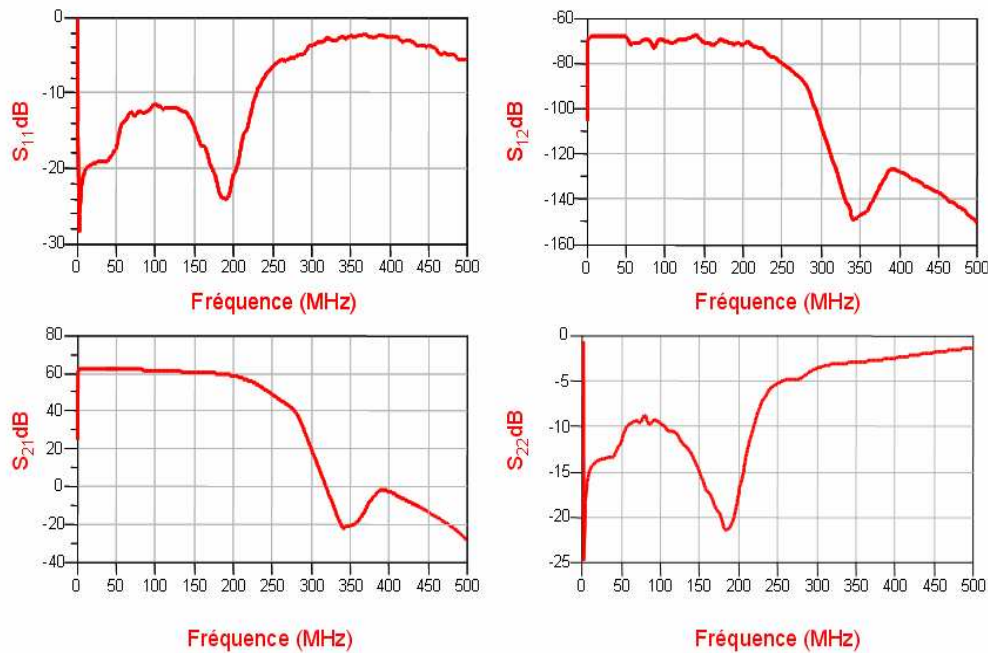


Fig. 2.14 – Résultats de paramètres [S] de la simulation du circuit FI

On remarque sur cette figure qu'un gain de l'ordre de 60 dB est obtenu sur toute la bande passante de l'étage. Le circuit total présente une adaptation correcte en entrée et légèrement dégradée en sortie. Cette caractéristique peut être améliorée en ajoutant un atténuateur de 3 dB qui n'entraîne pas de conséquence en terme de dynamique globale du système.

Malgré cette adaptation qui n'est pas parfaite en entrée et en sortie de l'étage FI, cette architecture a été adoptée pour la réalisation de la maquette. Elle a été réalisée avec des circuits de démonstration « demo-board » pour chacun des amplificateurs et des filtres. Ces circuits de démonstration ont nécessité d'être isolés pour éviter les problèmes de compatibilité électromagnétique et la création d'oscillations indésirables dues aux bruits externes.

II.4 Maquette du récepteur large bande à sous-échantillonnage

II.4.1 Description théorique du récepteur large bande à sous-échantillonnage 4 canaux pour des excitations de DST de type CW

Le principe de sous-échantillonnage est utilisé sur le nouvel analyseur de signal large bande réalisé au cours de cette thèse. Ce principe permet d'obtenir une image BF du signal RF modulé présent à l'entrée de la tête de réception. L'idée consiste donc à utiliser le même principe que le LSNA en couvrant naturellement des bandes passantes de signaux modulés plus larges.

Ces signaux images BF sont le fruit d'une translation/compression de fréquence dont le principe est expliqué en détail dans la suite.

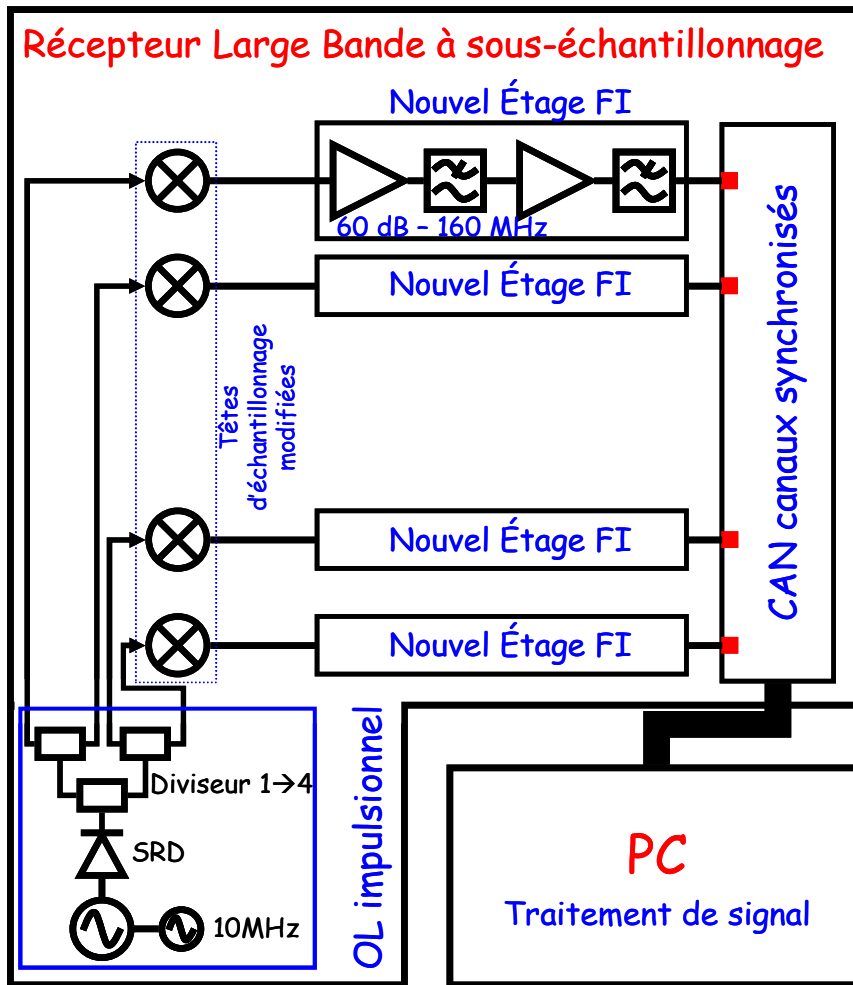


Fig. 2.15 – Schéma simplifié de l'architecture de la maquette

Le signal de l'horloge de référence (10MHz) est appliqué au synthétiseur faible bruit qui peut synthétiser toute fréquence locale d'oscillateur entre 357 MHz et 536 MHz avec une résolution de fréquence de 1Hz. Le signal sinusoïdal de sortie du synthétiseur est envoyé dans un circuit de génération d'impulsion. Ce circuit est fondé sur l'utilisation d'une diode SRD, de réponse non linéaire très forte, qui convertit la sinusoïde à son entrée en un train d'impulsions étroites, avec le même taux de répétition que le signal d'entrée. Ce signal est ensuite envoyé vers un diviseur de puissance 1 vers 4. Les quatre trains d'impulsion synchronisés sont alors guidés vers les quatre circuits de translation/conversion de fréquence. Ces trains d'impulsions dans le domaine temporel correspondent dans le domaine fréquentiel à un peigne de Dirac (somme de composantes fréquentielles) du signal généré à la sortie de la SRD. Si la fréquence du synthétiseur est correctement choisie, le résultat de mélange de la fréquence fondamentale du signal RF (f_0) avec la fréquence harmonique multiple de la fréquence fondamentale du synthétiseur ($n \cdot f_{OL}$) la plus proche de la fréquence fondamentale du signal RF correspondra à l'image FI de la fréquence f_0 du signal RF d'entrée. Toutes les fréquences harmoniques Mf_0 seront converties en fréquences harmoniques de F_{FI0} (hF_{FI0}). Un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure égale à la moitié de la fréquence

d'échantillonnage des CAN permet de conserver uniquement les fréquences utiles translatées et converties en FI.

II.4.1.1 Principe de sous-échantillonnage

II.1.3.6.1 Description mathématique du processus de conversion de fréquence avec des signaux CW + harmoniques

Considérons un signal multi harmonique $x(t)$ entrant dans la tête d'échantillonnage. Le signal peut être écrit comme ce suit:

$$x(t) = \sum_{k=-N}^N x_k(t) \text{ avec } x_k(t) = A_k \cdot e^{j2\pi k f_{RF} t} \text{ et } A_{-k} = A_k^* \quad (2.5)$$

Dans le (2.5) la variable A_k est un nombre complexe qui correspond en module et en phase à la composante spectrale fondamentale de f_{RF} , et k est l'indice des fréquences.

Le signal à la sortie de la tête d'échantillonnage est :

$$y(t) = x(t) \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} p \left(t - \frac{n}{f_{LO}} \right) \right) = \sum_{k=-N}^N y_k(t) \quad (2.6)$$

$$y_k(t) = x_k(t) \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} p \left(t - \frac{n}{f_{OL}} \right) \right) = A_k e^{j2\pi k f_{RF} t} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} p \left(t - \frac{n}{f_{OL}} \right) \right) \quad (2.7)$$

$p(t)$ représente un train d'impulsion avec un taux de répétition égal à f_{OL} .

La transformée de Fourier du signal de sortie $y(t)$ de la tête d'échantillonnage est :

$$Y(f) = \sum_{k=-N}^N Y_k(f) \quad (2.8)$$

$$Y_k(f) = \int_{-\infty}^{\infty} y_k(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} A_k e^{j2\pi k f_{RF} t} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} p \left(t - \frac{n}{f_{OL}} \right) \right) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.9)$$

Cette équation se simplifie en écrivant :

$$Y_k(f) = A_k \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p \left(t - \frac{n}{f_{OL}} \right) e^{j2\pi (k f_{RF} - f) t} dt \quad (2.10)$$

En Supposant que $t' = t - \frac{n}{f_{OL}}$ on peut écrire

$$Y_k(f) = A_k \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(t') e^{j2\pi (k f_{RF} - f) \left(t' + \frac{n}{f_{OL}} \right)} dt' \quad (2.11)$$

On peut simplifier cette expression d'une autre façon tel que :

$$Y_k(f) = A_k \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi n \frac{(kf_{RF}-f)}{f_{OL}}} \right) \left(\int_{-\infty}^{\infty} p(t') e^{j2\pi(kf_{RF}-f)t'} dt' \right) \quad (2.12)$$

En se fondant sur la formule suivante : $\sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi ng} = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \delta(g-h)$ démontrée dans [2.11]. Il est possible d'écrire :

$$Y_k(f) = A_k f_{OL} \left(\sum_{h=-\infty}^{\infty} \delta(f - kf_{RF} + hf_{OL}) \right) P(f - kf_{RF}) \quad (2.13)$$

Finalement le spectre de sortie de la tête d'échantillonnage est :

$$Y_k(f) = A_k f_{OL} \left(\sum_{h=-\infty}^{\infty} \delta(f - kf_{RF} + hf_{OL}) P^*(hf_{OL}) \right) \quad (2.14)$$

Avec $P(f)$: la transformée de Fourier de $P(t)$.

Dans l'expression (2.14), la fréquence d'indice k du signal d'entrée est caractérisée par le nombre complexe A_k . Ces fréquences $f - kf_{RF} + hf_{OL}$ représentent toutes les composantes issus du mélange de conversion des fréquences harmoniques kf_{RF} avec le peigne de dirac issu de l'oscillateur local constitué d'harmoniques de la fréquence f_{OL} .

II.1.3.6.5 Description du principe de sous-échantillonnage de signaux CW et harmoniques dans le domaine temporel

L'opération de sous-échantillonnage peut être assimilée, en première approximation à une multiplication temporelle du signal RF présent à l'entrée de la tête d'échantillonnage par une suite d'impulsions, comme le montre la figure suivante :

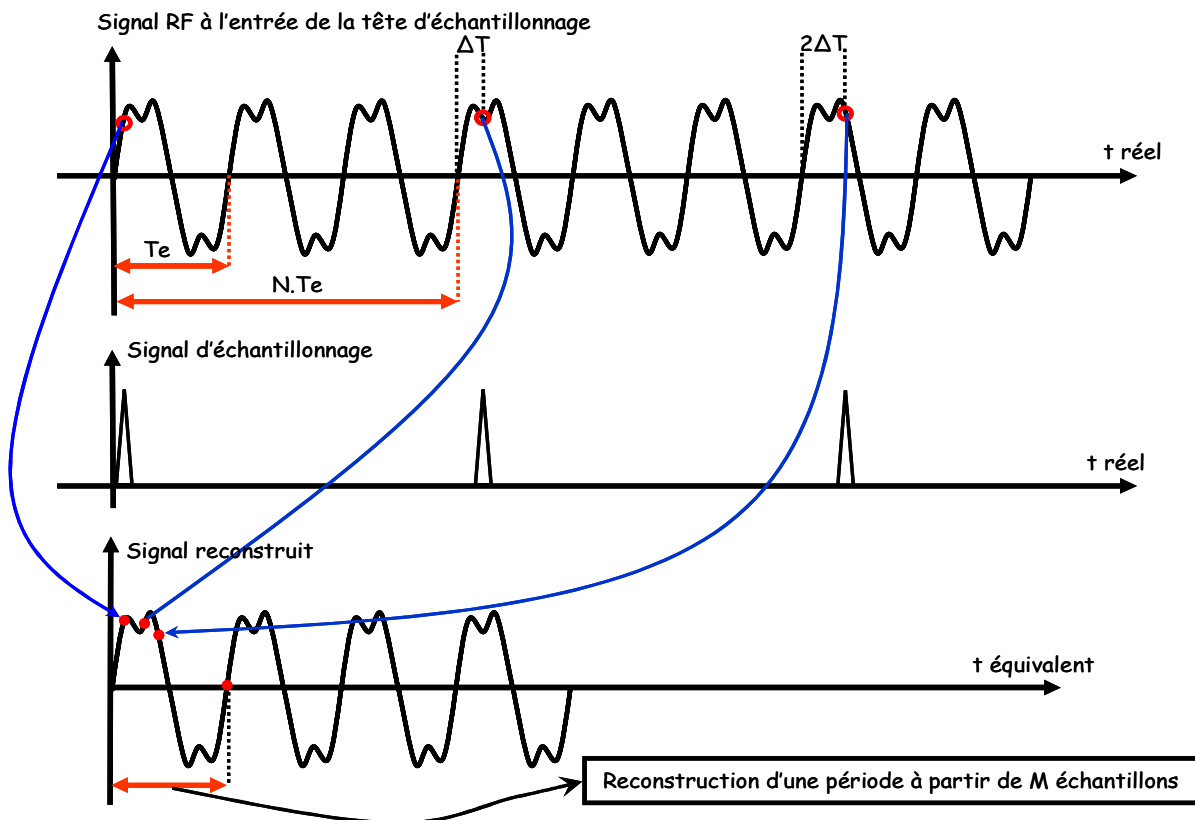


Fig. 2.16 – Principe de sous-échantillonnage au niveau temporel

Le train d'impulsions de durée très brèves, d'amplitude unitaire est défini par une période :

$$T_{OL} = N \cdot T_e + \Delta T \text{ avec } \Delta T = \frac{T_e}{M} \text{ (M un entier et } T_e \text{ période du signal d'entrée à échantillonner).}$$

Donc au bout d'un temps réel $T = M \cdot (T_{OL}) = M \cdot (N \cdot T_e + \Delta T)$, le signal correctement filtré (passe bas) reconstruit en temps équivalent est une suite d'échantillons espacés de ΔT , c'est le principe du stroboscope. Pour des circuits électroniques ce principe est appelé sous-échantillonnage.

Ce signal filtré peut être traité ensuite par des cartes CAN.

La relation entre la fréquence du signal d'entrée et la fréquence d'échantillonnage s'écrit:

$$\frac{1}{f_{OL}} = T_{OL} = N \cdot T_e + \Delta T.$$

ΔT est le temps d'incrément (résolution).

f_{OL} est la fréquence d'échantillonnage.

II.1.3.6.6 Description du principe de sous-échantillonnage de signaux CW et harmoniques dans le domaine fréquentiel

Sur la figure 2.17 un signal CW + harmoniques (issu de la sortie d'un transistor par exemple) est sous échantillonné puis filtré avant d'être converti numériquement par des cartes CAN. Ces CAN sont précédés d'un filtrage passe bas pour respecter la condition de Shannon.

Le mélange des harmoniques du peigne avec le signal RF engendre une série de fréquences intermédiaires F_{FI} donnée par:

$$f_{FI}(k) = |f_{RF} - (kf_{OL})| \quad k \text{ un entier.}$$

Seules les composantes à des fréquences inférieures à f_c sont conservées par le filtre passe bas et donne un signal qui est échantillonné directement cette fois-ci par les cartes CAN à une fréquence supérieure ou égale à $2f_c$. Le signal résultant est l'image en BF du signal microonde mesuré.

Dans l'exemple numérique de la figure 2.17, la fréquence fondamentale du signal RF a été choisie à $f_0 = 2.015$ GHz et la fréquence fondamentale issue du générateur OL a été choisie égale à $f_{OL} = 500$ MHz. Ainsi les harmoniques de f_{OL} les plus proches des différentes composantes du signal RF sont celles à l'ordre 4, 8 et 12 etc...et se situent respectivement à une distance de :

- $f_0 - 4 \times f_{OL} = \Delta f = 15$ MHz
- $2f_0 - 8 \times f_{OL} = 2 \cdot \Delta f = 30$ MHz
- $3f_0 - 12 \times f_{OL} = 3 \cdot \Delta f = 45$ MHz

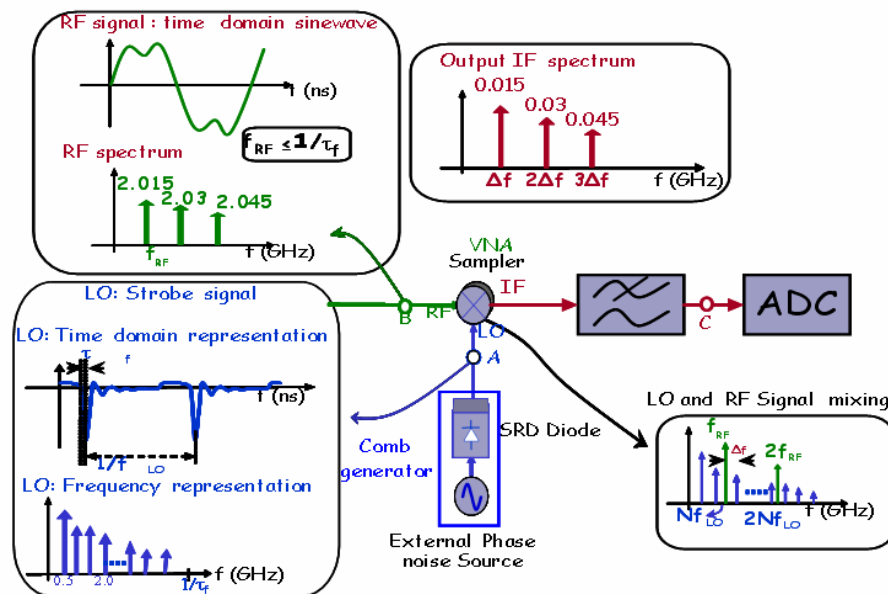


Fig. 2.17 – Exemple numérique du mélange harmonique

En sortie de la tête d'échantillonnage le filtre passe bas permet de sélectionner uniquement la partie BF de ce signal composé des raies Δf , $2.\Delta f$, $3.\Delta f, \dots$, qui représente alors une copie des différentes fréquences harmoniques du signal RF translatées et compressées en basse fréquence. Cela permet d'échantillonner le signal dans une bande beaucoup plus faible (0 à 160 MHz)

Ce peigne de « quasi-Dirac » dans le domaine temporel est un peigne de « quasi Dirac » dans le domaine fréquentiel car :
$$TF\left(\sum \delta(t-nT)\right) = \left(\frac{1}{T}\right) \sum \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \quad (2.15)$$

Des mesures de phases précises entre les signaux sont rendues possibles par l'utilisation simultanée synchronisée du même signal de commande pour les 4 CAN. Après avoir été échantillonnés et numérisés, une FFT est effectuée sur ces signaux pour appliquer les formules de correction liées à l'étalonnage du système.

II.4.2 Description de la maquette finale réalisée

Une première étape a consisté à assembler quatre têtes d'échantillonnage sans les étages FI dans un seul test-set et à vérifier son bon fonctionnement ainsi que ses caractéristiques en terme de bande passante RF, FI, OL, en terme de dynamique et de facteur de bruit. Ces caractérisations ont été présentées en détail dans le paragraphe II-1.

L'objectif du travail consistait à vérifier le bon fonctionnement du test-set du nouvel analyseur temporel large bande hors circuit d'amplification et de filtrage FI. Force est de constater que l'association des quatre têtes d'échantillonnage, de l'oscillateur local impulsionnel ainsi que de leur carte d'alimentation permet de réaliser la fonction de sous-échantillonnage sur quatre voies de mesure simultanément. Les gains des quatre voies sont différents mais seront pris en compte dans l'étalonnage relatif du nouvel analyseur. La bande passante FI, hors circuit d'amplification et de filtrage FI, est bien égale à la moitié de la fréquence d'excitation de l'OL impulsionnel dont la bande passante de fonctionnement est la suivante : 357 MHz à 536 MHz. Hors circuit d'amplification et de filtrage FI, le système pourrait donc posséder une bande passante maximale de 540MHz divisée par 2 soit 270 MHz. Se pose ensuite le problème de la dynamique du circuit qui est importante pour les applications de mesures de signaux multi-tons par exemple. Cette dynamique est liée au gain global de la chaîne de mesure. Les tests ont montré que la fonction de sous-échantillonnage seule présente des pertes de l'ordre de 40 dB. Ces pertes ont donc été compensées par la nouvelle architecture à 2 étages du bloc circuit d'amplification et de filtrage FI. La dynamique est aussi fortement liée aux

CAN qui vont permettre de numériser les signaux. Les performances maximales des CAN sont actuellement limitées à 10 bits pour des fréquences de 2 Gbit/s.

Pour un LSNA classique, la bande passante du signal FI est limitée par le filtre de 10MHz. La présence de ce filtre oblige les utilisateurs du LSNA à mettre en œuvre des techniques de caractérisation complexes pour mesurer des signaux modulés large bande dont la bande passante est supérieure à 10MHz. Ces techniques sont fondées sur l'utilisation de raccordement de bandes [2.12], ou sur l'utilisation d'oscillateurs locaux complexes à mettre en œuvre [2.13].

Ce paragraphe décrit la mise en œuvre et le fonctionnement du système complet avec :

- Les 4 têtes d'échantillonnage caractérisées en bande passante RF, IF, OL, en termes de facteur de bruit et de dynamique.
- Les 4 circuits FI avec les nouvelles architectures à 2 étages.
- La carte de distribution d'alimentation.
- Les cartes CAN.
- Le bloc OL impulsionnel.
- Le logiciel de numérisation et de traitement du signal.

L'association de 4 échantillonneurs avec un générateur OL impulsionnel large bande et du reste des éléments cités ci-dessus s'avère une solution innovante et simple permettant d'utiliser le principe de sous-échantillonnage pour des signaux larges bandes de manière naturelle sans processus complexe de traitement de signal. La maquette complète du récepteur large bande est présentée sur la figure suivante. Le signal RF d'excitation envoyé sur les quatre voies est identique et issu d'une source RF. Cette configuration permet de s'assurer de l'acquisition correcte et simultanée des signaux envoyés sur les quatre voies de mesure du récepteur.

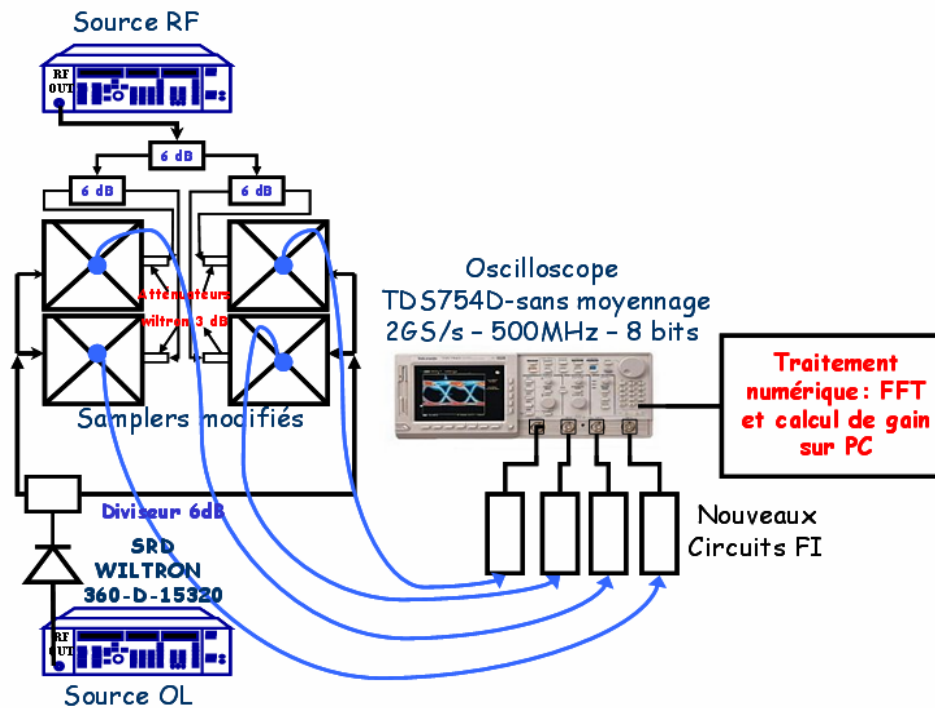


Fig. 2.18 –La maquette du récepteur large bande assemblée

Dans la figure précédente, une source OL sinusoïdale alimente une SRD fortement non linéaire. Cette SRD alimente un premier diviseur de puissance de 6 dB dont la bande passante est de l'ordre de 40 GHz. Ce diviseur de puissance alimente à son tour deux diviseurs de puissance identiques. L'ensemble des 2 derniers diviseurs va alimenter les 4 samplers modifiés avec des impulsions OL identiques.

On a placé sur chacune des entrées RF un atténuateur 3 dB pour essayer d'améliorer l'isolation des samplers et donc l'isolation entre les différentes voies de mesure de l'analyseur temporel large bande final.

L'ensemble des 4 samplers modifiés et de la SRD est alimenté grâce à une carte de distribution d'alimentation conçue et réalisée pour compléter la maquette. Cette carte de distribution d'alimentation a eu pour objectif, d'alimenter en tension 17 blocs différents de la maquette du récepteur large bande chacun avec une tension et une consommation en courant distinguées. L'idée est de réduire le nombre de sources d'alimentation à une seule.

La figure suivante présente le schéma électrique total de la carte réalisée.

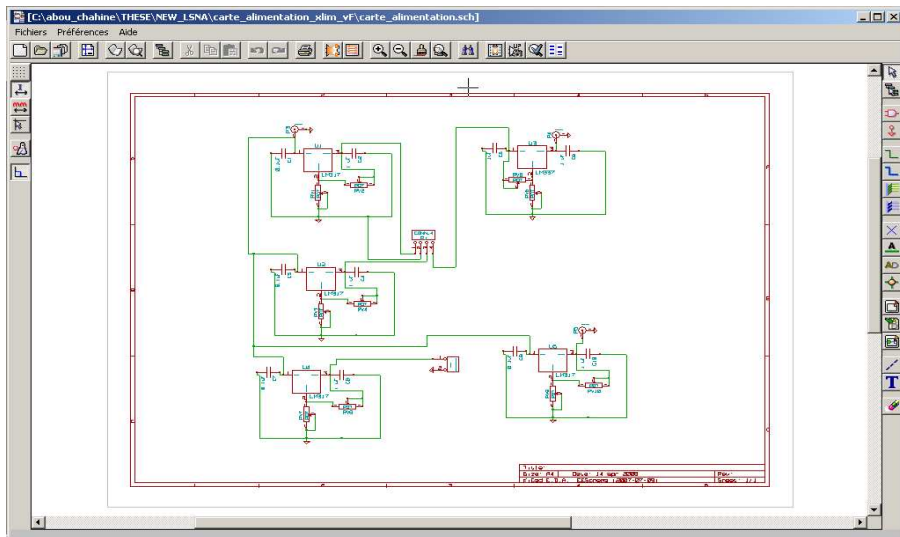


Fig. 2.19 –Schéma électrique total de la carte de distribution d'alimentation

Le schéma final du montage de la carte d'alimentation et son illustration sont présentés sur la figure suivante:

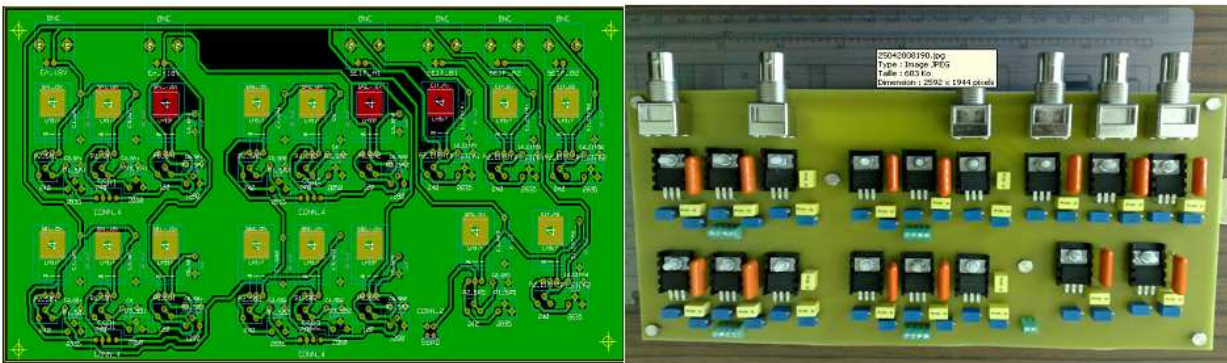


Fig. 2.20 –Montage final et illustration de la carte de distribution d'alimentation

Le bloc de génération sur la figure 2.18 est une source RF CW. Elle pourra être remplacée par une source de signal modulé avec, si cela s'avère nécessaire une chaîne linéaire d'amplification/filtrage. Une fois la maquette assemblée, les caractérisations des têtes d'échantillonnage avec leurs étages FI ont été réalisées et sont présentées dans le paragraphe suivant.

II.4.3 Caractérisation de la maquette du récepteur large bande à sous-échantillonnage

Les caractéristiques de chacune des voies de mesure (nouvelles têtes d'échantillonnage + nouveaux circuits FI large bande) de la maquette en bande passante RF, FI, OL et en dynamique sont les suivants :

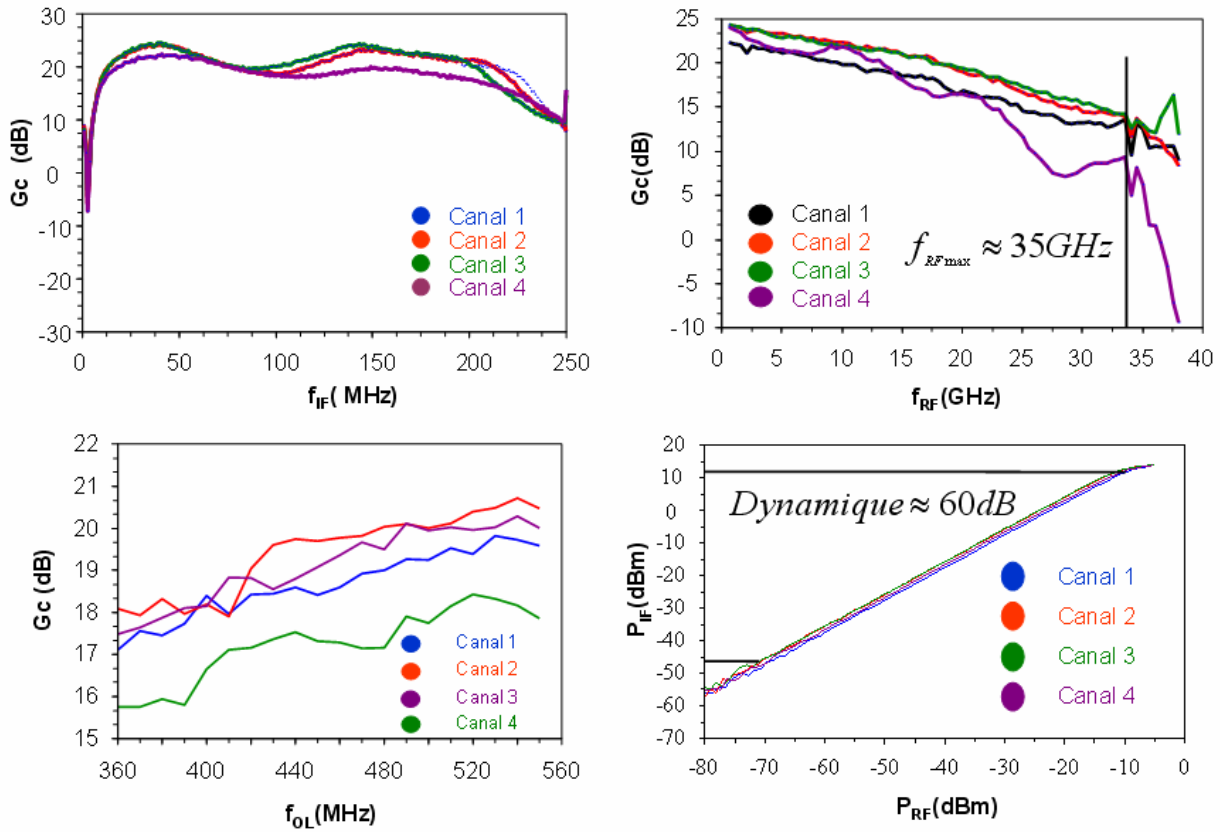


Fig. 2.19 – Caractéristiques de la maquette du récepteur large bande à sous-échantillonnage en terme de bandes passantes et de gain de conversion

Les méthodes utilisées pour réaliser ces caractérisations sont identiques à celles présentées dans le paragraphe décrivant les caractérisations des têtes d'échantillonnage modifiées sans les étages FI.

On constate alors que la bande passante RF est conservée, que la bande FI est limitée à 160MHz (bandes passante des filtres) et que le gain de conversion varie entre 17 et 20dB selon les têtes d'échantillonnage. Le signal de sortie est donc mieux adapté à la dynamique des CAN. Il est aussi possible de constater que la dynamique globale du système incluant aussi l'oscilloscope 4 canaux 8 bits 2Gs/s est évaluée à 60 dB environ sans appliquer de traitement de signal supplémentaire. Cette amélioration de la dynamique est due à l'application d'un taux OSR élevé selon l'équation (1.31). Dans le cas de cette mesure l'OSR était fixé à 25.

II.5 Etalonnage du banc de caractérisation fonctionnelle large bande dans le domaine temporel

Le banc de caractérisation fonctionnelle complet est décrit sur la figure suivante :

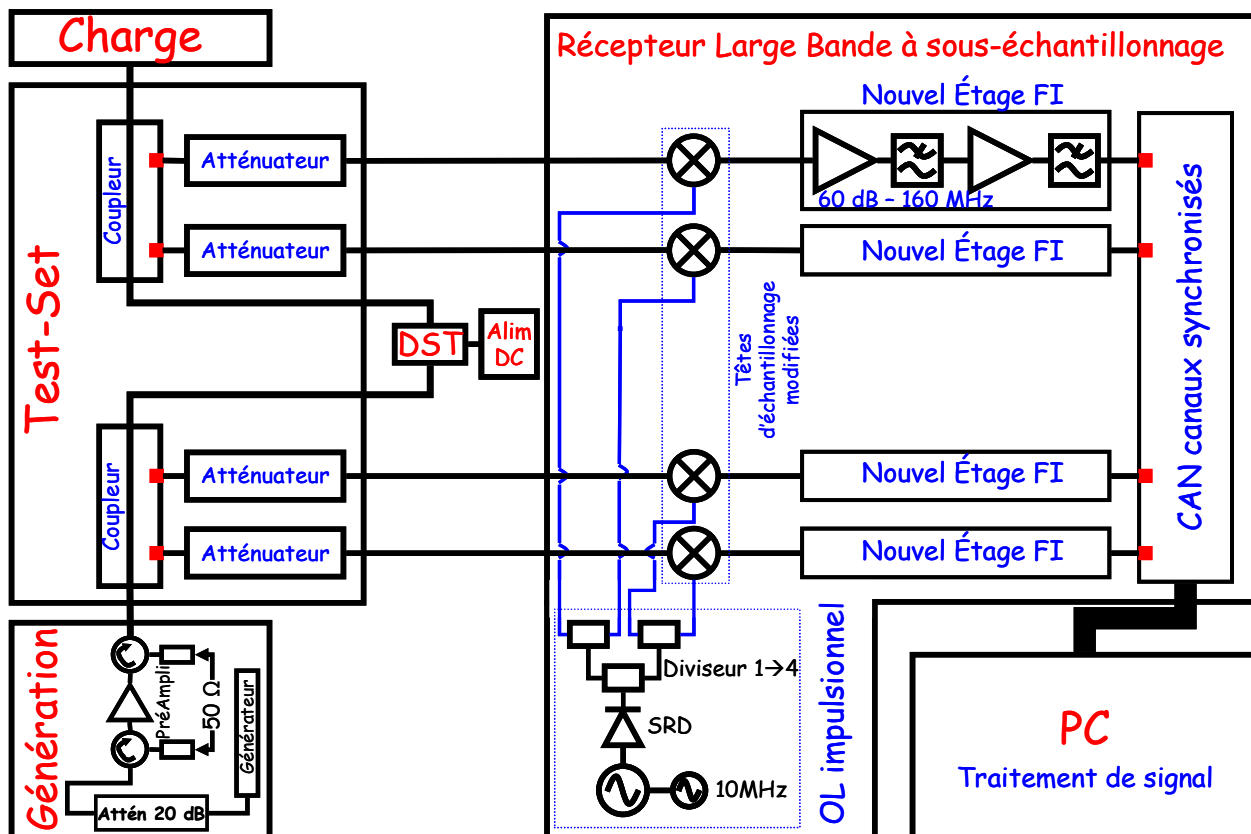


Fig. 2.20 – Banc complet de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel

Il comprend :

- Un bloc de génération. Ce bloc permet de générer des signaux de type CW ou des signaux modulés. Ces signaux sont ensuite si nécessaire amplifiés de manière linéaire par une chaîne d'amplification instrumentale comprenant des filtres d'harmoniques et des circulateurs de protection et d'adaptation sur 50 Ω .
- Un bloc de séparation des ondes mesurées (Test-set).
- Un bloc d'alimentation
- Un bloc de charge. Ce bloc peut être constitué de charges 50 Ω fixes, de charges variables actives (boucles actives) ou passives (tuner).
- Le prototype de récepteur à sous-échantillonnage large bande présenté et testé précédemment.

Afin de prendre en compte la dispersion en gain des voies de mesures et les erreurs apportées par les éléments supplémentaires du banc de mesure, ce dernier doit être étalonné avant d'effectuer

une mesure d'un dispositif sous test. Cet étalonnage est réalisé dans le domaine fréquentiel. Pour visualiser les ondes de tension et courant dans les plans d'accès du DST P_{1DST} et P_{2DST} , les données brutes sont obtenues dans les plans de mesure P_{1m} et P_{2m} . Dans un premier temps, la procédure d'étalonnage « classique » (le cas où le signal à l'entrée du dispositif sous test est un signal CW) de ce banc de caractérisation est décrite. Les principes fondamentaux de cette procédure sont développés dans les paragraphes suivants.

Avant de mettre en œuvre ces procédures, il est fondamental d'ajuster certains paramètres du banc de caractérisation et notamment la valeur des atténuateurs sur les voies de mesures. Elles sont fondamentales pour ne pas venir saturer les têtes d'échantillonnage où les amplificateurs FI utilisés derrière ces têtes de réception.

On donne ci-dessous un exemple de relevé de mesure de la puissance dans les plans du DST et la configuration des atténuateurs associés.

Voie de mesure	A1	B1	A2	B2
Pmax (dBm)	15	5	5	25
Pmin (dBm)	-5	-30	-25	-25
Atténuateurs (dB)	20	10	20	30

Tab. 2.4

Ce sont des précautions qu'on doit prendre en considération pour assurer un fonctionnement linéaire du prototype de récepteur à sous-échantillonnage large bande.

II.5.1 Etalonnage classique pour des caractérisations temporelles à partir de signaux d'excitation CW

La procédure d'étalonnage classique du banc de caractérisation fonctionnelle temporelle large bande est identique à celle du LSNA bande étroite. Nous nous attachons dans un premier temps à décrire cette procédure classique.

Le calibrage d'un instrument implique la connaissance des erreurs systématiques de mesure. Ceci est réalisé en mesurant des dispositifs, appelés les standards, dont nous connaissons parfaitement les caractéristiques. Une comparaison entre la valeur mesurée et la valeur connue permet de remonter aux valeurs des erreurs systématiques de l'instrument. Trois étapes de calibrage sont nécessaires pour effectuer un étalonnage classique complet du nouvel récepteur.

La première étape est un étalonnage relatif semblable à celui d'un ARV.

La deuxième étape est un étalonnage en puissance. Le procédé de calibrage d'amplitude est fondé sur l'utilisation des standards qui sont les wattmètres radiofréquences. Un signal sinusoïdal est de ce fait appliqué à la maquette. En choisissant la bonne configuration de la maquette, l'amplitude de ce signal est mesurée en même temps par la maquette et par le wattmètre (la puissance d'une onde de tension-courant peut être convertie en amplitude en se servant de l'impédance caractéristique $Z_0 = 50\Omega$). Le résultat de mesure de la maquette est alors comparé au résultat de mesure du wattmètre, qui est employé comme standard de référence. Ceci permet alors de connaître l'erreur systématique d'amplitude de la maquette de mesure.

La troisième étape est un étalonnage en phase. Le procédé de calibrage en phase nécessite un autre standard. Pour savoir quel type de standard utiliser, considérons une analyse typique de déformation harmonique des signaux par un amplificateur. Un signal sinusoïdal excite l'entrée de l'amplificateur. A la sortie plusieurs composantes spectrales existent, avec les fréquences qui sont des multiples entiers de la fréquence du signal d'entrée, (fréquences harmoniques). La maquette mesure l'amplitude et la phase de toutes ces fréquences harmoniques. Afin de déterminer l'erreur de phase systématique, un standard de référence de phase est nécessaire. Ce standard est constitué d'un générateur de signal produisant une fréquence fondamentale et des fréquences harmoniques dont on connaît parfaitement les relations de phases entre elles. Ce standard peut alors être utilisé comme une référence pour le calibrage en phase de la même manière que le wattmètre pour l'étalonnage en amplitude.

Dans le cadre de l'utilisation de la maquette du récepteur large bande, les standards de référence en phase et en puissance peuvent être identiques au LSNA bande étroite. D'autres standards de références peuvent être utilisés pour augmenter la rapidité des étalonnages dès lors que le nombre de fréquences mises en jeu devient très important.

❖ Aspect théorique de l'étalonnage [2.12] [2.14]

Avec les hypothèses précédentes, un rapport linéaire entre les valeurs des ondes absolues mesurées dans le plan P_{1M} et P_{2M} et les vraies valeurs des ondes dans le plan du dispositif P_{1DST} et P_{2DST} existe (cf. Fig. 2.21)

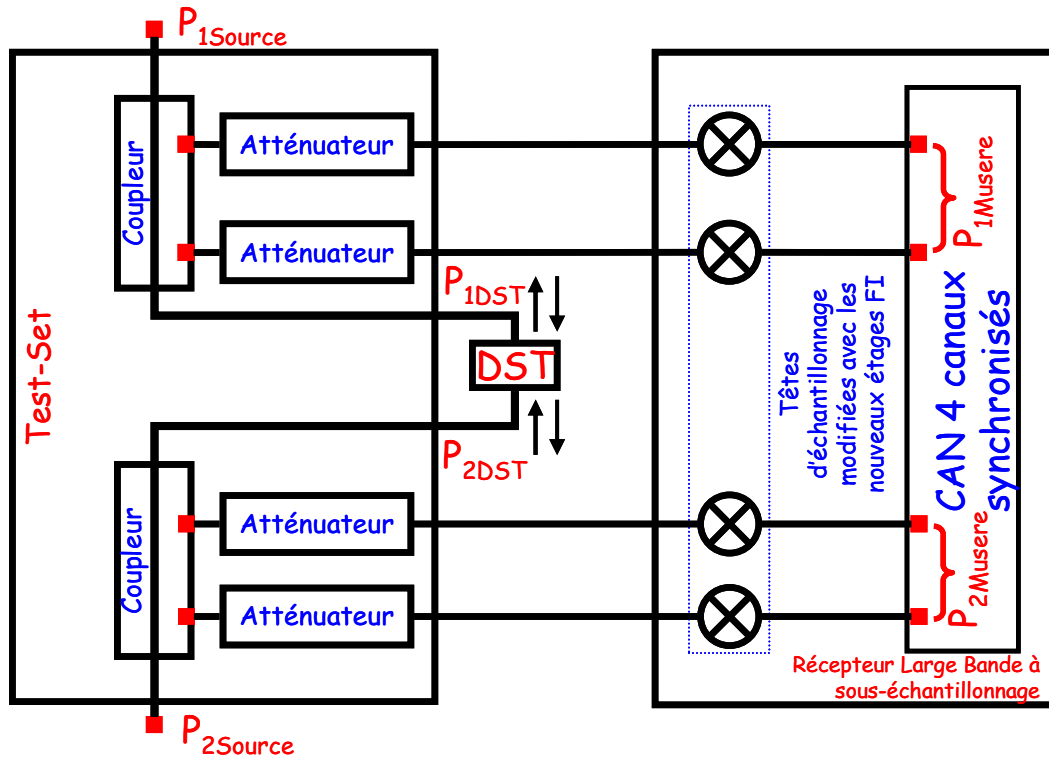


Fig. 2.21 – Plans principaux du banc de caractérisation

Pour simplifier les calculs, on suppose que les 2 accès du dispositif sont totalement indépendants c'est à dire que les ondes mesurées sur l'accès 1 P_{1M} ne sont pas reliées ni aux ondes mesurées sur l'accès 2 P_{2M} ni aux ondes du dispositif sur ce même accès P_{2DST} .

En tenant compte de l'hypothèse que les 2 accès sont indépendants, on peut écrire ce rapport linéaire, entre les valeurs mesurées et les vraies valeurs dans le plan du dispositif, sous forme matricielle tel que :

$$\begin{pmatrix} a_{D1}^i \\ b_{D1}^i \\ a_{D2}^i \\ b_{D2}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K^i & \beta_{01}^i & 0 & 0 \\ \gamma_{01}^i & \delta_{01}^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_{02}^i & \beta_{02}^i \\ 0 & 0 & \gamma_{02}^i & \delta_{02}^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{M1}^i \\ b_{M1}^i \\ a_{M2}^i \\ b_{M2}^i \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

« i » est le numéro de la fréquence.

Les termes a_{D1} , a_{D2} représentent respectivement les ondes de tensions incidentes sur l'accès 1 et 2 du DST (P_{1DST} , P_{2DST}).

Les termes b_{D1} , b_{D2} représentent respectivement les ondes de tensions réfléchies sur l'accès 1 et 2 du DST (P_{1DST} , P_{2DST}).

Les termes a_{M1} , a_{M2} représentent respectivement les ondes de tensions incidentes mesurées et récupérées à la sortie des CAN (P_{1M} , P_{2M}).

Les termes b_{M1} , b_{M2} représentent respectivement les ondes de tensions réfléchies mesurées et récupérées à la sortie des CAN (P_{1M} , P_{2M}).

Le terme K^i traduit la perte (module) et le déphasage (phase) absolus entre le plan d'entrée du DST (P_{1DST}) et le plan de mesure qui sera pris comme référence (P_{1M}). Dans ce contexte, il est alors possible de factoriser la matrice d'erreurs par ce terme K^i .

Avec :

$$\beta_1^i = \frac{\beta_{01}^i}{K^i}, \gamma_1^i = \frac{\gamma_{01}^i}{K^i}, \delta_1^i = \frac{\delta_{01}^i}{K^i}, \alpha_2^i = \frac{\alpha_{02}^i}{K^i}, \beta_2^i = \frac{\beta_{02}^i}{K^i}, \gamma_2^i = \frac{\gamma_{02}^i}{K^i}, \delta_2^i = \frac{\delta_{02}^i}{K^i}$$

Les termes $K^i, \beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i$ représentent les termes d'erreur à déterminer, i représente l'indice de la fréquence RF (ou de son image FI) considéré.

$$\begin{pmatrix} a_{D1}^i \\ b_{D1}^i \\ a_{D2}^i \\ b_{D2}^i \end{pmatrix} = K^i \begin{pmatrix} 1 & \beta_1^i & 0 & 0 \\ \gamma_1^i & \delta_1^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^i & \beta_2^i \\ 0 & 0 & \gamma_2^i & \delta_2^i \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_{M1}^i \\ b_{M1}^i \\ a_{M2}^i \\ b_{M2}^i \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

En notant le vecteur $\begin{pmatrix} a_{D1}^i \\ b_{D1}^i \\ a_{D2}^i \\ b_{D2}^i \end{pmatrix} = [V_D]$ et $\begin{pmatrix} a_{M1}^i \\ b_{M1}^i \\ a_{M2}^i \\ b_{M2}^i \end{pmatrix} = [V_M]$ et la matrice d'erreur relative $[E^i]$

On peut réécrire l'équation (2.17) sous la forme suivante :

$$[V_D^i] = K^i \times [E^i] \times [V_M^i] \quad (2.18)$$

Dans ce cas, le but de cet étalonnage sera la détermination, pour chaque fréquence, des 8 coefficients complexes inconnus ($K^i, \beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i$).

Une fois que ces coefficients sont déterminés, il suffit d'utiliser l'équation (2.17) ainsi que le vecteur des ondes mesurées afin de connaître les ondes dans le plan du DST.

Un étalonnage vectoriel linéaire classique d'analyseur de réseau (également connu comme étalonnage SOLT) est alors effectué afin de déterminer tous les coefficients de la matrice $[E^i]$. Cet étalonnage se fait séquentiellement en balayant en fréquence le générateur qui travaille en mode CW. Dans la première partie de la matrice concernant l'accès 1, 3 inconnues sont à déterminer d'où la nécessité de trois mesures différentes avec 3 étalons différents afin de construire un système de 3 équations à 3 inconnues.

Pour les trois premières mesures, on connecte dans le plan d'entrée du DST (P_{1DST}) respectivement un court-circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée (cf. Fig. 2.22).

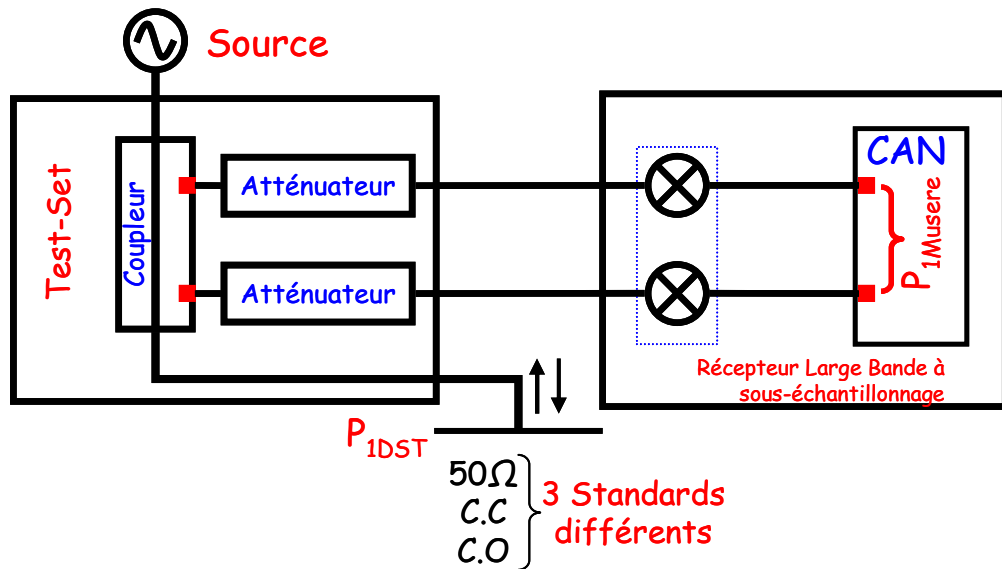


Fig. 2.22 – Configuration calibration relative accès1

Pour les trois mesures suivantes, nous répétons le même procédé au plan P_{DST2} (cf. Fig. 2.23).

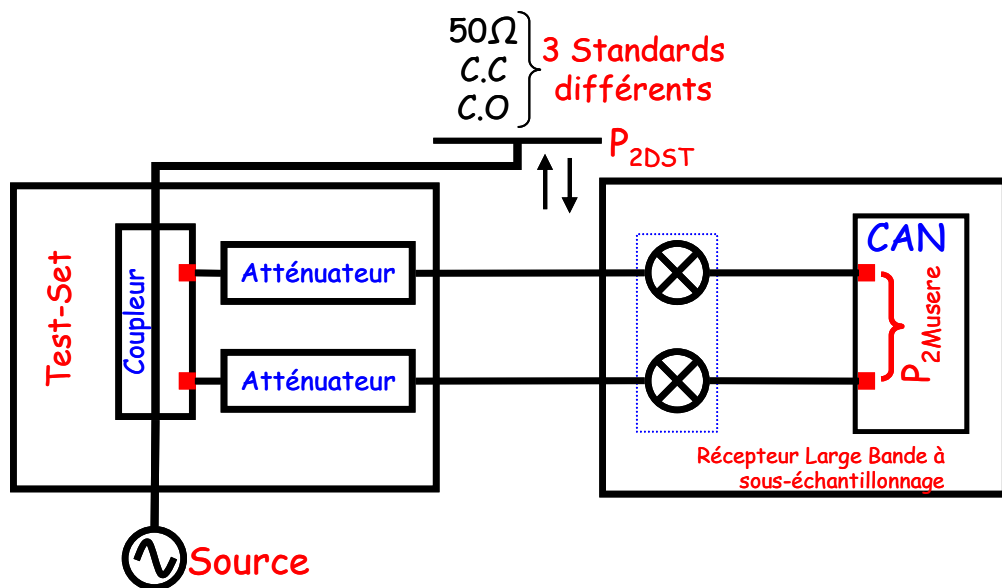


Fig. 2.23 – Configuration calibration relative accès2

La dernière mesure est réalisée avec une connexion directe du P_{1DST} au P_{2DST} (cf. Fig. 2.24).

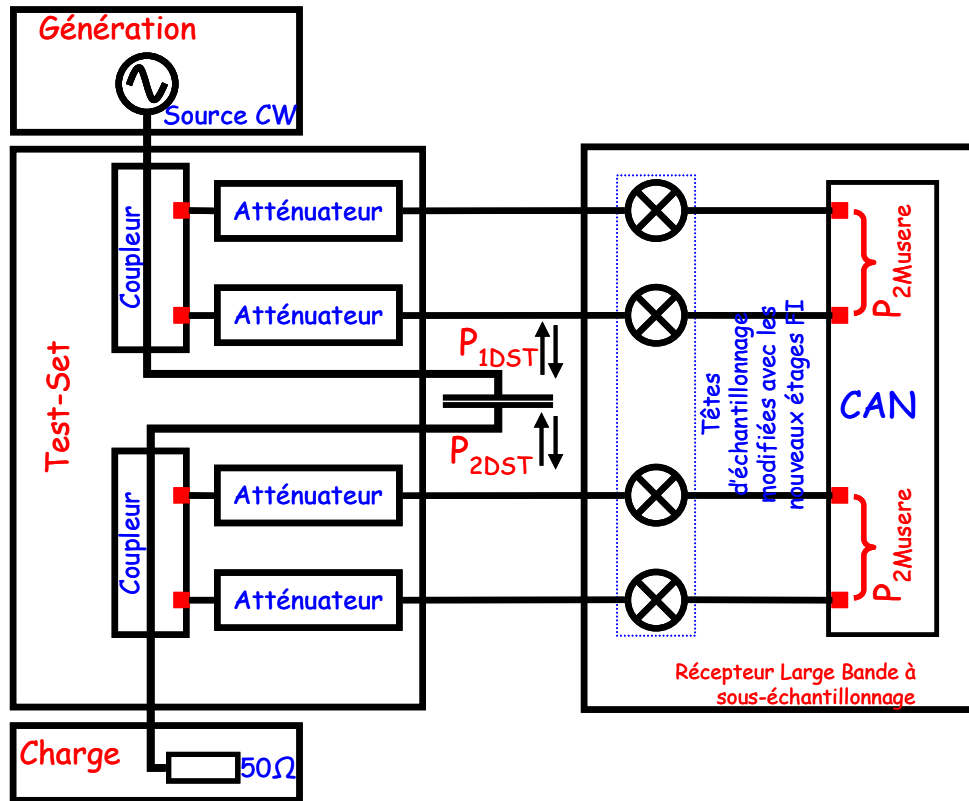


Fig. 2.24 – Configuration calibrage relative connexion directe

Pour les trois premières mesures on peut écrire :

$$\Gamma_1^i a_{D1}^{i1} = b_{D1}^{i1} \quad (2.19)$$

$$\Gamma_2^i a_{D1}^{i2} = b_{D1}^{i2} \quad (2.20)$$

$$\Gamma_3^i a_{D1}^{i3} = b_{D1}^{i3} \quad (2.21)$$

Pour les équations (2.17, 2.18, 2.19, 2.20 et 2.21) on rappelle que l'indice i correspond à l'indice de la fréquence dont on fait la mesure. Γ_1 , Γ_2 et Γ_3 sont respectivement les coefficients de réflexion des standards suivants : court-circuit, circuit-ouvert et charge adaptée.

Un circuit ouvert réel doit être considéré comme une capacité ou un circuit ouvert parfait décalé [2.15] qui donne une impédance ramenée équivalente à l'impédance d'une capacité.

Pour une capacité :

$$Z_c = \frac{1}{jZ_0 C w}$$

Un standard circuit ouvert est un circuit ouvert parfait décalé tel que :

$$Z_{rr(CO)} = \frac{1}{j \tan(\beta l)} \Leftrightarrow \frac{1}{jZ_0 C w} \quad (2.22)$$

Il présente une capacité non linéaire par rapport à la fréquence grâce à la permittivité du diélectrique constituant la ligne de décalage tel que :

$$C = C_0 + C_1 f + C_2 f^2 + C_3 f^3 \quad (C \text{ est de l'ordre } f) \quad (2.23)$$

Cette impédance est aussi décalée de 5 mm (longueur du connecteur du standard).

Après calcul on obtient la formule suivante du coefficient de réflexion de ce standard.

$$\Gamma_{co} = \frac{(1 - Z_0 C W \tan(\beta l)) - j(\tan(\beta l) + Z_0 C W)}{(1 - Z_0 C W \tan(\beta l)) + j(\tan(\beta l) + Z_0 C W)} \quad (2.24)$$

Par ailleurs, l'hypothèse suivante est faite : $\Gamma_{co} = 1$

$$\text{De plus : } \angle \Gamma_{co} = -2 \text{Arc tan} \left(\frac{\tan(\beta l) + Z_0 C W}{1 - Z_0 C W \tan(\beta l)} \right) \quad (2.25)$$

Un court circuit réel doit être considéré comme une self inductance ou un court circuit parfait décalé qui donne une impédance ramenée équivalente à l'impédance d'une self.

Un standard «AGILENT » court circuit est un court circuit parfait décalé tel que :

$$Z_{rr(CC)} = j \tan(\beta l) \Leftrightarrow \frac{jLW}{Z_0} \quad (2.26)$$

$$\Gamma_{cc} = \frac{-(Z_0 - LW \tan(\beta l)) + j(Z_0 \tan(\beta l) + LW)}{(Z_0 - LW \tan(\beta l)) + j(Z_0 \tan(\beta l) + LW)} \quad (2.27)$$

Par hypothèse on écrit :

$$\Gamma_{cc} = 1 \text{ et } \angle \Gamma_{cc} = \pi - 2 \text{Arc tan} \left(\frac{LW + Z_0 \tan(\beta l)}{Z_0 - LW \tan(\beta l)} \right) \quad (2.28)$$

Une charge adaptée est une impédance réelle égale à 50 Ω .

$$\Gamma_{CA} = 0$$

En utilisant (2.17), le vecteur des ondes dans les plans du DST peut être remplacé par les valeurs connues des standards de telle sorte qu'il est possible d'écrire :

$$\Gamma_1^i (a_{M1}^{i1} + \beta_1^i b_{M1}^{i1}) = (\gamma_1^j a_{M1}^{i1} + \delta_1^i b_{M1}^{i1}) \quad (2.29)$$

$$\Gamma_2^i (a_{M1}^{i2} + \beta_1^i b_{M1}^{i2}) = (\gamma_1^j a_{M1}^{i2} + \delta_1^i b_{M1}^{i2}) \quad (2.30)$$

$$\Gamma_3^i (a_{M1}^{i3} + \beta_1^i b_{M1}^{i3}) = (\gamma_1^j a_{M1}^{i3} + \delta_1^i b_{M1}^{i3}) \quad (2.31)$$

Ce système d'équations peut être développé et s'écrire de la façon suivante:

$$\Gamma_1^i \beta_1^i b_{M1}^{i1} - \gamma_1^j a_{M1}^{i1} - \delta_1^i b_{M1}^{i1} = -\Gamma_1^i a_{M1}^{i1} \quad (2.32)$$

$$\Gamma_2^i \beta_1^i b_{M1}^{i2} - \gamma_1^j a_{M1}^{i2} - \delta_1^i b_{M1}^{i2} = -\Gamma_2^i a_{M1}^{i2} \quad (2.33)$$

$$\Gamma_3^i \beta_1^i b_{M1}^{i3} - \gamma_1^j a_{M1}^{i3} - \delta_1^i b_{M1}^{i3} = -\Gamma_3^i a_{M1}^{i3} \quad (2.34)$$

Ce système peut être représenté sous forme matricielle : Cette représentation fait apparaître la matrice des coefficients inconnus :

$$\begin{pmatrix} \beta_1^i \\ \gamma_1^i \\ \delta_1^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_1^i b_{M1}^{i1} & -a_{M1}^{i1} & -b_{M1}^{i1} \\ \Gamma_2^i b_{M1}^{i2} & -a_{M1}^{i2} & -b_{M1}^{i2} \\ \Gamma_3^i b_{M1}^{i3} & -a_{M1}^{i3} & -b_{M1}^{i3} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -\Gamma_1^i a_{M1}^{i1} \\ -\Gamma_2^i a_{M1}^{i2} \\ -\Gamma_3^i a_{M1}^{i3} \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

Toutes les variables de la matrice et du vecteur de membre de droite sont des valeurs mesurées ou des variables connues des standards. Avec cette manière on arrive à calculer les trois premiers termes d'erreurs de la matrice d'erreurs reliant le vecteur d'ondes mesurées au vecteur d'ondes dans le plan du DST. Les mêmes calculs peuvent être menés pour l'étalonnage de type SOLT sur l'accès 2 (P_{DST2}). Une autre équation peut alors s'écrire:

$$\begin{pmatrix} \beta_{2N}^i \\ \gamma_{2N}^i \\ \delta_{2N}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_1^i b_{M2}^{i4} & -a_{M2}^{i4} & -b_{M2}^{i4} \\ \Gamma_2^i b_{M2}^{i5} & -a_{M2}^{i5} & -b_{M2}^{i5} \\ \Gamma_3^i b_{M2}^{i6} & -a_{M2}^{i6} & -b_{M2}^{i6} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -\Gamma_1^i a_{M2}^{i4} \\ -\Gamma_2^i a_{M2}^{i5} \\ -\Gamma_3^i a_{M2}^{i6} \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

Avec : $\beta_{2N}^i, \gamma_{2N}^i$ et δ_{2N}^i des valeurs normalisées par rapport à α_2 telles que :

$$\begin{pmatrix} \beta_2^i \\ \gamma_2^i \\ \delta_2^i \end{pmatrix} = \alpha_2^i \begin{pmatrix} \beta_{2N}^i \\ \gamma_{2N}^i \\ \delta_{2N}^i \end{pmatrix} \quad (2.37)$$

Avec la septième mesure (connexion directe des plans P_{DST1} et P_{DST2} , l'équation suivante peut être écrite:

$$a_{D1}^{i7} = b_{D2}^{i7} \quad (2.38)$$

Cette équation nous permet d'écrire en utilisant (2.17):

$$a_{M1}^{i7} + \beta_1^i b_{M7}^{i7} = \alpha_2^i (\gamma_{2N}^i a_{M2}^{i7} + \delta_{2N}^i b_{M2}^{i7}) \quad (2.39)$$

$$\text{Soit } \alpha_2^i = \frac{a_{M1}^{i7} + \beta_1^i b_{M7}^{i7}}{\gamma_{2N}^i a_{M2}^{i7} + \delta_{2N}^i b_{M2}^{i7}} \quad (2.40)$$

En utilisant les résultats de (2.40), (2.37), (2.36) et (2.35) il est facile de calculer les 7 coefficients de la matrice de correction $\beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i$

On doit aussi déterminer K^i . D'abord le module de ce nombre complexe est déterminé. Il est important de noter ici que le module d'un nombre complexe décrivant un signal sinusoïdal dans le domaine du temps est, par convention, définie comme amplitude maximale (amplitude crête) de cette sinusoïde. Afin de trouver ce module dans l'étalonnage classique, une huitième mesure est effectuée avec un wattmètre connecté dans le plan P_{DST1} .

Cette mesure est faite pour chaque fréquence. Le modèle qui est employé pour la sonde du wattmètre est donné dans la figure suivante.

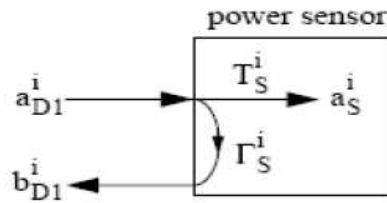


Fig. 2.25 – Graphe de fluence associé au détecteur de puissance

Dans cette figure, a_S^i est la puissance réelle indiquée par le wattmètre. Γ_S^i est le coefficient de réflexion du détecteur qui sera considéré comme nul par la suite et T_S^i est le coefficient de transmission. Une table avec les valeurs de Γ_S^i et T_S^i est fournie par le fabricant du wattmètre. Habituellement, les valeurs données par le wattmètre sont indiquées en dBm.

La relation entre la valeur affichée par le wattmètre (qui est une puissance en dBm) et l'amplitude crête d'une raie spectrale du signal est :

$$10^{\left(\frac{P_{dBm} - 10}{20}\right)} \quad (2.41)$$

$$\text{Pour cette mesure on peut écrire } |a_S^i| = |T_S^i a_{D1}^{i8}| \quad (2.42)$$

Ce qui donne la relation suivante:

$$|a_S^i| = |T_S^i K^i (a_{M1}^{i8} + \beta_1^i b_{M1}^{i8})| \quad (2.43)$$

$$\text{Soit } K^i = \frac{|a_S^i|}{|T_S^i (a_{M1}^{i8} + \beta_1^i b_{M1}^{i8})|} \quad (2.44)$$

Les variables du membre de droite de cette dernière équation sont connues, ou mesurées.

Une neuvième mesure est finalement effectuée afin de mesurer la phase de K^i . Pour ceci le générateur de référence en phase est connecté dans l'accès d'entrée du DST P_{DST1} , alors que l'entrée RF de l'accès 1 est chargée par 50Ω .

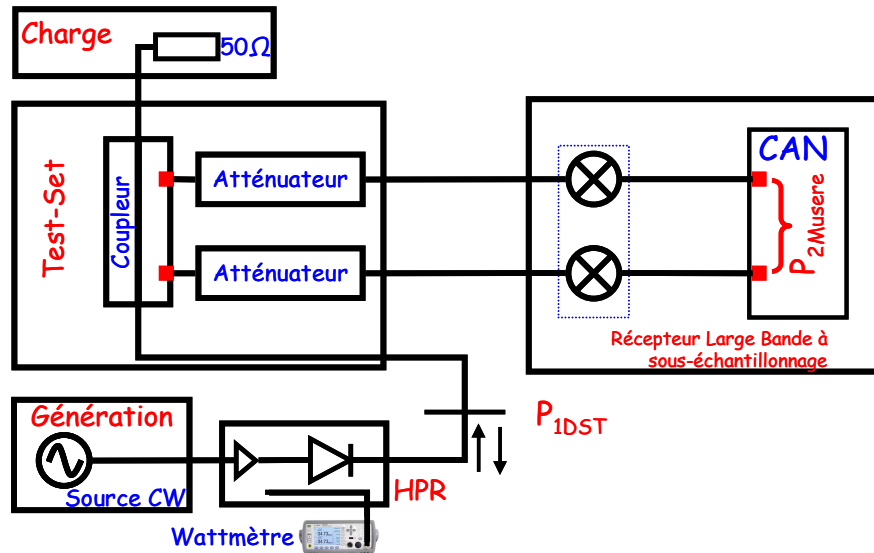


Fig. 2.26 – Configuration de calibration en phase pour la mesure CW

Le modèle qui est employé pour ce générateur de référence est donné dans la figure suivante:

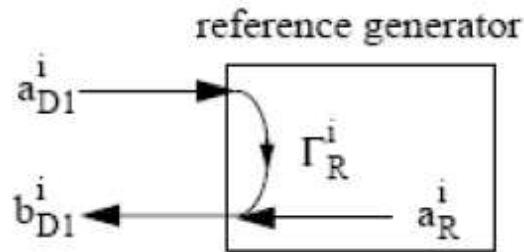


Fig. 2.26 – Graphe de fluence associé à la HPR

Dans ce modèle Γ_R^i représente le coefficient de réflexion du générateur de référence à la fréquence d'indice « i » et a_R^i représente l'onde de tension produite à la fréquence d'indice « i ». Pour des caractérisations à partir de signaux d'excitation CW il est important de noter que ce générateur de référence produit toutes les composantes spectrales nécessaires à partir du moment où la fréquence fondamentale est correctement choisie. Les coefficients de réflexion Γ_R^i sont mesurés en utilisant un analyseur de réseau vectoriel linéaire.

$$\text{Pour cette neuvième mesure on peut écrire: } b_{D1}^{i9} = a_R^i + \Gamma_R^i a_{D1}^{i9} \quad (2.45)$$

Soit :

$$K^i (a_{M1}^{i9} + \beta_1^i b_{M1}^{i9}) = a_R^i + \Gamma_R^i K^i (a_{M1}^{i9} + \beta_1^i b_{M1}^{i9}) \quad (2.46)$$

A partir de cette dernière équation, il est alors possible de calculer la phase de K^i :

$$\varphi(K^i) = \varphi \left(\frac{a_R^i}{(\gamma_1^i - \Gamma_R^i) a_{M1}^{i9} + (\delta_1^i - \Gamma_R^i \beta_1^i) b_{M1}^{i9}} \right) \quad (2.47)$$

Pour ce qui concerne le calcul de la phase de K^i , les relations de phase entre les fréquences harmoniques générées par la source de référence en phase (diode SRD) sont enregistrées dans des fichiers donnés par les fabricants de ce générateur. En effet, ce générateur appelé aussi HPR (Harmonic Phase Reference) a fait l'objet lui-même d'un étalonnage particulier permettant de connaître parfaitement le signal de sortie de ce générateur de référence en phase.

II.5.2 Etalonnage pour des caractérisations temporelles à partir de signaux d'excitations modulés

Le prototype de récepteur à sous-échantillonnage large bande a été développé pour une caractérisation de DST non linéaire excité par des signaux modulés qui présentent des caractéristiques spectrales composées de plusieurs raies sur une bande passante correspondant à la bande passante de l'enveloppe de ces signaux modulés. Ces signaux sont périodiques et sont donc représentés dans le domaine fréquentiel par un spectre de raies. Ceci nous amène par la suite à parler d'excitation multi-tons.

Avec ce type d'étalonnage et contrairement à l'utilisation classique du banc de caractérisation fonctionnelle, les fréquences harmoniques de la porteuse ne sont pas prises en compte car les dispositifs qui ont été testés dans le cadre de cette thèse sont des amplificateurs intégrant des filtres passe-bande autour de la porteuse en entrée et/ou en sortie. Seul le spectre associé à l'enveloppe du signal modulé RF est pris en compte. Il s'agit donc de développer une nouvelle procédure d'étalonnage en amplitude et en phase pour le contenu spectral de l'enveloppe de ce signal modulé. Le prototype du récepteur à sous-échantillonnage large bande fonctionne alors comme un mélangeur simple vis-à-vis du signal modulé.

Contrairement à un étalonnage de type CW-harmoniques, les espacements fréquentiels entre les raies prises en compte dans l'étalonnage ne sont pas si importants et peuvent être couverts par un générateur multi-tons d'où la possibilité de faire l'étalonnage SOLT et l'étalonnage en puissance avec des mesures simultanées et non séquentielles. Pour un étalonnage CW et harmoniques le nombre des raies à prendre en compte pendant l'étalonnage peut atteindre dix ou quinze au maximum. Avec un tel nombre de fréquences le temps nécessaire pour effectuer l'étalonnage reste raisonnable, ce qui n'est pas vraiment le cas d'un étalonnage multi-tons où le nombre des fréquences d'étalonnage peut atteindre 1 ou plusieurs centaines. Dans ce dernier cas, la mise en pratique et la réalisation de l'étalonnage sont très longues notamment l'étalonnage en puissance classique avec un wattmètre.

En raison de ce facteur limitatif, la procédure d'étalonnage multi-tons simultané est devenue une nécessité et grâce à la possibilité de couvrir la quasi totalité (120 MHz) de notre bande passante du récepteur (au maximum 160 MHz) avec des générateurs multi-tons de type SMU (Signal Modulation Unit) cette solution a été adoptée par la suite dans les différents cas d'étalonnage multi-tons.

Les standards de référence en puissance (wattmètre) et en phase (HPR) sont remplacés par un générateur SMU pour lequel l'hypothèse de connaissance des amplitudes et phases absolues des spectres fréquentiels du signal de sortie est faite.

Il est possible d'utiliser différentes configurations de signaux multi-tons pour l'étalonnage.

- Spectre avec amplitude et phase identiques à toutes les fréquences : dans ce cas, le signal temporel généré possède un PAR (peak to Average Ratio) très élevé permettant de couvrir une large partie de la dynamique des échantillonneurs.
- Spectre avec amplitudes égales et phases optimisées pour diminuer au minimum le PAR du signal. Ce type de signal peut être plus sécurisant vis-à-vis de l'échantillonneur d'entrée qui ne sera pas soumis à des pics d'amplitude trop élevés pouvant l'amener à fonctionner une petite partie du temps en régime non linéaire. Cette optimisation du « PAR » par un choix judicieux de valeurs de phase sera appelée par la suite signal à « phase de SCHROEDER » [2.16].

La distribution de phase de type SCHROEDER a pour effet de diminuer le rapport puissance crête sur puissance moyenne, cela permet de profiter au maximum de la dynamique des CAN.

Afin de s'assurer de la qualité des nouveaux étalonnages multi-tons fondés sur l'utilisation d'un générateur de signaux modulés, une comparaison de plusieurs types de calibrage a été réalisée.

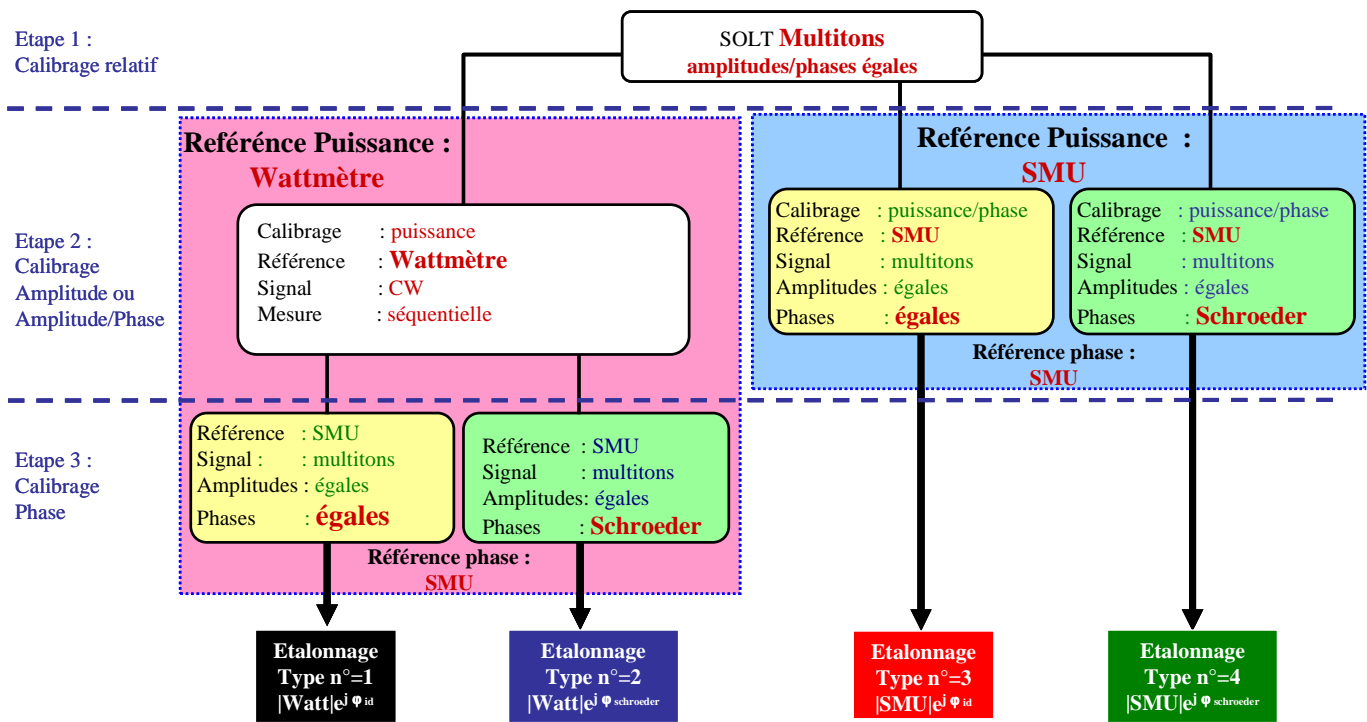


Fig. 2.27 – Hiérarchie de la nouvelle procédure d'étalonnage

Quatre étalonnages ont été mis en œuvre. Ils sont fondés sur l'utilisation d'un nouvel étalonnage appelé SOLT multi-tons développé au cours de cette thèse. Pour réaliser et vérifier cet étalonnage, un signal de 6 tons est utilisé comme signal de test. Effectivement, le choix de ces 6 tons est lié à l'application présentée dans cette partie du chapitre 2 qui concerne la caractérisation d'un amplificateur de puissance en terme d'intermodulation d'ordre 3 et 5. Pour la caractérisation en intermodulation d'ordre 3 et 5, les amplitudes et les phases ont été fixées respectivement à 1V et 0° pour toutes les composantes fréquentielles. La SOLT est réalisée en utilisant les mêmes standards de référence que ceux précédemment.

Une fois cet étalonnage réalisé puis vérifié, les calibrages en puissance et en phase suivants ont été menés :

- étalonnage de **type 1** : une première étape consiste à réaliser un calibrage en puissance avec le wattmètre comme référence. Le signal d'excitation est alors un signal CW dont on fait varier la fréquence. Les mesures et les calculs du coefficient K^i se font séquentiellement. L'étalonnage en phase est réalisé avec un signal multi-tons (amplitudes/ phases égales) issu du générateur SMU pris comme référence de phase.
- étalonnage de **type 2** : la première étape est la même que celle du calibrage de type 1. L'étalonnage en phase est réalisé avec un signal multi-tons (distribution de SCHROEDER) issu du générateur SMU pris comme référence de phase.

Il est à noter que ces deux types d'étalonnage requièrent 3 étapes successives alors que les types d'étalonnage 3 et 4 ci-après n'en nécessitent que deux (gain de temps/ efficacité).

- étalonnage de **type 3** : l'étalonnage en amplitude et en phase est réalisé en même temps grâce à un signal multi-tons d'amplitude et de phase égales généré par le SMU pris comme référence d'amplitude et de phase.
- étalonnage de **type 4** : l'étalonnage en amplitude et en phase est réalisé en même temps grâce à un signal multi-tons d'amplitude et de phase selon la répartition de SCHROEDER généré par le SMU pris comme référence d'amplitude et de phase.

La sortie de l'amplificateur contiendra 6 fréquences espacées de 1MHz autour d'une porteuse à $f_0=1.89\text{ GHz}$. Nous avons donc réalisé les étalonnages pour cette grille de fréquence (cf. Fig. 2.28).

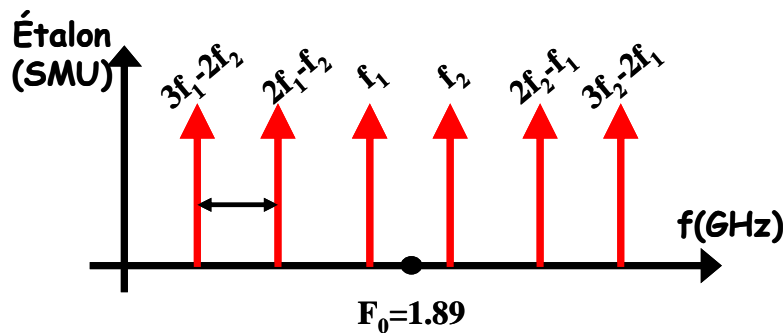


Fig. 2.28 – Grille fréquentielle RF utilisée pour les étalonnages

❖ Distribution de SCHROEDER

Dans le but de profiter au maximum de la dynamique des CAN 8 bits qui est faible (48 dB théoriques), la distribution de SCHROEDER permet, grâce à une expression analytique, de distribuer les phases sur l'ensemble des fréquences de façon à minimiser le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne.

Dans ce cas, le PAR du signal temporel constitué des six raies générées par le SMU est de 2,26 dBm (inférieure à celle du cas des phases égales : 7.78 dBm).

Les phases des six tons selon la distribution de SCHROEDER sont données dans le tableau suivant :

fréquence	$3f_1-2f_2$	$2f_1-f_2$	f_1	f_2	$2f_2-f_1$	$3f_2-2f_1$
$\theta_n(^{\circ})$	0	310,39	129,09	348,10	127,85	206,31

Tab. 2.5

Pour la vérification de l'étalonnage en phase, il est important de s'assurer de la latéralité du spectre fréquentiel du signal RF généré par rapport à l'harmonique de l'OL choisi pour la translation

de fréquence. Si les fréquences font toutes partie de la bande latérale inférieure, il faut ajouter 180° aux valeurs de phase données dans le tableau.

Avant d'entamer la mesure d'un dispositif, il est indispensable de vérifier l'étalonnage relatif puis l'étalonnage absolu en amplitude et en phase. Pour cela, nous allons superposer le signal théorique (généralisé par le SMU), et le signal mesuré et corrigé (après extraction de la matrice d'erreur).

La première vérification à réaliser concerne l'étalonnage SOLT. Pour ce faire, nous utilisons les standards de référence et une connexion directe des accès 1 (P_{1DST}) et 2 (P_{2DST}). Le DST est alors une ligne de longueur nulle dont la matrice $[S]$ est la suivante quelle que soit la fréquence.

$$S_{ij}(t) = \begin{pmatrix} |S_{11}|e^{j\phi} & |S_{12}|e^{j\theta} \\ |S_{21}|e^{j\phi} & |S_{22}|e^{j\psi} \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

Dans le cas d'une connexion directe $|S_{11}| = |S_{22}| = 0$, $|S_{12}| = |S_{21}| = 1$, (ϕ, ψ) : indéterminées.
 $\beta.l = 0^\circ = \phi = \theta$.

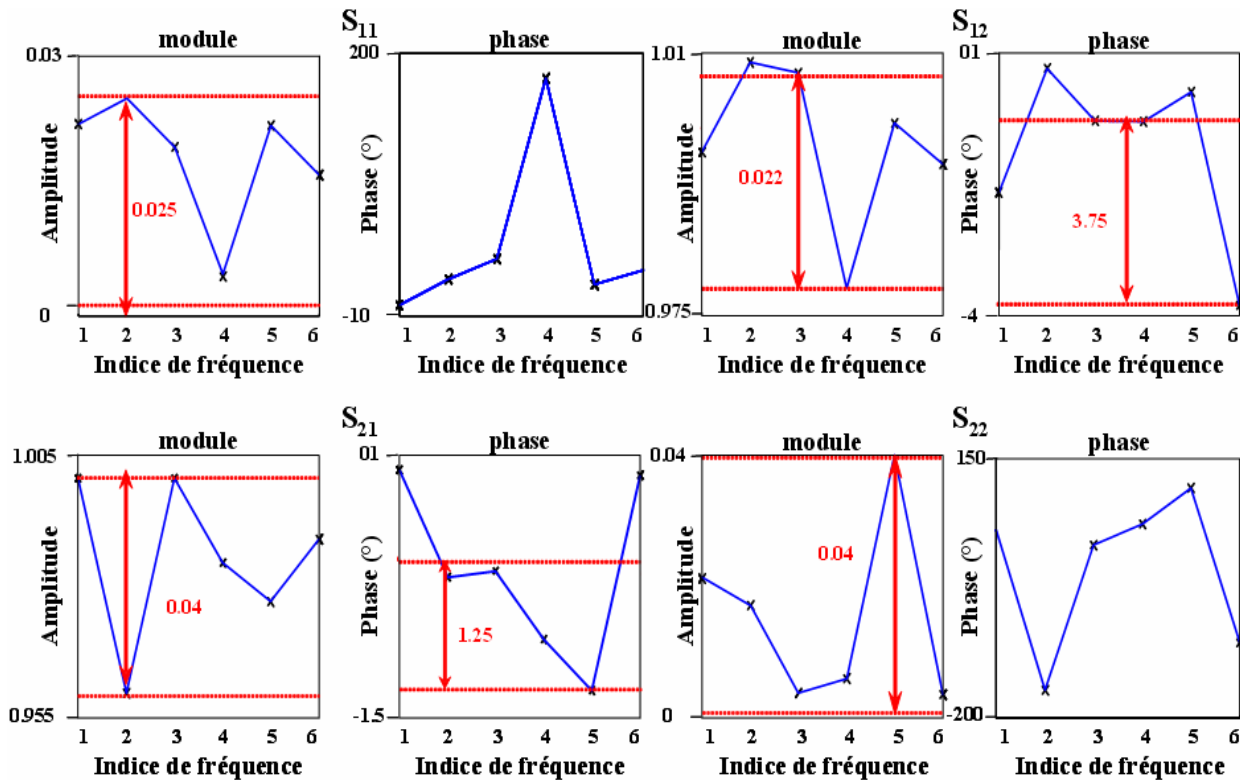


Fig. 2.29 – Vérification de l'étalonnage SOLT (connexion directe)

On peut alors constater que les incertitudes maximales de mesures sont faibles pour S_{11} ($|\Delta S_{11}| \leq 0.025$) et pour S_{22} ($|\Delta S_{22}| \leq 0.04$).

Elles restent du même ordre de grandeur en ce qui concerne :

- S_{21} : $|\Delta S_{21}| \leq 0.04$ et $\Delta \angle S_{21} \leq 1.25^\circ$
- S_{12} : $|\Delta S_{12}| \leq 0.022$ et $\Delta \angle S_{12} \leq 3.75^\circ$

On constate que l'erreur maximale est égale à 0.04 d'amplitude absolu et 3.75° de la phase. Dans ces conditions, l'étalonnage SOLT réalisé peut être estimé comme correct.

Une seconde vérification de l'étalonnage complet est réalisée en connectant la source HPR (la source des signaux modulés utilisée comme référence) dans le plan (P_{1DST}) et en générant un signal multi-tons avec des phases égales ou des phases de SCHROEDER. La configuration du banc de mesure correspond à cette vérification est illustrée sur la figure suivante.

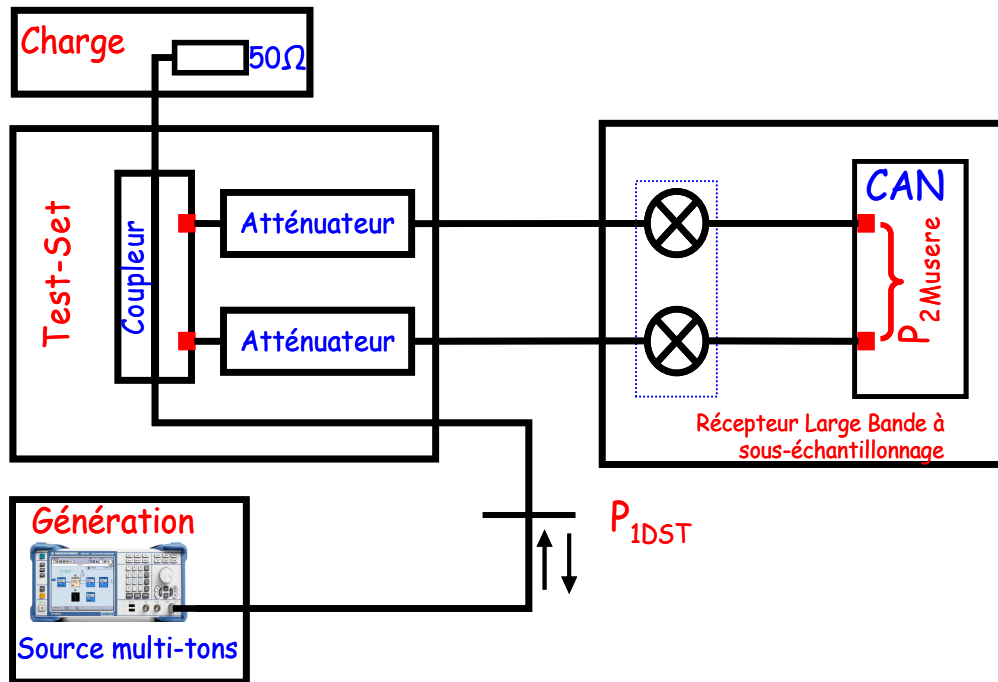


Fig. 2.30 – Configuration du banc de mesure pour la vérification de l'étalonnage complet

Les résultats de vérification pour les 4 types d'étalonnage sont représentés sur la figure suivante :

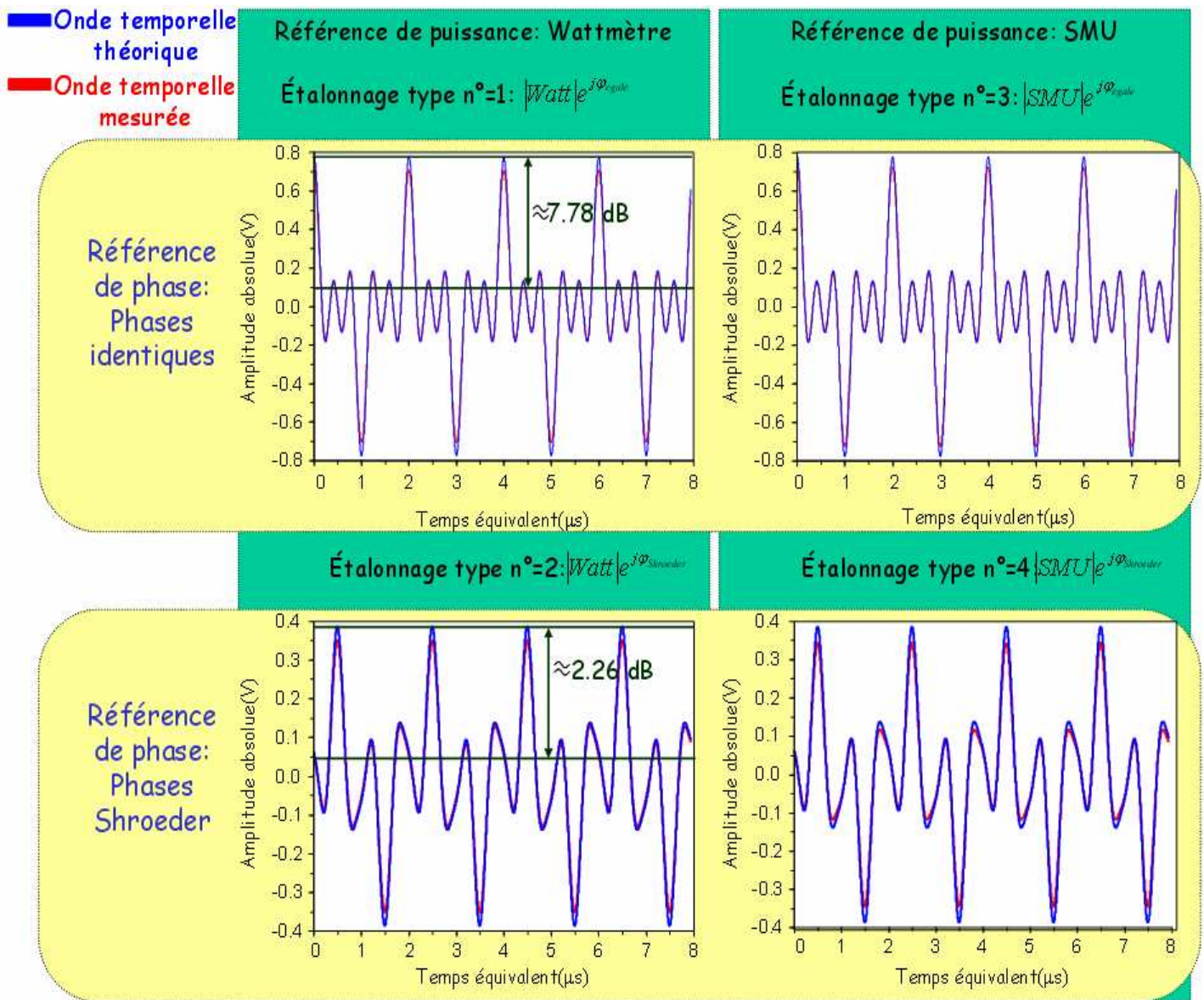


Fig. 2.31 – Superposition des ondes temporelles théoriques et corrigées

Ces figures sont obtenues après une synchronisation logicielle qui sera détaillée dans le chapitre III.

Cette figure montre une très bonne correspondance entre les ondes théoriques et pratiques pour les 4 types d'étalonnage. Un rapport entre puissance crête et puissance moyenne d'environ 7.78 dB est observé pour les étalonnages de type 1 et 3 (distribution de phases identiques). Il est d'environ 2.26 dB pour les étalonnages de type 2 et 4 (distribution de phase Schroeder). Cette première comparaison montre que les 4 types d'étalonnage sont valides. Afin de déterminer encore mieux les incertitudes liées à chaque étalonnage, une observation des variations d'amplitude et de phase dans le domaine fréquentiel est réalisée. Sur la figure suivante sont présentés les modules théoriques et mesurés de chacune des raies fréquentielles du signal.

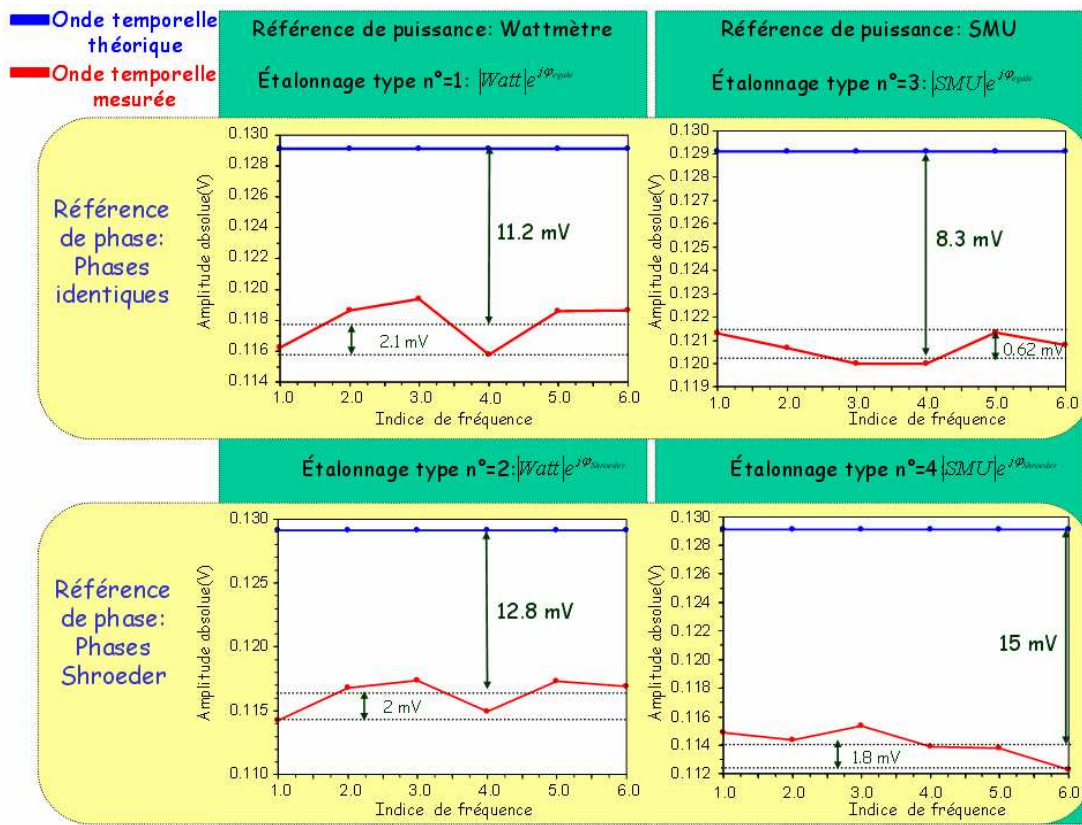


Fig. 2.32 – Vérification d'amplitude sur les six tons

Pour comparer les différents types d'étalonnage en terme de précision de phase, une superposition des phases des six raies mesurées à celles générées théoriquement est effectuée. Les résultats sont donnés en figure 2.33.

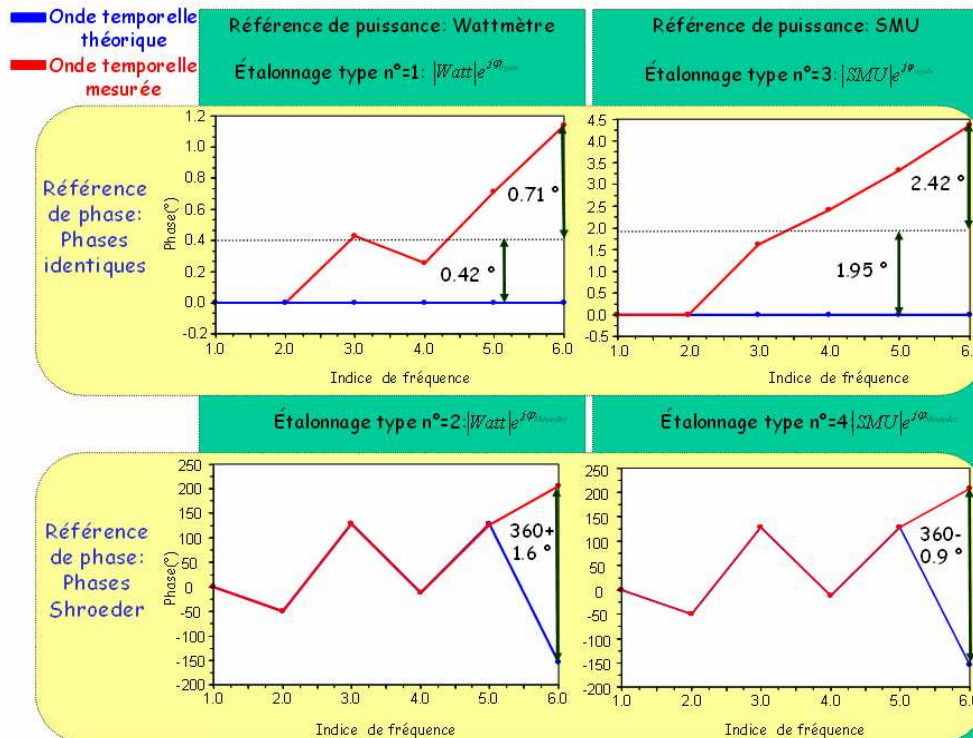


Fig. 2.33 – Vérification de phase sur les six tons

Les erreurs de phases pour les étalonnages de type 2 et 4 ne sont pas très visibles sur ce graphique en raison de la répartition de phase sur une gamme de phases très grande (360°). Pour ces 2 types d'étalonnage, sont présentées sur la figure suivante les différences de phases entre valeurs théoriques et mesurées.

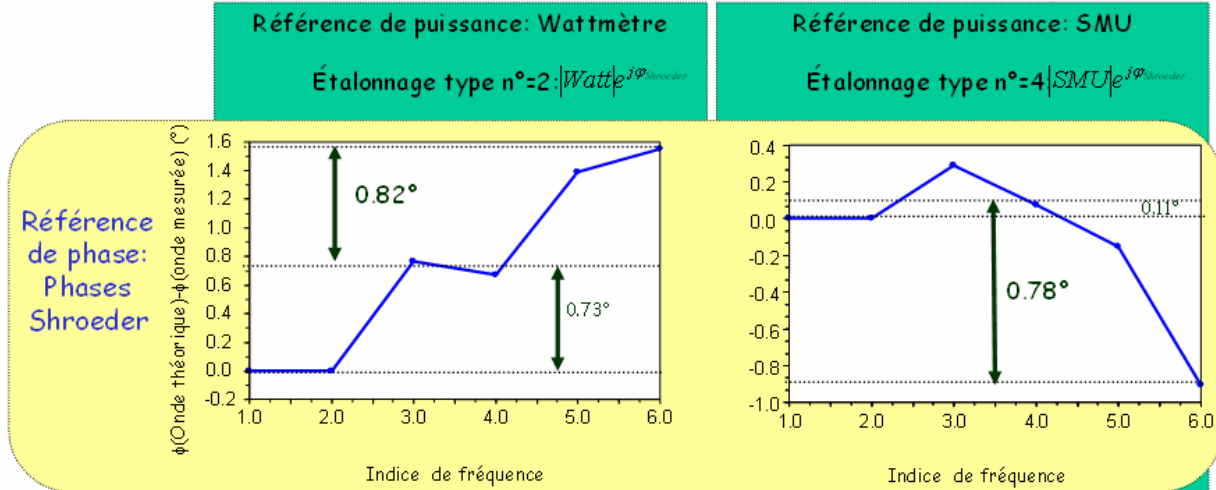


Fig. 2.33 – Différence de phase (théorique-mesurée) sur les six tons

Enfin un tableau comparatif des erreurs moyennes de module et de phase, des précisions d'erreurs de module et de phase est présenté ci-dessous.

Type d'étalonnage	Erreur moyenne d'amplitude	Précision d'erreur d'amplitude	Erreur moyenne de phase	Précision d'erreur de phase
1(Phase Egale-Wattmètre)	11.2 mV	2.1 mV	0.42 °	0.71 °
2(Phase Shroder-Wattmètre)	12.8 mV	2 mV	0.78 °	0.11 °
3 (Phase Egale-SMU)	8.3 mV	0.62 mV	1.95 °	2.42 °
4(Phase Shroder-SMU)	15 mV	1.8 mV	0.73 °	0.82 °

Tab. 2.6

L'erreur moyenne d'amplitude varie entre 8.3 mV et 15 mV. Cette erreur est due aux pertes du câble qui relie la source au plan P_{IDST} sur lequel est connecté la source multi-tons pendant la vérification de l'étalonnage en phase (cf. Fig. 2.30). L'incertitude de l'étalonnage en puissance varie entre 0.62 mV et 2.1 mV selon le type d'étalonnage. L'erreur moyenne de phase varie entre 0.42 ° et

1.95 °. Elle est due à un léger décalage de phase introduit par le câble reliant la source au plan P_{1DST} . L'incertitude de phase varie entre 0.11 ° et 2.42°.

D'après le tableau précédent, les étalonnages avec le signal de phase égale sont meilleurs en ce qui concerne la précision en amplitude, les étalonnages avec la répartition SCHROEDER sont eux bien meilleurs en phase tout en restant correct en amplitude.

Entre l'étalonnage type 3 et 4, le type 4 est meilleur en amplitude et en phase. Cela signifie que pour des étalonnages où le nombre de fréquence est faible, l'étalonnage avec le wattmètre et les phases de Shroeder sera privilégié. Si le nombre de fréquence sur lequel porte l'étalonnage est élevé alors l'étalonnage de type 4 sera préféré.

II.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté la conception et la réalisation d'un banc de caractérisation fonctionnelle 4 canaux large bande, dédié à la caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires microondes. Le principe de sous-échantillonnage est utilisé comme méthode fondamentale d'extraction des signaux temporels d'enveloppes ou de porteuses. Pour ce faire, des échantillonneurs appartenant à un analyseur de réseau vectoriel ARV Wiltron 360B ont été utilisés, Ils ont été ensuite modifiés pour être adaptés au nouveau cahier de charge demandé pour les applications large bande. Ensuite, la vérification du fonctionnement de tous les échantillonneurs modifiés a été effectuée. Des caractérisations en terme de bande passante, de dynamique et de facteur de bruit ont été effectuées pour tous les échantillonneurs modifiés. A ces échantillonneurs modifiés ont été adjoints des étages d'amplification et de filtrage FI permettant de sélectionner correctement et d'adapter les signaux FI, images des signaux RF, à l'entrée des CAN permettant de les numériser. Une fois ces circuits réalisés, il a été possible de concevoir un prototype de récepteur fondé sur le principe de sous-échantillonnage en associant 4 échantillonneurs avec les nouveaux circuits FI alimentés. Dans la troisième partie de ce chapitre, le principe de fonctionnement de ce prototype de récepteur 4 canaux a été décrit d'un point de vue théorique et aussi d'un point de vue pratique. Par la suite, le banc de caractérisation fonctionnelle large bande 4 canaux a été mis en œuvre avec :

- Des générateurs de signaux CW ou modulés. Les bandes passantes des signaux modulés peuvent atteindre 80 MHz pour un générateur rohde & schwarz SMU200A et 120 MHz pour un générateur rohde & schwarz SMB-B106. En ce qui concerne les fréquences porteuses, ils peuvent atteindre 3 GHz pour le SMU200A et 6 GHz pour le SMB-B106.

- Un test-set permettant d'extraire les différentes ondes de tension/courant aux accès du dispositif sous test. Ce test-set comprend aussi un ensemble d'atténuateurs fixes permettant de ne pas saturer les 4 canaux du prototype récepteur fondé sur le principe de sous-échantillonnage.
- Le prototype de récepteur fondé sur le principe de sous-échantillonnage comprenant les échantillonneurs modifiés, les nouveaux circuits FI large bande avec leur carte de polarisation associée. Les CAN regroupés dans un oscilloscope 4 canaux 8 bits 2 Gs/s (Bande passante de 500 MHz).

Afin de pouvoir relever les ondes aux accès du dispositif sous test, des nouvelles procédures d'étalonnage ont été mises en place utilisant différents standards étalon en fonction du type de caractérisation voulue :

- Pour une caractérisation de dispositifs non linéaires excités par des signaux CW, les étalons choisis sont :
 - Les standards classiques pour l'étalonnage relatif (C.C, C.O, 50 Ω) connectés.
 - Le wattmètre utilisé pour l'étalonnage absolu en amplitude.
 - Une HPR étalonnée dont la fréquence d'excitation varie entre 600 MHz et 1.2 GHz.

Cette procédure d'étalonnage a été entièrement réécrite pour ce nouveau système de caractérisation fonctionnelle large bande 4 canaux. Elle est comparable à celle mise en œuvre dans le LSNA « classique » du laboratoire.

- Pour une caractérisation de dispositifs non linéaires excités par des signaux modulés, l'étalonnage est réalisé avec les standards suivants :
 - Les étalons (C.C, C.O, 50 Ω) classiques pour l'étalonnage relatif connectés.

- Un générateur multiporteuses dont l'hypothèse faite est que les relations d'amplitudes et de phases imposées en bande de base sont conservées après la modulation.

Ce générateur est utilisé pour générer les enveloppes des signaux autour d'une porteuse. La problématique de l'étalonnage de l'enveloppe des signaux autour des fréquences harmoniques n'a pas été traitée dans ce travail de thèse. Cette problématique est une des perspectives à donner à ce travail comme cela sera abordé dans le chapitre 3.

Chapitre III

III Applications du banc de caractérisation fonctionnelle temporelle d'enveloppe 4 canaux large bande

III.1 Introduction à l'instrumentation dans le domaine temporel

Le récepteur 4 canaux large bande à sous-échantillonnage a été présenté dans le chapitre précédent. Il a été ensuite intégré à un banc complet de caractérisation fonctionnelle temporelle d'enveloppe large bande intégrant un bloc de génération de signaux modulés et un test-set permettant l'extraction des ondes aux accès du dispositif sous test. L'accès à ces variables temporelles est primordial dès lors que l'on souhaite caractériser des dispositifs non linéaires pour lesquels la seule connaissance des paramètres [S], des puissances et rendement est insuffisante pour :

1. Valider très finement des modèles électrothermiques de composants microondes.
2. Mesurer les performances de ces composants et les distorsions apportées par les non linéarités.
3. Optimiser visuellement des performances de composant en faisant varier l'environnement du composant (impédance de source ou de charge).

Donc, la caractérisation temporelle des composants non linéaires est devenue essentielle pour améliorer des techniques de conception des circuits et sous systèmes non linéaires.

Dès que l'on veut observer finement le comportement non linéaire des transistors par exemple, les informations fournies par l'ARV ne sont pas suffisantes. En effet, un ARV ne fournit que les rapports d'ondes en amplitudes et en phase aux accès du dispositif (b_1/a_1 , b_2/a_1 , b_1/a_2 , b_2/a_2) pour la fréquence de travail. La connaissance des ondes de puissance absolues en module et en phase à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques est nécessaire pour ce qui concerne les tests en mode CW. C'est celle des composantes spectrales autour de la fréquence fondamentale f_0 et autour des fréquences harmoniques qui doit être mesurée, en ce qui concerne les signaux modulés.

Dans les 2 cas, il est donc possible de distinguer une caractérisation temporelle de porteuse (CW+harmoniques) et une caractérisation temporelle d'enveloppe. L'ensemble des composantes

spectrales considérées doit être acquies de manière simultanée aux 2 accès du composant pour connaître dans le domaine temporel les caractérisations de réflexion et de transfert des dispositifs testés.

Au cours de ces dernières années, un grand nombre de systèmes de mesure temporels ont été développés pour investiguer le comportement non linéaire de ces dispositifs. Ces systèmes sont basés sur l'utilisation du MTA (Microwave Transition Analyser) [3.1], d'Oscilloscopes [3.2] [3.3] ou de LSNA (Large Signal Network Analyser) [3.4], permettant la caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires avec des signaux périodiques simples.

Des procédures de calibrage spécifiques ont été développées avec ces systèmes afin d'extraire la forme temporelle des signaux aux accès de dispositifs sous test (DST).

En 1991, la commercialisation des analyseurs de transitions microondes crée une rupture dans la manière d'aborder la mesure dans le domaine hyperfréquence. Ce nouvel instrument de mesure procède à un sous-échantillonnage du signal microonde. Ce principe de sous-échantillonnage (donc à fréquence faible ≈ 20 MHz) permet l'utilisation associée des convertisseurs analogique numérique CAN à grande dynamique (14-20 bits).

En effet, si on augmente la fréquence d'échantillonnage et donc celle des CAN, on diminue fortement la résolution verticale.

En 1992, G. Kompa fut un des premiers à développer un banc de mesure temporelle hyperfréquence à partir d'un MTA (Hewlett-packard HP71500A).

En disposant de 2 MTA synchronisés, la mesure simultanée de 4 signaux RF indépendants est rendue possible. Ce dispositif permet ainsi une caractérisation complète des formes d'ondes présentes aux accès d'un dispositif non linéaire à 2 accès.

De très nombreuses utilisations de ce système apparaissent dans la littérature dont récemment les travaux de Jan Verspecht[3.5] sur les « scattering Functions » et ceux de l'équipe de Yves Rolain de la VUB sur le NPR[3.6].

Le LSNA a été développé par la société Agilent et son intégration au sein d'un système source pull et load pull est supportée par MAURY MICROWAVE. Le cœur de ce système est l'unité d'acquisition réalisée à partir de deux MTA. [3.7]

Il existe depuis récemment des oscilloscopes permettant une mesure temporelle à très grande vitesse d'échantillonnage (40 GS/s).

L'état de l'art de ces oscilloscopes numériques à échantillonnage direct est la suivante:

- LECROY : 80 GS/s, une bande passante de [4 GHz – 30GHz] avec une résolution de 8 bits [3.8].
- TEKTRONIX : 50GS/s, résolution de 8 bits et une bande passante de 20 GHz [3.9].
- AGILENT : 40GS/s, résolution de 8 bits et une bande passante de 10 GHz [3.10].

Cependant, ces oscilloscopes ont une résolution verticale limitée à 8 bits, ce qui peut être jugé insuffisant pour certaines applications comme la description fine des signaux générés par des non linéarités [3.11].

Le laboratoire XLIM travaille également autour de l'utilisation de cet instrument pour la caractérisation et la modélisation des composants microondes non linéaires. Avant de commencer le travail de cette thèse, des techniques qui sont fondées sur l'utilisation de raccordement de bandes [2.1], ou sur la mise en œuvre d'oscillateurs locaux complexes ont été réalisées pour mesurer des signaux modulés larges bandes.

Le prototype de récepteur réalisé au cours de cette thèse se présente comme une solution naturelle et innovante pour la réalisation des mesures temporelles d'enveloppe large bande sur 4 canaux. Les bandes passantes des signaux modulés pris en compte sont maintenant de l'ordre de 160 MHz avec un tel système. Ce chapitre permet d'explorer et de détailler toutes les capacités potentielles de ce nouveau banc de caractérisation temporelle d'enveloppe large bande. Dans un premier temps, une vérification du fonctionnement du banc de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel avec la mesure d'un amplificateur de très forte puissance soumis à des excitations CW a été réalisée. Dans un second temps, plusieurs types de mesure temporelle d'enveloppes ont été menés pour différents types d'application. Ces mesures ouvrent des perspectives qui sont présentées dans ce chapitre.

III.2 Banc de caractérisation fonctionnelle temporelle de porteuse

III.2.1 Introduction

La première vérification qui a été menée sur le fonctionnement de ce banc concerne la possibilité de l'utiliser comme un banc LSNA classique. Il s'agit donc de caractériser des dispositifs non linéaires microondes excités par des forts signaux purement CW. Les signaux mesurés aux accès du composants sont alors composés de fréquences microondes harmoniques les unes des autres. Il s'agit de mener une caractérisation fonctionnelle temporelle appelée par la suite « caractérisation temporelle de porteuse » de systèmes microondes non linéaires. Un effort tout particulier a été mené dans le cadre de cette thèse pour caractériser des systèmes non linéaires microondes générant des puissances de sortie supérieure à 50 W. En effet, dans le cadre du projet Lipsys, un des axes de recherche consistait à concevoir des amplificateurs de forte puissance à base de transistors GaN. Un des objectifs de ce projet consistait aussi à mettre en œuvre des systèmes de mesure temporelle de tels composants soumis à des excitations CW ou à des excitations avec des signaux modulés. Il s'est donc avéré nécessaire de mettre en œuvre un banc de caractérisation temporelle de porteuse de très forte puissance.

Un exemple de mesure sur un amplificateur (démonstrateur – demoboard) à base de transistor, GaN Cree sera présenté. Effectivement, les amplificateurs à base de GaN du projet Lipsys n'étaient pas encore disponibles à la date de rédaction de cette thèse. Les paragraphes suivants détaillent donc la mise en œuvre de ces caractérisations.

III.2.2 Description du banc de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel de dispositifs non linéaires soumis à des excitations CW

Le nouveau banc de caractérisation temporelle de porteuse utilise le récepteur 4 canaux large bande FI fondé sur le principe du sous-échantillonnage décrit au chapitre précédent. Le module de sous-échantillonnage est constitué principalement de deux « dual samplers » modifiés comme montré sur la figure suivante :

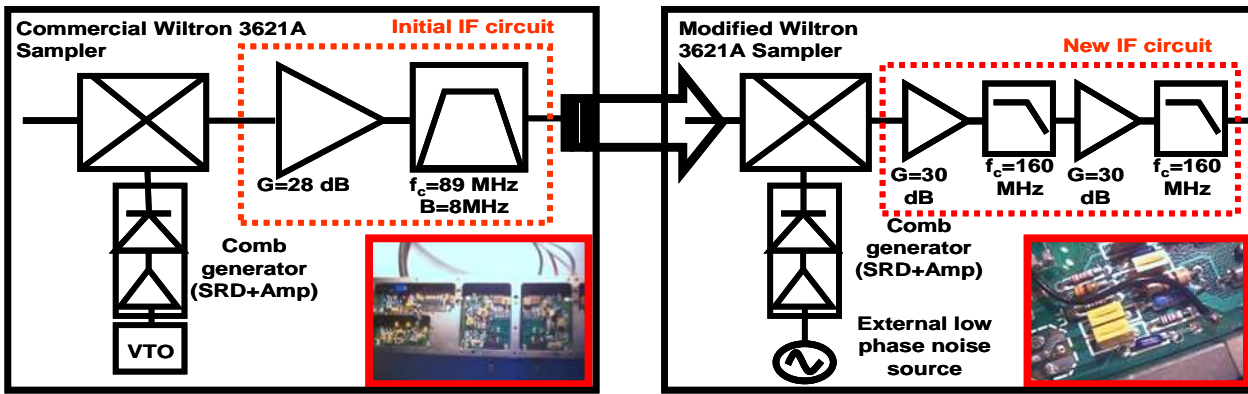


Fig. 3.1 – Modifications effectuées au niveau de l'étage FI des samplers

Sur la figure suivante, le banc de caractérisation est constitué de trois blocs, un bloc de génération, un bloc de réception et un bloc de test-set.

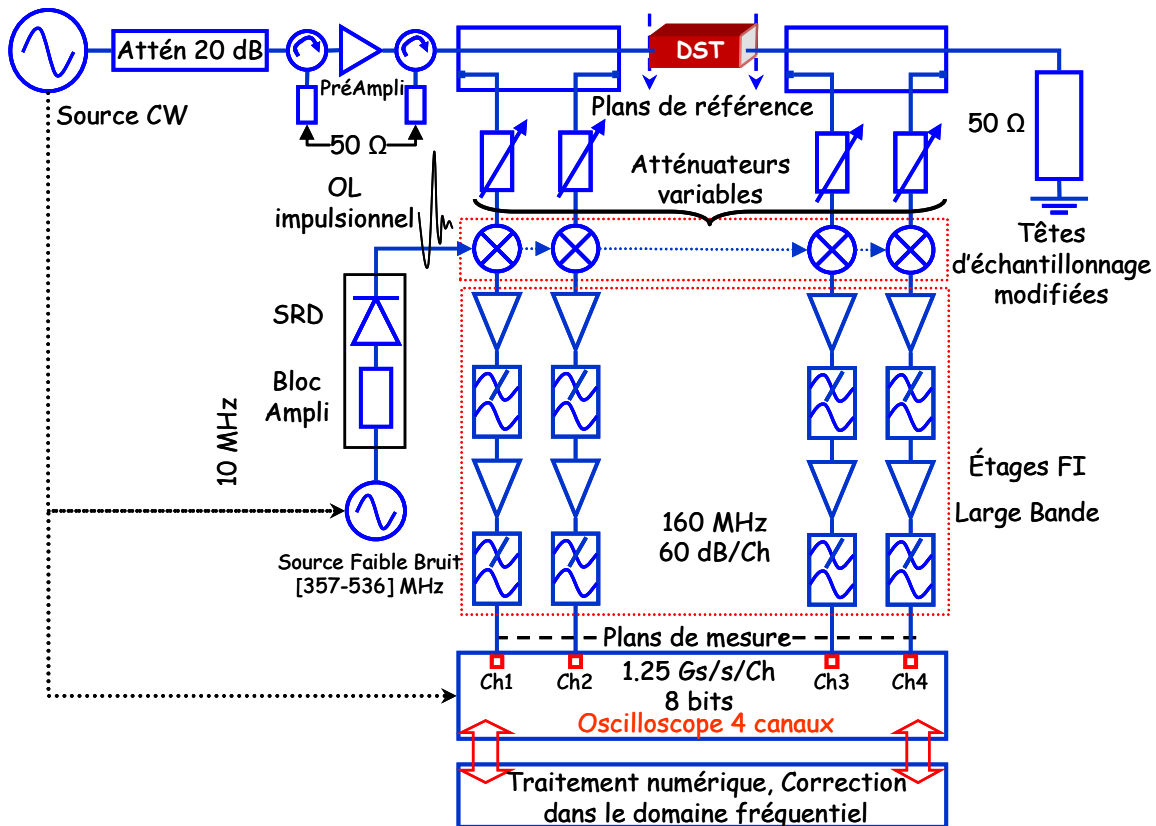


Fig. 3.2 – Banc de mesure monté pour la caractérisation temporelle multiharmonique

Le bloc de génération du banc de mesure est constitué principalement d'un générateur de signaux CW. Une source Anritsu 68067C [10 MHz – 40 GHz] a été utilisée. Cette source est la même qui a été utilisée pour réaliser les mesures CW sur un banc LSNA classique. Ce type de caractérisation demande des valeurs de puissance dans le plan de l'amplificateur qui ne sont pas atteignables avec la source RF CW ANRITSU 68067C. Afin d'atteindre le niveau de puissance d'entrée nécessaire à la caractérisation de l'amplificateur, il a été nécessaire d'intégrer dans le banc

un amplificateur de puissance d' « instrumentation » qui peut générer une puissance de sortie d'au moins 1 W (30 dBm) et de manière linéaire.

Il est toutefois important de distinguer 2 étapes fondamentales dans l'utilisation du banc de caractérisation de la figure 3.2 :

- L'étape de l'étalonnage.
- L'étape de mesure de l'amplificateur ou du dispositif sous test.

Lors de la première étape et pour une caractérisation fonctionnelle temporelle de porteuse, il est nécessaire de générer successivement des signaux CW à chaque fréquence d'intérêt (f_0 , $2f_0$, ... nf_0). La chaîne de réception du signal (test-set+ nouveau récepteur 4 canaux) est considérée comme linéaire.

Cette hypothèse de linéarité justifie le fait que l'étape d'étalonnage et celle de mesure se fasse à des niveaux de puissance différents. Effectivement, il est extrêmement difficile de trouver des amplificateurs de puissance d'instrumentation couvrant plusieurs octaves avec des niveaux de puissance supérieurs à plusieurs watts ou dizaines de watts. C'est pourquoi un premier amplificateur de puissance d'instrumentation large bande Agilent 83020A [2GHz – 26 GHz] a été intégré à ce banc de mesure au cours de l'étalonnage. Cet amplificateur a été choisi pour pouvoir réaliser les étalonnages relatifs et en puissance sur 5 harmoniques de la porteuse. La fréquence de la porteuse peut alors varier entre 2 et 5.2 GHz. Avec une porteuse de 2.448 GHz et 5 harmoniques, le préamplificateur d'instrumentation fonctionne sur la bande passante de [2 GHz - 15 GHz, 40 dB]. Cet amplificateur est capable de générer une puissance de sortie de 30 dBm sur l'ensemble de cette bande.

Un deuxième amplificateur de puissance BONN Electronik [1 GHz – 4 GHz, 50 W, 46 dB] a été utilisé durant la phase de mesure parce qu'il assure des puissances de sortie linéaires au-delà de 1 W. Dans le cadre de cette démonstration de fonctionnement du banc de caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires soumis à des excitations CW, un amplificateur CREE (10 W, 15 dB) a été mesuré. Il nécessite à la fréquence de 2.448 GHz une puissance d'entrée minimale de 300 mW jusqu'à 2 W à forte compression. Ce niveau est fourni avec un recul suffisant par l'amplificateur « BONN Electronik ». Cela est nécessaire pour s'assurer de la non distorsion du signal à l'entrée du dispositif sous test. La caractérisation finale est réalisée à puissance variable pour tracer les formes d'ondes temporelles associées aux caractéristiques classiques d'AM/AM et d'AM/PM de l'amplificateur sous test. L'atténuateur de 20 dB en sortie de la source CW permet de couvrir une gamme de puissance d'entrée linéaire de l'amplificateur sous test allant de -5 dBm à 33 dBm (gamme de puissance de la source allant de -20 dBm à 20 dBm et gain de l'amplificateur d'instrumentation égale à 35 dB).

Deux coupleurs bidirectionnels HP (2-18 GHz ,22 dB) sont utilisés pour extraire les ondes de tension aux accès du dispositif sous test. Chaque onde de tension passe par un atténuateur variable (0-60 dB) dont la valeur est calculée et fixée au préalable lors d'une étape de configuration du banc de caractérisation en fonction des caractéristiques en puissance du dispositif à tester. Cette configuration sera détaillée dans la suite. Les valeurs des atténuations sur chacune des voies sont ainsi définies selon les contraintes de puissance pendant la mesure.

D'autre part, le récepteur large bande 4 canaux à sous-échantillonnage est le cœur du bloc réception. Ce récepteur est constitué principalement de 4 têtes d'échantillonnage modifiées comme cela est décrit dans le chapitre précédent. Il contient aussi 4 étages FI large bande de 60 dB de gain et de 160 MHz de bande passante qui permettent aux images BF des signaux microondes sur les 4 voies de mesure, d'être échantillonnées simultanément par un oscilloscope de 4 canaux synchronisés Tektronix (8 bits – 1.25 Gs/s). Les échantillons récupérés sur cet oscilloscope subissent un traitement numérique et des corrections dans le domaine des fréquences pour être corrigés. Les ondes de tension aux 2 accès du dispositif sous test peuvent donc être mesurées.

Nous utilisons le logiciel « Scilab » pour le contrôle des instruments du banc et le traitement numérique des données. Ce logiciel possède son propre langage de programmation (très proche de celui de Matlab). De nombreuses fonctions préprogrammées et des possibilités étendues de visualisations graphiques peuvent être utilisées avec Scilab. Il est très simple, très convivial et s'impose de plus en plus comme un outil incontournable dans l'enseignement, la recherche et le développement. Scilab permet à l'utilisateur de créer ses propres fonctions et ses bibliothèques très facilement. Les fonctions sont traitées comme des objets et, à ce titre, peuvent être passées en argument d'autres fonctions. Il est à noter enfin que l'interface est possible avec des sous-programmes Fortran ou C. Il utilise un langage script facilitant ainsi la transmission du développement d'un utilisateur à un autre.

Des travaux antérieurs de Tibault Réveyrand ont permis de mettre en place une bibliothèque de fonctions permettant de communiquer avec les instruments de mesure via le bus GPIB.

La transmission des données du récepteur au PC se fait par bus GPIB.

III.2.3 Mesures des formes d'ondes temporelles d'un amplificateur de puissance

CREE 10 W soumis à des excitations CW

III.2.3.1 Configuration du banc de mesure

Le dispositif à mesurer est un amplificateur de puissance 10 W fabriqué avec la technologie HEMT GaN. Cet amplificateur est excité par une porteuse à la fréquence de 2.448 GHz. Il est issu d'un démonstrateur (demoboard) fourni par Cree et modifié pour être adapté à une fréquence de 2.45 GHz. Initialement, le demoboard était réalisé pour un fonctionnement de l'amplificateur à 3.6 GHz. Ce demoboard a aussi été modifié pour pouvoir à l'avenir être utilisé avec des signaux modulés. L'objectif est de pouvoir appliquer une modulation de polarisation afin d'étudier des techniques de linéarisation de type enveloppe tracking couplée ou non à des techniques de prédistorsion numérique. Une présentation de ses perspectives fera l'objet d'un paragraphe particulier dans ce chapitre.

D'une part, Pour obtenir une puissance maximale de sortie de l'amplificateur, il faut l'exciter avec un niveau de puissance de l'ordre de 35 dBm. Avec un gain de l'amplificateur de l'ordre de 15 dB la puissance à la sortie de l'amplificateur peut atteindre dans sa zone de compression un niveau de 40 dBm. Ces niveaux de puissance obligent à mettre des grosses valeurs d'atténuation sur les voies de mesure a_1 et b_2 pour ne pas venir saturer les têtes d'échantillonnage ou/et les amplificateurs FI et pour rester dans leurs zones linéaires de fonctionnement. Des atténuateurs fixes ont donc été placés sur les voies de mesure. Ces atténuateurs doivent avoir les mêmes valeurs d'atténuations pendant l'étalonnage que celles à utiliser pendant la mesure pour ne pas changer leurs paramètres [S].

D'autre part, comme la dynamique de notre système de mesure actuel est limitée à environ 50 dB, cela veut dire qu'il faudra faire l'étalonnage dans toutes ses étapes avec des puissances du même ordre que celle à utiliser pendant la mesure. Les niveaux de puissance à utiliser pour la mesure de cet amplificateur présentent une difficulté majeure parce qu'ils sont beaucoup plus importants que les niveaux maximaux admissibles par les étalons utilisés pour l'étalonnage relatif et l'étalonnage en puissance. Pour l'étalonnage relatif, la puissance maximale admissible par la charge 50 Ω est de 15 dBm tandis que celle admissible par la sonde de puissance du wattmètre est de 20 dBm. Pour pallier ce problème, une charge 50 Ω de puissance « Agilent 909A » (P_{\max} admissible est de 33 dBm) et une sonde de puissance « Agilent 8481B » (P_{\max} admissible est de 44 dBm) ont été spécialement approvisionnées.

Avec ces niveaux de puissance, les caractéristiques des voies de mesure et notamment du récepteur (têtes d'échantillonnage+circuits FI) en terme de dynamique prennent alors toute leur importance. Compte tenu de la dynamique mesurée des voies de mesure du récepteur de l'ordre de 50 dB, une différence de puissance des signaux de l'ordre de 20 à 30 dB entre l'étalonnage et la mesure reste toutefois suffisamment faible pour rester dans le fonctionnement linéaire de récepteur. La figure

suivante présente les plans sur lesquels les niveaux de puissance peuvent être sensibles et qui sont à calculer.

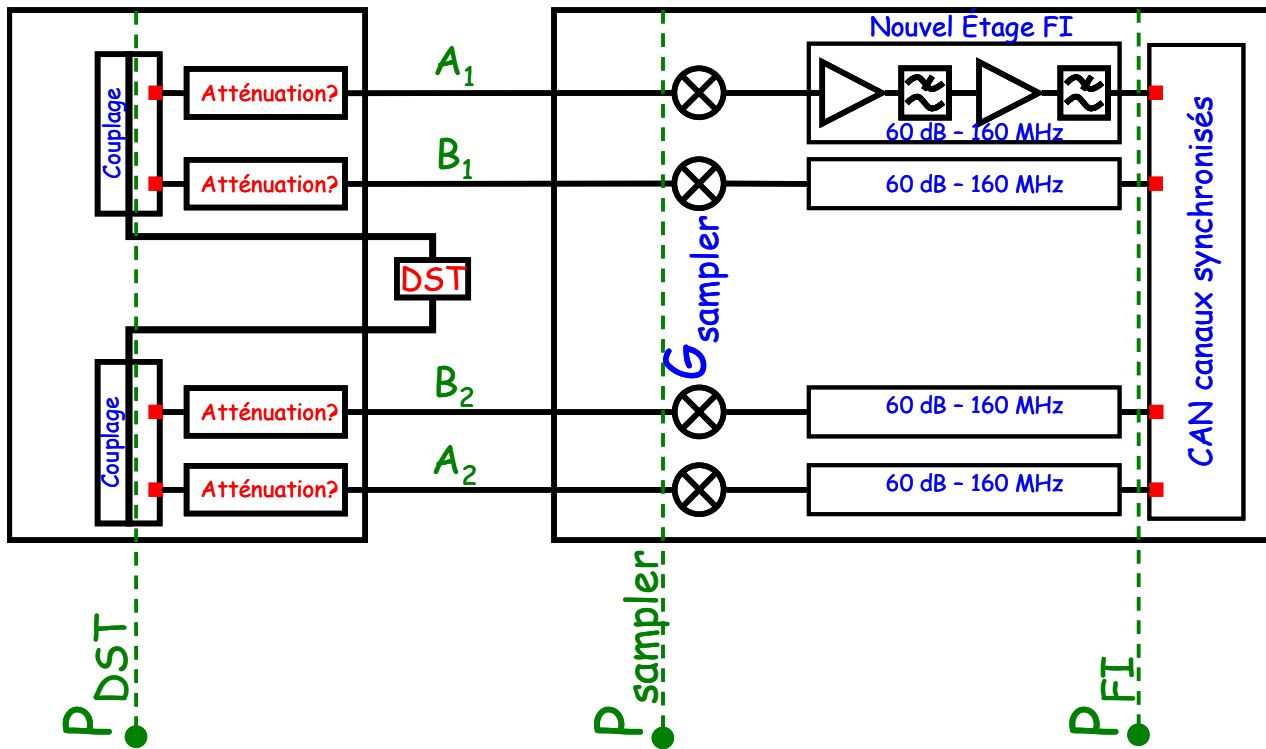


Fig. 3.3 – Plans de puissance sur le banc de caractérisation

Les amplificateurs FI utilisés dans ce prototype fonctionnent linéairement pour des puissances inférieures ou égales à -10 dBm. Les échantillonneurs, eux fonctionnent linéairement pour des puissances inférieures ou égales à -15 dBm ou -30 dBm selon la voie de mesure.

Les valeurs des atténuations sur chaque voie de mesure compte tenu de tous les critères cités ci-dessus sont calculées à travers les équations suivantes :

$$P_{DST(max)} - \text{Couplage} - \text{Atténuation} + G_{\text{Sampler}} + G_{FI} \leq P_{FI(max)} \quad (3.1)$$

$$P_{DST(max)} - \text{Couplage} - \text{Atténuation} \leq P_{\text{Sampler}(max)} \quad (3.2)$$

$$P_{DST(min)} - \text{Couplage} - \text{Atténuation} + G_{\text{Sampler}} + G_{FI} \geq P_{FI(min)} \quad (3.3)$$

Selon les équations précédentes, le tableau suivant présente une configuration détaillée du banc de mesure en fonction des niveaux de puissance minimum et maximum aux accès de l'amplificateur pendant les 2 étapes d'étalonnage et de mesure.

Voie _{mesure}	P _{DST} (min) dBm	P _{DST} (max) dBm	Couplage dB	G _{Sampler} dB	P _{Sampler} (max) dBm	G _{FI} dB	P _{FI} (min) dBm	P _{FI} (max) dBm	Atténuation dB
A1	5	35	25	-42	-15	60	-60	-10	40
B1	-15	20	25	-40	-30	60	-60	-10	30
A2	-5	20	25	-42	-30	60	-60	-10	30
B2	0	40	25	-40	-15	60	-60	-10	40

Tab. 3.1

Les valeurs des atténuations du tableau précédent sont les valeurs réelles utilisées sur le banc de mesure. Elles correspondent aux valeurs par excès données par les équations précédentes et aux valeurs des atténuateurs disponibles dans le laboratoire.

III.2.3.2 Etalonnage du banc de mesure

Du tableau précédent, les valeurs de puissance sur lesquelles il faut effectuer les différentes étapes de l'étalonnage peuvent être déduites quelle que soit la fréquence. Ces valeurs sont présentées dans le tableau suivant et correspondent à une valeur moyenne de la plage de puissance liée à la mesure AM/AM de l'amplificateur CREE. La procédure d'étalonnage du banc de mesure est décrite en détail dans le deuxième chapitre (paragraphe II.5.1).

Etape d'étalonnage	Puissance de travail
Etalonnage classique sur l'accès 1	20 dBm
Etalonnage sur l'accès 2	30 dBm
Etalonnage en connexion directe	20 dBm
Etalonnage en puissance sur l'accès 2	30 dBm
Etalonnage en phase	Puissance imposée par le GRP

Tab. 3.2

L'étalonnage relatif et l'étalonnage en puissance effectués pour cette mesure sont les mêmes que ceux décrits dans le paragraphe « Etalonnage classique » du chapitre 2.

L'étalonnage en phase est effectué grâce à un Générateur de Référence en Phase (Harmonic Phase Reference). Ce GRP est composé de deux unités principales : un préamplificateur et un générateur d'impulsions (cf. Fig. 3.4). L'unité d'amplification est composée d'un coupleur dont une des sorties est connectée à un wattmètre pour pouvoir visualiser le niveau de puissance injectée sur le générateur d'impulsion. Ce niveau de puissance doit être correctement ajusté pour que le signal de sortie soit parfaitement connu. Ce niveau correspond à celui utilisé lors de l'étalonnage de cette référence. Le générateur d'impulsion est calibré à des niveaux de puissance très précis. Dans la pratique, on doit visualiser sur le wattmètre un signal d'entrée de 1.5 dBm de puissance pour le cas de notre mesure.

Le générateur d'impulsion est une diode SRD caractérisée par une réponse non linéaire très forte. Cette diode est étalonnée par la société NMDG à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage utilisant le principe de sous-échantillonnage à très faibles fréquences (DC-40 GHz) [3.12].

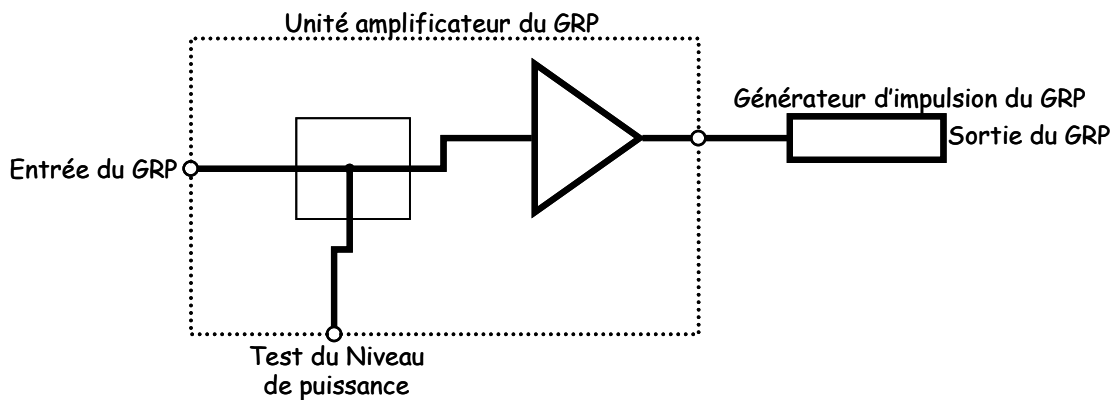


Fig. 3.4 – Schéma block du GRP

Ce générateur est étalonné sur une bande passante de [0.6 – 1.2] GHz avec un pas fréquentiel de 2 MHz. Dans le cas de notre mesure, la fréquence fondamentale f_0 est fixée à 2.448 GHz. Cette fréquence est hors de la bande passante de la SRD utilisée dans le GRP. La solution réside dans l'excitation du GRP avec une fréquence égale à $f_0/3$ soit 0.816 MHz et dans la prise en compte (à la sortie du GRP) pendant l'étalonnage uniquement des raies harmoniques multiples modulus 3. Ainsi, seules les fréquences $3 \times f_{0(GRP)} = 3 \times 0.816 \cdot GHz = 2.448 \cdot GHz$ (fréquence de la fondamentale de la mesure), $6 \times f_{0(GRP)} = 6 \times 0.816 \cdot GHz = 2 \times 2.448 \cdot GHz$ (deuxième harmonique de la mesure) et $3 \times n \times f_{0(GRP)}$ seront prises en compte. Cinq harmoniques de f_0 ont ainsi été mesurées lors de cet étalonnage.

III.2.3.3 Vérification de l'étalonnage

L'étalonnage de ce banc de mesure a été réalisé en plusieurs étapes :

- Etalonnage relatif identique à celui réalisé sur un ARV.
- Etalonnage en puissance.
- Etalonnage en phase.

Après chaque étape, une vérification a été nécessaire pour pouvoir passer à l'étape suivante. Nous ne présenterons dans ce chapitre de la thèse que la vérification de l'étalonnage en phase parce qu'elle prend en considération toutes les autres étapes. Comme l'étalonnage en phase est la dernière étape dans la procédure, sa vérification permet une validation finale de l'étalonnage complet. Pour réaliser cette vérification, l'impulsion « théorique » issue du GRP est utilisée. Elle est issue des données fournies par la société qui a construit et étalonné ce générateur étalon, à savoir la société NMDG. Cette impulsion théorique est superposée avec l'impulsion mesurée par le banc de caractérisation après correction. Pour réaliser cette comparaison, il a donc fallu connecter le GRP dans le plan d'entrée (ou de sortie) du dispositif sous test comme cela est montré sur la figure suivante.

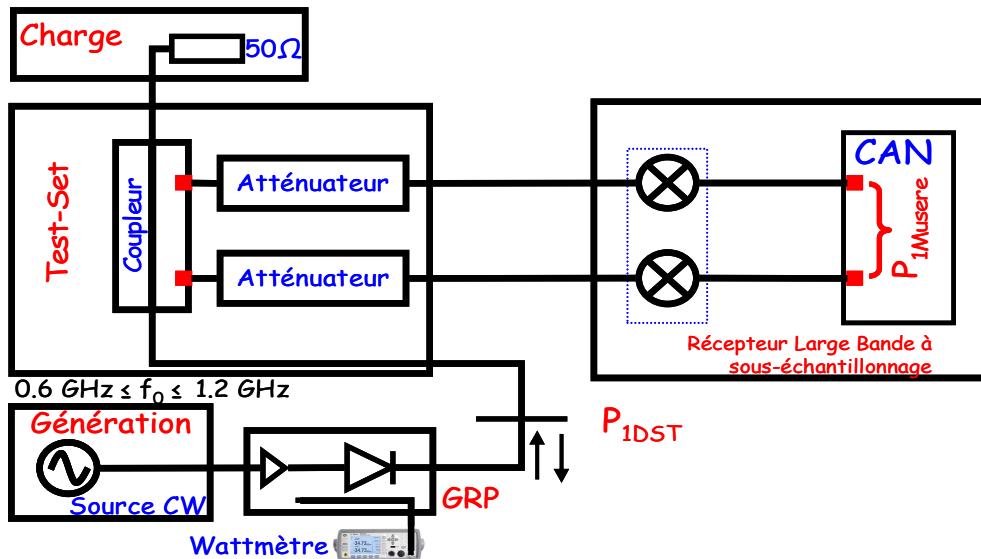


Fig. 3.5 – Configuration du banc de caractérisation pour la vérification de l'étalonnage en phase

Dans ce banc de caractérisation, toutes les horloges des différents générateurs et récepteurs sont synthétisées à partir d'un même signal de référence à la fréquence de 10 MHz. En revanche, l'oscilloscope (CAN FI) n'est déclenché que par un niveau de signal sur la voie 2 (b_1). Ce

déclenchement est simultané aux 4 voies assurant l'acquisition au même instant des données sur les 4 canaux de réception. Par conséquent, si plusieurs mesures répétitives de l'impulsion vont conduire à des résultats identiques, il n'en est pas de même pour la comparaison entre la mesure et la théorie. Donc, pour que la comparaison puisse être complète, il est nécessaire de synchroniser les 2 impulsions mesurée et théorique. Vis-à-vis du dispositif à tester, ces acquisitions simultanées permettent d'obtenir sans trigger les relations réfléchies et transmises aux deux accès. Donc, pour pouvoir comparer l'impulsion théorique à celle mesurée il ne faut pas juste les superposer mais en plus il faut les synchroniser en appliquant un trigger logiciel sur les 2 impulsions. Ce trigger logiciel revient analytiquement à déclencher les 2 impulsions à l'instant $t = t_0 = \frac{\varphi_0}{w_0}$. Soit $It(t)$ est l'expression de l'impulsion théorique et $Imc(t)$ l'expression de l'impulsion mesurée et corrigée.

$$It(t) = \sum_{h=1}^N At_h \cos(h \times w_0 t + \varphi_h) \quad (3.4)$$

$$Imc(t) = \sum_{h=1}^N Am_h \cos(h \times w_0 t + \theta_h) \quad (3.5)$$

Dans les 2 équations précédentes, A_t est l'amplitude théorique, A_m est l'amplitude mesurée et h est l'indice de la fréquence harmonique.

$$It(t) = AT_0 \cos(w_0 t + \varphi_0) + AT_1 \cos(2 \times w_0 t + \varphi_1) + \dots + AT_N \cos(N \times w_0 (t + \varphi_N)) \quad (3.6)$$

$$Imc(t) = AT_0 \cos(w_0 t + \theta_0) + AT_1 \cos(2 \times w_0 t + \theta_1) + \dots + AT_N \cos(N \times w_0 (t + \theta_N)) \quad (3.7)$$

Au moment où les impulsions ne sont pas encore synchronisées, l'impulsion mesurée reste décalée d'un temps inconnu égal à τ , donc l'expression temporelle de l'impulsion devienne la suivante :

$$Imc(t - \tau) = AM_0 \cos(w_0 t + \theta_0 - w_0 \tau) + AM_1 \cos(2 \times w_0 t + \theta_1 - 2w_0 \tau) + \dots + AM_N \cos(N \times w_0 t + \theta_N - Nw_0 \tau) \quad (3.8)$$

Pour éliminer les différences de phase dues à ce décalage sur chacune des composantes spectrales du signal, un déphasage linéaire est appliqué au signal mesuré. Ce déphasage est obtenu en déterminant l'équation de la droite qui passe par zéro et qui a une pente positive égale à φ_0 / f_0 .

Sur la figure 3.6 sont présentées les deux impulsions. Une fois synchronisées par le trigger logiciel, il est possible de constater des différences légères entre les amplitudes des impulsions ainsi

qu'un léger décalage temporel dues aux incertitudes des étalonnages relatif et absolu en puissance et en phase.

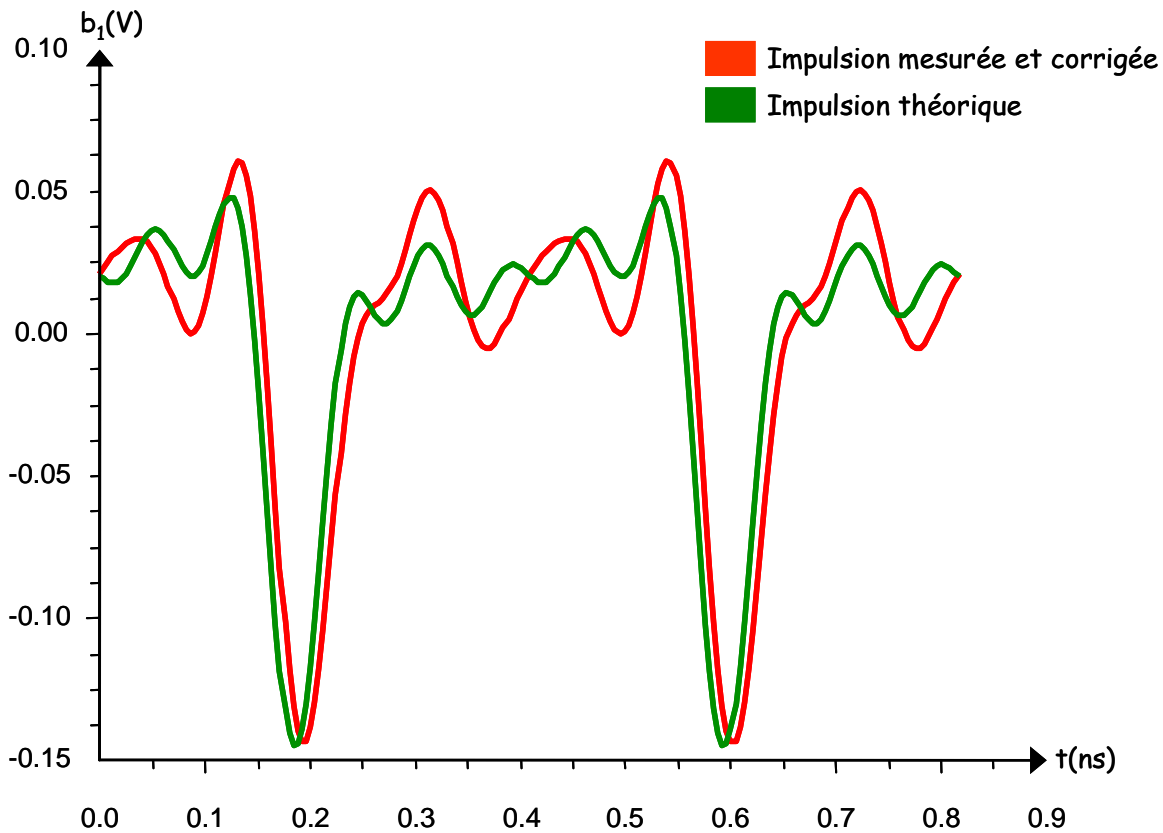


Fig. 3.6 – Superposition des ondes de tension théorique et mesurée

Afin de déterminer encore mieux les incertitudes liées à l'étalonnage, une observation des variations d'amplitude et de phase dans le domaine fréquentiel est réalisée. Dans le tableau suivant, sont présentés les modules/Phases théoriques et mesurés de chacune des raies fréquentielles du signal.

Fréquence	Module (onde théorique)	Module (onde mesurée)	Phase (onde théorique)	Phase (onde mesurée)
f_0	42 mV	39 mV	-124.8 °	-125.2 °
$2f_0$	39 mV	42 mV	-49.63 °	-47.92 °
$3f_0$	27 mV	31.22 mV	18.47 °	18.1 °
$4f_0$	22 mV	25.27 mV	101.21 °	102.8 °
$5f_0$	17 mV	13.9 mV	169.52 °	170.14 °

Tab. 3.3

III.2.3.4 Résultats de mesures : Comparaison avec les mesures du LSNA

Dans ce paragraphe, sont présentées des mesures de puissance, de gain, de consommation DC, de rendement ajouté et de formes d'ondes temporelles des tensions et courants au accès d'un amplificateur de puissance (amplificateur HEMT GaN de 10 W de puissance maximale fourni par la société Cree) excité par un signal microonde de type CW. La puissance d'excitation varie dans une marge qui couvre les deux zones linéaire et non linéaire du fonctionnement de l'amplificateur. Ces mesures sont effectuées successivement par 2 bancs de caractérisation temporelle. La première mesure est effectuée par un banc de caractérisation monté autour du prototype de récepteur large bande 4 canaux et développé dans le cadre de ce travail de thèse. La deuxième mesure est effectuée par un banc de caractérisation monté autour d'un LSNA commercial. Cette dernière mesure va servir comme référence pour la première. Une comparaison des 2 mesures va alors permettre de valider la capacité du nouveau banc de caractérisation fonctionnelle temporelle de porteuse à pouvoir mesurer de formes d'ondes temporelles aux accès d'un dispositif non linéaire avec des excitations de type CW.

Le banc de caractérisation fonctionnelle temporelle de porteuse monté autour du prototype de récepteur 4 canaux large bande a été présenté sur la figure 3.2. Celui monté autour du LSNA est présenté sur la figure suivante.

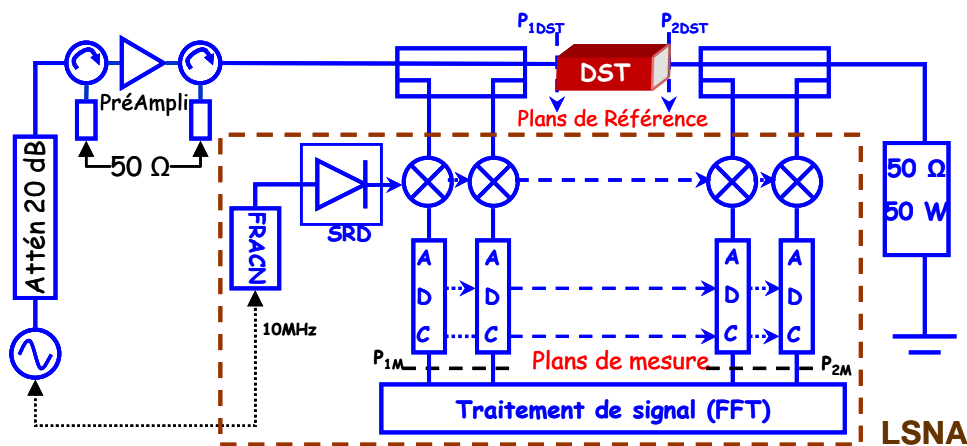


Fig. 3.7 – Banc de caractérisation temporelle de porteuse monté autour du LSNA

Sur la figure 3.8 les mesures de caractéristiques statiques sont présentées. Force de constater qu'une bonne concordance existe entre les 2 courbes de $P_s = fct(P_E)$. Les 2 gains sont identiques malgré les petites ondulations observées en début de la zone de puissance d'excitation sur la courbe de gain mesuré par le nouveau banc de caractérisation fonctionnel 4 canaux. Ces ondulations sont dues à la plus faible dynamique du système de mesure développé au cours de ce travail. Le LSNA

classique possède une bande passante plus étroite et des CAN fonctionnant à des fréquences plus basses mais sur un nombre d'éléments binaires plus élevés. Dans cette zone le niveau de puissance d'excitation est très faible et les atténuations sur les voies de mesure sont fixes (valeurs élevées). Ces valeurs d'atténuation élevées permettent de protéger le système de mesure et d'assurer son fonctionnement linéaire mais réduisent la gamme de puissance vers les valeurs basses (plancher de bruit).

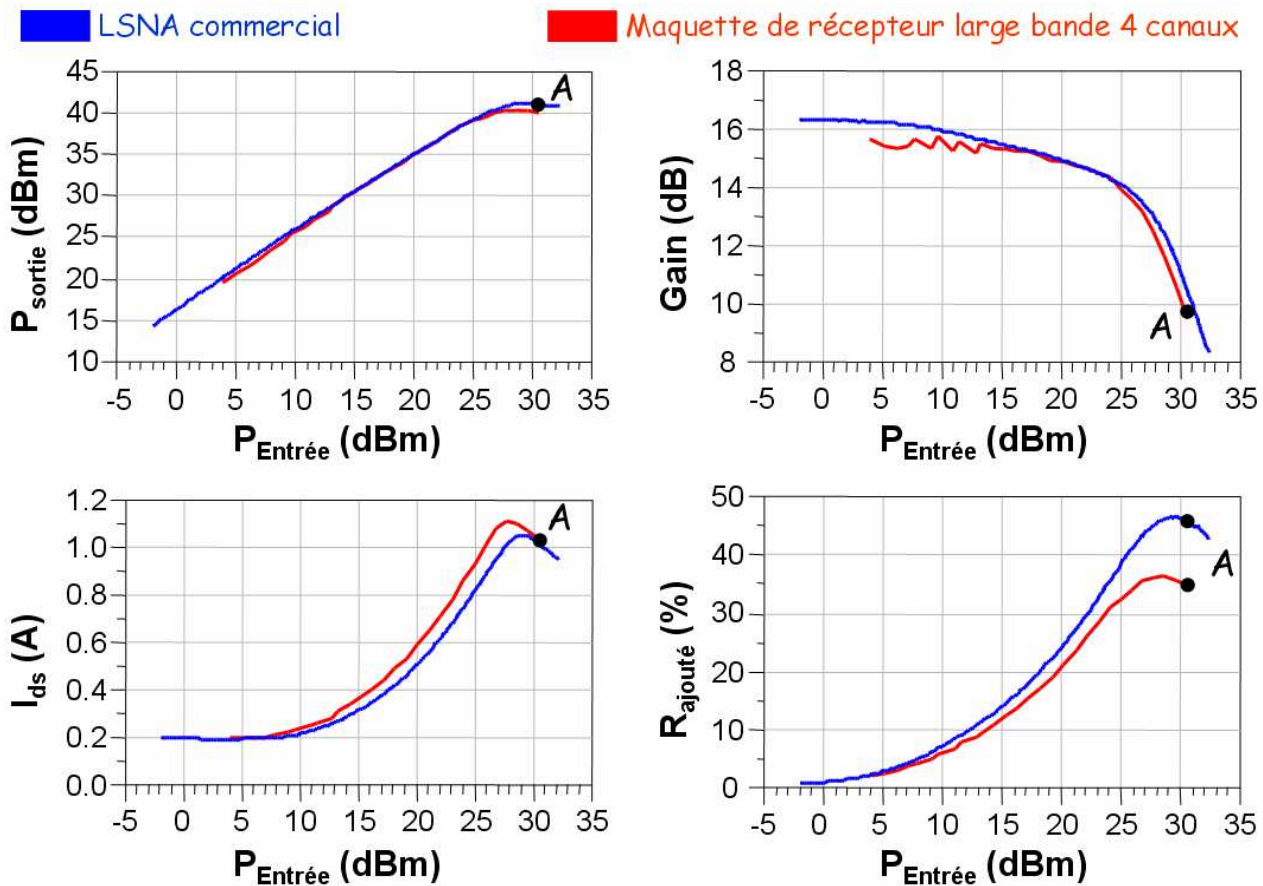


Fig. 3.8 – Mesures de caractéristiques statiques de l'amplificateur

La comparaison entre les courbes de puissance de la figure 3.8 conduit à observer une différence assez significative entre les mesures de courant réalisées sur le LSNA commercial (« classique ») et le prototype réalisé pendant ce travail de thèse. Cette différence est essentiellement due à une incertitude sur le point de polarisation. Effectivement un décalage de 110 mV sur V_{gs} a été constaté à posteriori. Toutefois, malgré ce décalage qui conduit à utiliser le transistor avec des conductances légèrement différentes, les résultats obtenus restent relativement proches. Le tableau suivant présente les tensions et courants DC de l'amplificateur pour les 2 manipulations.

Manipulation	V_{gs0}	I_{gs0}	V_{ds0}	I_{ds0}
Avec le LSNA	-2.94V	0 mA	25V	200 mA
Avec la nouvelle maquette	-3.05V	0 mA	24.98 V	200 mA

Tab. 3.4

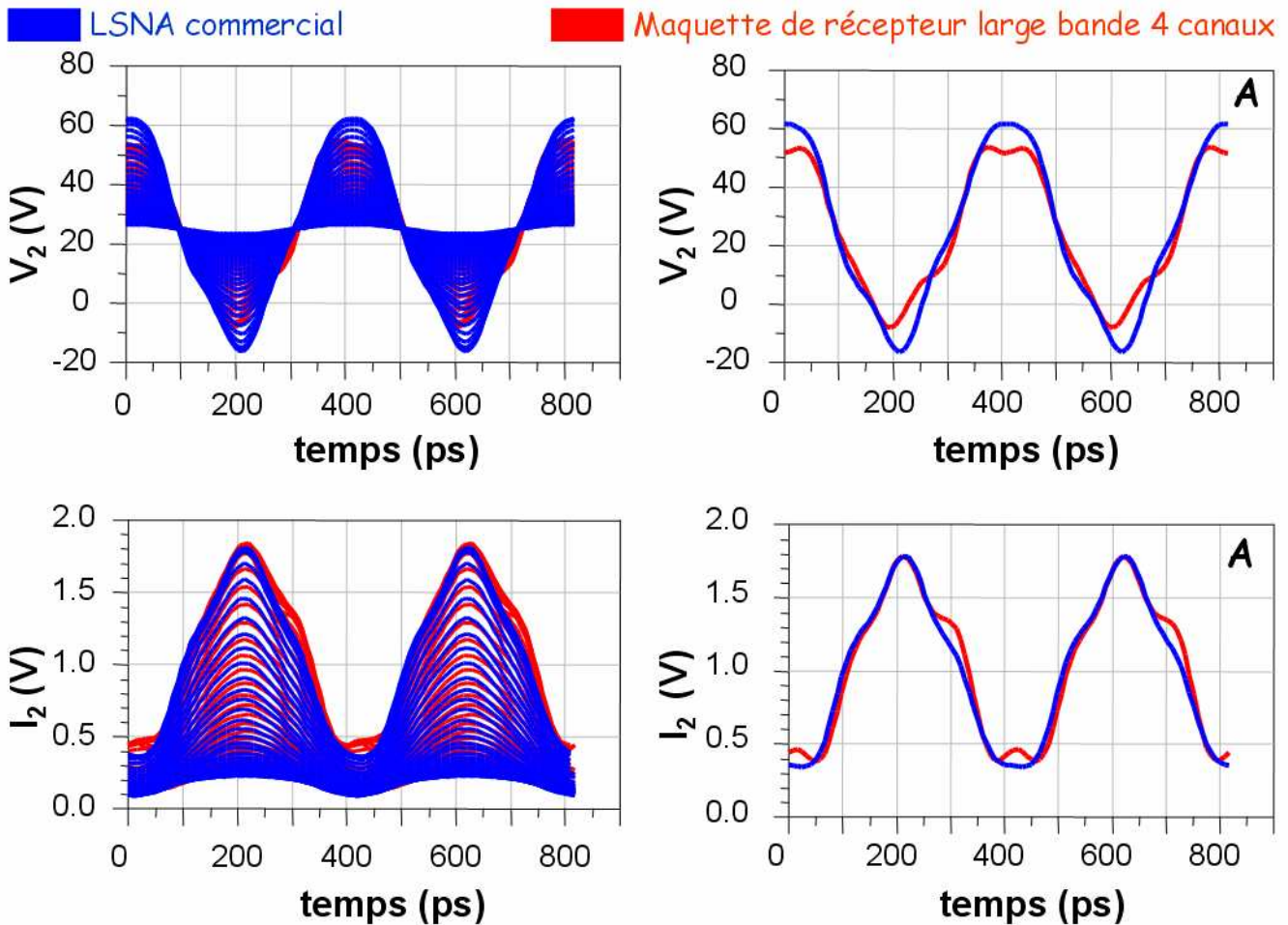


Fig. 3.9 – Formes d’ondes temporelles de la tension et du courant à la sortie de l’amplificateur pour des puissances variables et pour le point A ($P_e(A)=30.5\text{dBm}$)

Sur la figure 3.9 (la partie gauche) sont superposées les formes d’ondes temporelles de la tension et du courant à la sortie de l’amplificateur pour toute la gamme de puissance d’excitation. La partie droite de cette figure présente ces formes d’ondes temporelles au point A de la figure 3.8 qui correspond à une puissance d’entrée d’environ 30.5 dBm. Cette puissance est suffisamment élevée pour obtenir une réponse non linéaire de l’amplificateur. Il est possible d’observer une bonne concordance entre les courbes des 2 mesures de tension et courant de sortie (mesure effectuée par le LSNA commercial et mesure effectuée par le prototype de récepteur large bande 4 canaux).

III.3 Banc de caractérisation fonctionnelle temporelle d'enveloppe

III.3.1 Introduction

Le nouveau banc de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel permet aussi de mesurer des signaux modulés autour d'une porteuse. Il permet d'extraire les enveloppes temporelles présentées aux accès d'un dispositif non linéaire. Une application importante de ce banc de caractérisation a été définie dans le projet Lipsys. Effectivement, la tenue à la non linéarité des têtes de réception pour les systèmes de radionavigation et de radiocommunication civiles et militaires est un des critères fondamentaux pour les applications suivantes :

- VOR : Système d'aide au positionnement de l'avion.
- ILS : Système d'aide à l'atterrissage.
- GLS, MLS nouvelle génération.
- MARKER : Système d'aide à l'atterrissage.
- ADF : Système d'aide au positionnement.
- TRA : Equipement de communication radio de 30 à 600 MHz à forme d'onde programmable avec extension à plusieurs GHz.

Cette tenue aux non linéarités de la tête de réception et aux bruits se présente sous différentes formes :

- Intermodulation : Création des raies parasites en présence des raies à des écarts de fréquence particuliers.
- Saturation : Déformation du signal par saturation de l'étage d'amplification.
- Transmodulation : Transfert de l'enveloppe de modulation d'un signal perturbateur (brouilleur) sur un signal utile.

Dans un premier temps la définition de la transmodulation dans les systèmes d'émission réception microonde sera présentée. Ensuite, le banc de mesure dédié à la caractérisation temporelle de l'effet de transmodulation sera décrit en détail. La procédure d'étalonnage en phase du banc de mesure pour cette application sera particulièrement décrite et étudiée car elle constitue une étape inévitable pour réussir une mesure et avoir des résultats valides. Des résultats de mesure sur des bandes FI de traitement de 70 MHz et 120 MHz seront présentés.

III.3.2 Présentation du phénomène de transmodulation

Les systèmes de télécommunications larges bandes sont de plus en plus indispensables pour cibler des applications multi bande et multi standard. Diverses solutions de conception d'architecture ainsi que des normes de modulation et des techniques d'accès multiple peuvent être mis en œuvre [3.13], [3.14]. En raison d'une isolation qui n'est pas idéale entre émetteur et récepteur dans un tel système, des fuites du signal de transmission peuvent tomber dans la bande de modulation utile à la réception après avoir modulé un bruit important situé entre la bande de modulation utile et la bande de fuite de transmission (cf. Fig. 3.10).

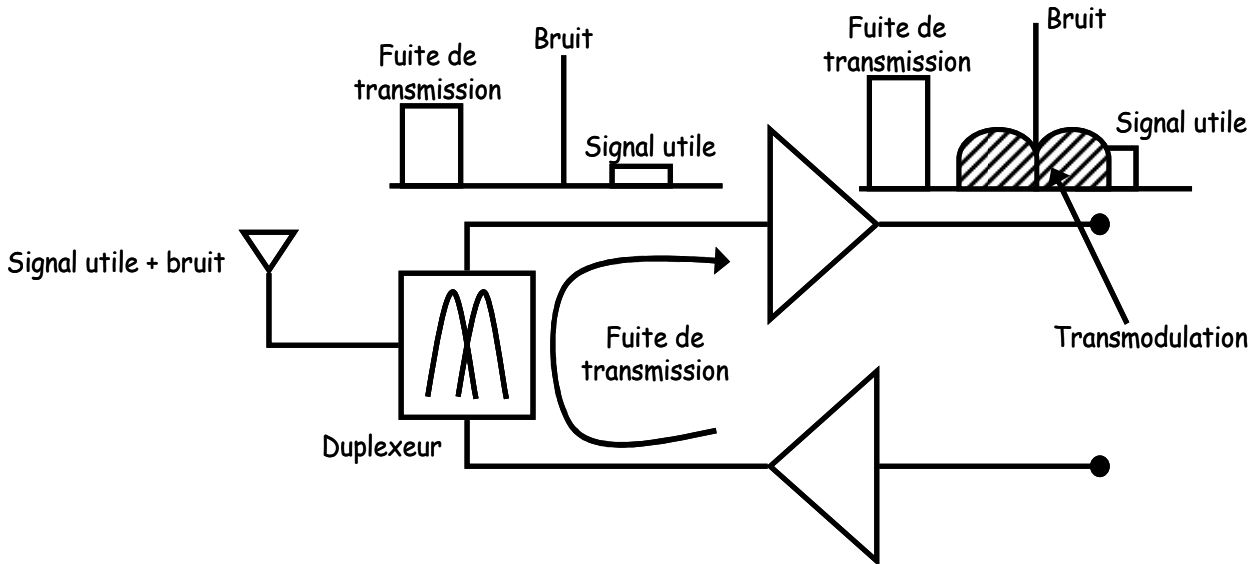


Fig. 3.10 – Problème de transmodulation causé par une fuite de transmission

Cette transmodulation considérée comme une interférence entre bandes de transmission et de réception se traduit en une forte diminution du rapport signal sur bruit [3.15], ce qui peut dégrader les performances du système. Des études théoriques et des simulations de modèle comportemental de transmodulation dans les dispositifs non linéaires ont été rapportés [3.16] [3.17]. Des caractérisations de transmodulation et de son impact sur l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) ont été réalisées.

Ces caractérisations sont basées sur l'utilisation des analyseurs de spectre et des techniques associées [3.18] [3.19].

Ce travail de thèse a plutôt porté sur les caractérisations temporelles de ce phénomène par extractions des formes d'ondes temporelles des enveloppes d'un signal utile perturbé créées par un brouilleur quand l'amplificateur de réception travaille dans une zone de fonctionnement non linéaire. Ces formes d'ondes temporelles vont nous permettre de définir et d'observer les évolutions, dans les différentes zones de fonctionnement de l'amplificateur, des indices de transmodulation en module et surtout en phase, études qui sont difficiles avec des caractérisations fréquentielles.

L'observation de ces formes d'ondes est essentielle à la caractérisation du phénomène de transmodulation qui sera alors vu comme un transfert de la modulation d'enveloppe d'un brouilleur vers un signal utile. Ce phénomène ne se produit qu'avec des modulations à enveloppes non constantes. Le pourcentage de transfert de modulation dépend du taux de modulation du brouilleur (enveloppe de modulation) et de l'amplitude du brouilleur par rapport au signal utile.

III.3.3 Description du banc de caractérisation temporelle d'enveloppe large bande pour la caractérisation de la transmodulation

Le banc de mesure monté pour réaliser des caractérisations de transmodulation large bande est décrit sur la figure suivante.

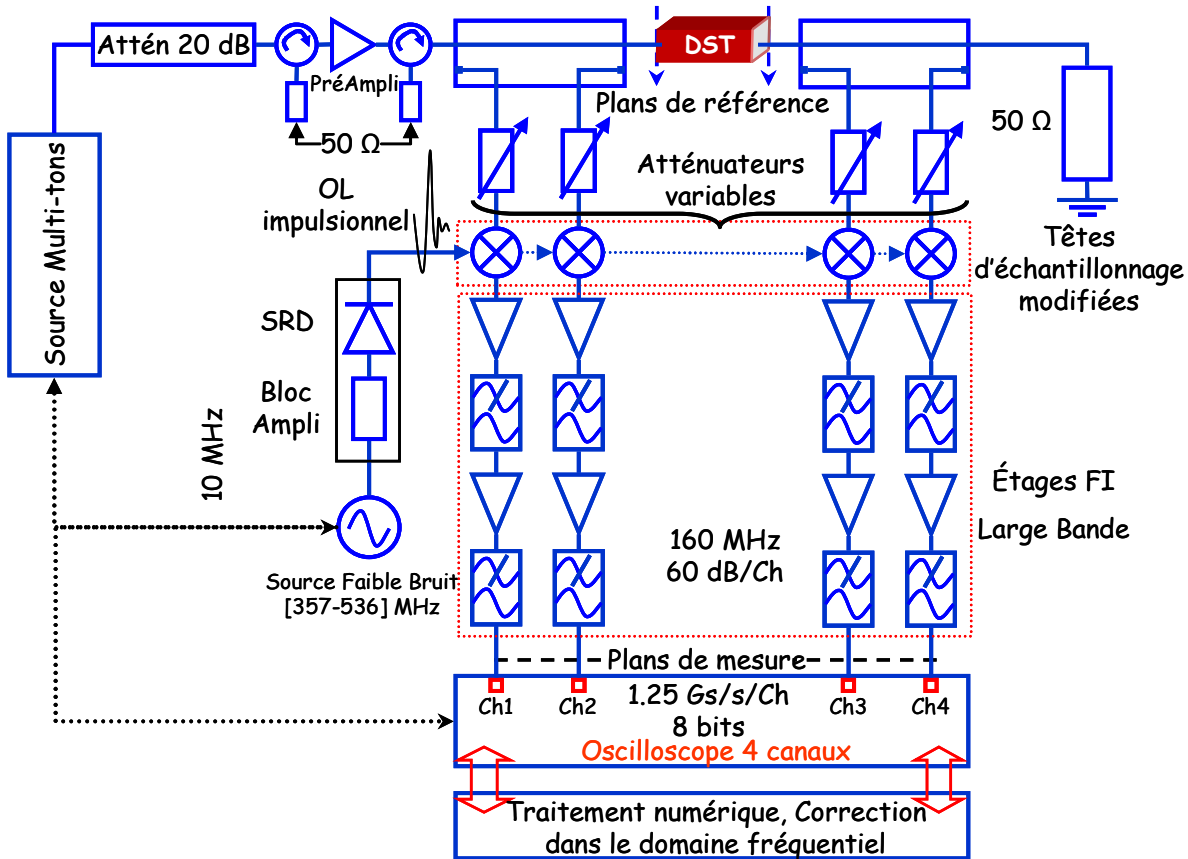


Fig. 3.11 – Banc de caractérisation temporelle d'enveloppe

Dans ce cas particulier une source de signaux modulés est utilisée à la place de la source CW de la figure 3.2. Elle servira pour les étapes d'étalonnage et de mesure. Pour l'étalonnage, elle sera le générateur de référence à la fois en amplitude et en phase. Vu le rôle très important que va jouer ce générateur, il est important de le présenter. Le paragraphe suivant fait l'objet de la description de ce générateur de signaux modulés larges bandes et de sa fonctionnalité optionnelle de génération des signaux multi-tons.

III.3.3.1 Description du générateur de signaux modulés

Le générateur de signaux modulés utilisé pour développer ce banc de mesure est le SMB-B106 de la famille SMBV100A de la société Rohde & Schwarz. Il est représenté sur la figure 3.12.

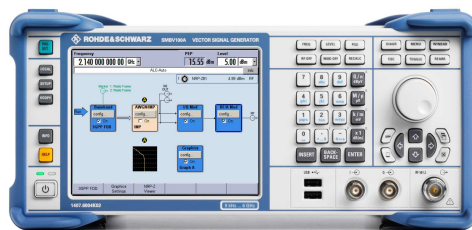


Fig. 3.12 – SMB-B106

Cet appareil permet de générer un signal modulé RF suivant le format I/Q. La figure 3.13 présente un synoptique de la structure interne du générateur.

Nous pouvons distinguer :

- Deux mémoires internes d'un maximum de capacité de 32 M échantillons. Elles permettent la génération numérique des signaux I/Q. Dans le cas où le nombre de raies spectrales formant ces signaux est important, ces derniers peuvent être précalculés dans le PC et téléchargés dans les mémoires (par exemple des signaux QPSK). En revanche, quand le nombre de raies spectrales n'est pas très important comme pour un signal multiporteuse, les signaux I/Q peuvent être définis de manière manuelle grâce à l'interface de génération « Multi-Carrier ». Ils sont placés directement dans les mémoires internes.
- Deux convertisseurs numériques analogiques (CNA) de 16 bits de résolution qui permettent de générer les signaux I/Q analogiques.
- Un modulateur I/Q homodyne générant le signal modulé RF à partir des signaux I/Q. Sa bande passante RF varie de 9 KHz à 6 GHz. Sa bande passante de modulation est de 120 MHz.
- Un atténuateur programmable et un amplificateur linéaire permettent de fournir une puissance de sortie moyenne comprise entre -145dBm et 30dBm.
- Une interface GPIB/LAN permet de télécommander l'appareil et de télécharger les formes d'onde I/Q dans le cas des signaux précalculés dans le PC.

Cet appareil assure la génération de plusieurs types de signaux allant du signal le plus simple (signal CW) aux signaux beaucoup plus complexes tels que les signaux des standards GSM, GSM-EDGE, WCDMA-3 GPP...

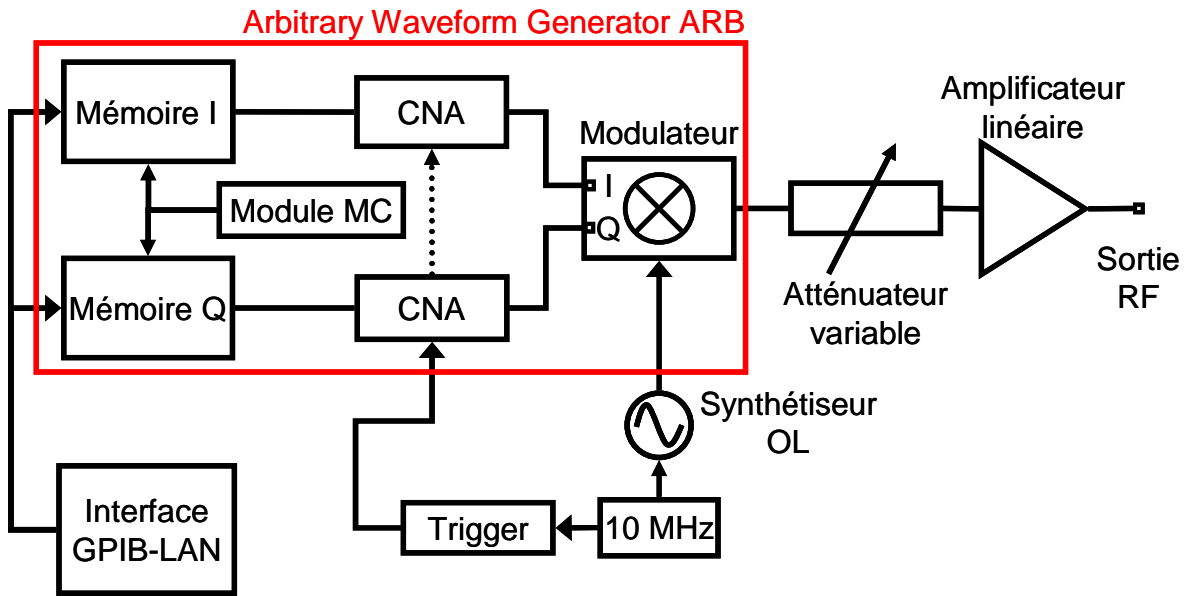


Fig. 3.13 – Synoptique du générateur

L'ensemble des mémoires, des CAN, de l'interface MC (Multi-Carrier) et du modulateur IQ est l'équivalent d'un générateur de formes d'ondes arbitraires. Il est appelé générateur ARB. Cette notion sera utilisée dans la suite pour désigner ce générateur de signaux en bande de base.

La synoptique du modulateur I/Q (modulateur en quadrature) est présentée sur la figure 3.14

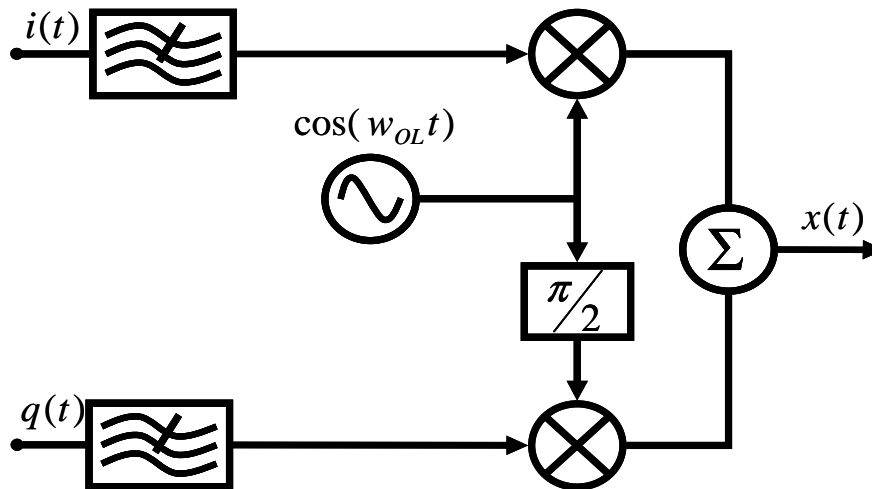


Fig. 3.14 – Synoptique du modulateur en quadrature

En considérant la représentation complexe d'un signal modulé en amplitude et phase, avec une porteuse f_c , le signal $x(t)$ se met sous la forme :

$$x(t) = A(t) \cos(w_{OL}t + \theta(t)) = \frac{1}{2} \tilde{x}(t) e^{jw_{OL}t} + \frac{1}{2} \tilde{x}^*(t) e^{-jw_{OL}t} \quad (3.9)$$

$$\text{Avec: } x(t) = i(t) + jq(t) \quad (3.10)$$

$$A(t) = \sqrt{i^2(t) + q^2(t)} \quad (3.11)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1}\left(\frac{q(t)}{i(t)}\right) \quad (3.12)$$

$\tilde{x}(t)$ est l'enveloppe complexe [3.20] [3.21], $i(t)$ est la composante en phase et $q(t)$ est la composante en quadrature en bande de base.

III.3.3.2 Description du signal modulé de test

Dans le paragraphe III.3.2 le phénomène de transmodulation a été défini. Les dégradations des performances d'un système d'émission/réception dues à cette transmodulation ont été évoquées. Les types de caractérisations de ce phénomène qui se font à nos jours ont été abordés.

Dans le but de réaliser des caractérisations temporelles de ce phénomène, une définition d'un signal de test a été effectuée. Dans un premier temps, ce signal va être constitué d'un point de vu spectral d'une modulation simple autour d'une porteuse RF (brouilleur) accompagnée d'une raie de signal utile espacée de Δf de la porteuse RF du brouilleur. Cet espacement fréquentiel peut être variable selon la largeur de bande passante FI de notre système de mesure. Dans ce travail de thèse, il a été montré au chapitre II qu'il peut atteindre une valeur maximale de 160 MHz. Ce signal est donc le signal d'excitation utilisé pour l'amplificateur de puissance sous test. Dans la zone de fonctionnement non linéaire de l'amplificateur, le phénomène de transmodulation doit se produire et la modulation du brouilleur doit être transférée vers le signal utile CW. Pour cette application de mesure de transmodulation, plusieurs signaux de test de ce type ont été construits. Ils ont tous une modulation AM autour de la porteuse RF avec un indice de modulation de 31.6 %, une fréquence de modulation de 1 MHz et un rapport de 20 dB entre la porteuse de la modulation (brouilleur) et le signal utile CW. Ces valeurs ont été définies dans le cadre du projet Lipsys en accord avec la société Thales. Elles représentent des valeurs moyennes des spécifications RF des systèmes de radiocommunications développés par cette société. L'espacement entre la modulation et le signal utile sera variable. Sa variation a un pas de quelques dizaines de MHz. Le spectre fréquentiel théorique du signal à l'entrée de l'amplificateur sous test est décrit sur la figure suivante :

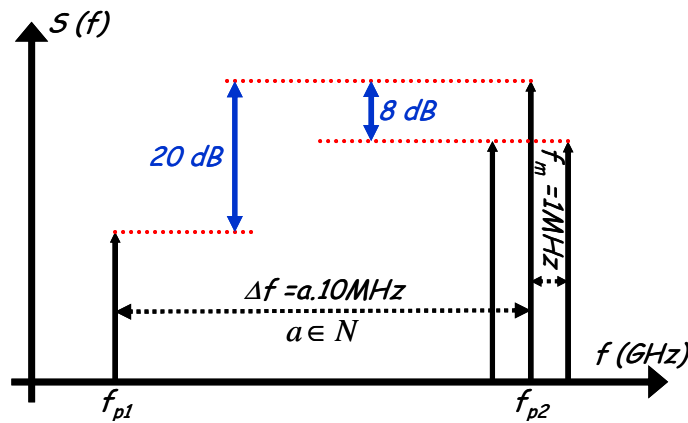


Fig. 3.15 – Description théorique du signal de test

D'un point de vue pratique, il est difficile de générer un tel signal surtout quand la génération doit être effectuée avec une seule source de signaux modulés. Le vrai signal de test qui va être généré avec la source Rohde & Schwarz SMB-B106 sera un peu différent de ce signal notamment en ce qui concerne le nombre de raies spectrales et les rapports de puissances entre ces raies. Grâce à son module de génération ARB (Arbitrary Waveform Generator) et son outil MC (Multi Carrier), cette source va pouvoir générer un signal multi-tons semblable au signal théorique demandé. La description de ce signal est représentée sur la figure suivante.

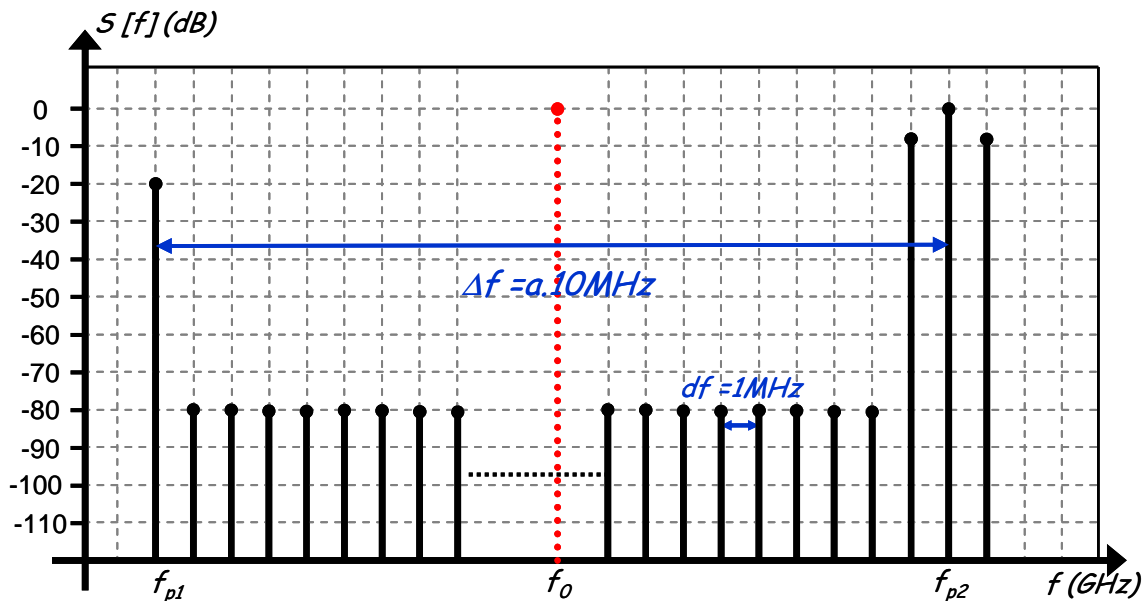


Fig. 3.16 – Signal de test généré par le SMB-B106

L'outil de génération utilisé dans cette source est l'outil de génération multi-tons. Il peut générer une suite de N tons avec un espacement fixe et défini à l'avance. Cet espacement est fixé dans notre application particulière par la fréquence de modulation du brouilleur autour de la porteuse appelée f_{p2} . Le niveau de cette porteuse est le plus élevé parmi les raies utiles du signal de test et il a été fixé à 0 dBm au niveau de la source. Tous les autres niveaux des raies seront calculés par rapport au niveau de la porteuse à f_{p2} . En conséquence, le rapport de puissance entre la raie virtuelle sur la

fréquence centrale du spectre f_0 , qui est pratiquement la fréquence du synthétiseur OL de la source, et la porteuse f_{p2} sera de 0 dB. De cette façon, le réglage de la puissance moyenne du synthétiseur correspondra aussi au réglage du niveau de puissance sur cette porteuse. Les autres raies gardent toujours les mêmes rapports de puissance définis auparavant par rapport à cette porteuse. Le rapport de puissance maximal possible entre 2 raies générées par cette source est de 80 dB. Cette valeur est liée au plancher de bruit de la source et à sa dynamique. C'est cette valeur de rapport de puissance qui a été utilisée entre la raie à la fréquence porteuse de la modulation f_{p2} et les fréquences non utiles du spectre du signal.

III.4 Mesures temporelles de transmodulation appliquée à un amplificateur de puissance avec et sans mémoire BF

III.4.1.1 Etalonnage du banc de mesure

Comme pour un étalonnage classique, l'objectif de cet étalonnage est de fournir une matrice d'erreur entre les valeurs des tensions mesurées par les CAN et les valeurs des ondes de tension incidentes et réfléchies aux bornes de l'amplificateur sous test. L'expression de la matrice d'erreur est décrite dans l'équation suivante.

$$\begin{pmatrix} a_{D1}^i \\ b_{D1}^i \\ a_{D2}^i \\ b_{D2}^i \end{pmatrix} = K^i \begin{pmatrix} 1 & \beta_1^i & 0 & 0 \\ \gamma_1^i & \delta_1^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^i & \beta_2^i \\ 0 & 0 & \gamma_2^i & \delta_2^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{M1}^i \\ b_{M1}^i \\ a_{M2}^i \\ b_{M2}^i \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

L'amplificateur qui sera caractérisé sera du même type que celui utilisé pour la caractérisation fonctionnelle temporelle de porteuse à savoir l'amplificateur GaN CREE. Il a le même gain et la même gamme de puissance, par contre sa bande passante est centrée par une fréquence de 3.6 GHz au lieu de 2.45 GHz. En conséquence la configuration du banc pour la réalisation de sa mesure et de l'étalonnage correspond est la même que celle détaillée dans le paragraphe III.2.3.

Dans une première étape, un étalonnage relatif classique de type SOLT (Short, Open, Load, Transmission Line) est effectué pour déterminer tous les termes d'erreurs à l'exception de K^i et de ϕ^i . L'étape suivante consiste à déterminer K^i à l'aide d'un étalonnage de puissance réalisé à une très forte puissance de 30 dBm avec un wattmètre. Une sonde de puissance Agilent 8481B ($0\text{dBm} \leq \text{puissance admissible} \leq 44\text{ dBm}$) est utilisée. L'étalonnage de puissance est réalisé avec un wattmètre

à cause du nombre faible de fréquences de travail (les 12 fréquences de la figure 3.17). A la fin de cette étape les K^i sur toutes les fréquences de travail sont déterminées. En fin un étalonnage en phase est effectué dans le but de déterminer tous les coefficients φ^i . Pour atteindre ce but, la source de signal modulé SMB-B106 a été utilisée comme générateur référence capable de fournir un signal multi-tons d'une bande passante de 120 MHz. Dans un premier temps et dans le but de réaliser une caractérisation de formes d'ondes temporelles d'une transmodulation large bande ($\Delta f=60$ MHz) aux accès d'un amplificateur de puissance, un signal de 66 tons espacés de 1 MHz dont on connaît à l'avance les amplitudes et les phases est construit. Par conséquence les relations de phases en bande de base entre tons sont connues. L'hypothèse de conservation des relations d'amplitude et de phase sera réalisée dans la suite. Une description de ce signal d'étalonnage est présentée sur la figure suivante :

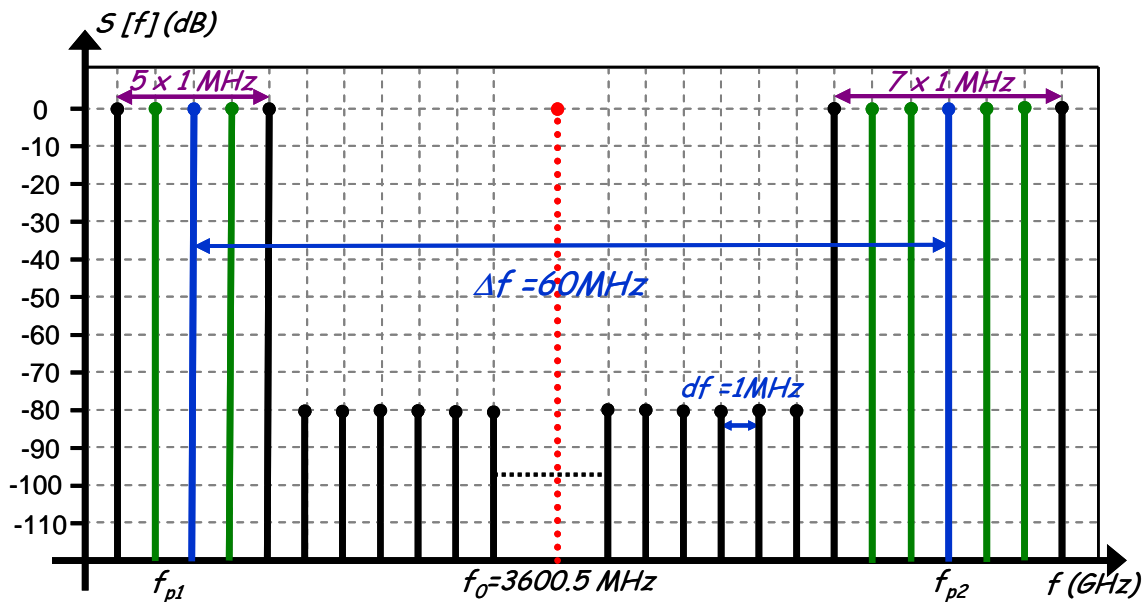


Fig. 3.17 – Grille de fréquence utilisée pour l'étalonnage de phase

Ce signal décrit en bande de base et issue de la source constitue par hypothèse notre référence de phase qui va nous permettre de connaître les relations de phases entre produits d'intermodulations et de transmodulations aux bornes du dispositif sous test.

Les caractérisations temporelles de transmodulation sont importantes surtout pour des amplificateurs de fortes puissances. Dans ce paragraphe seront présentés les résultats sur un amplificateur réalisé à partir d'un transistor GaN HEMT, le CGH40010 de la fonderie CREE. Une photo de cet amplificateur est représentée à la figure 3.18.

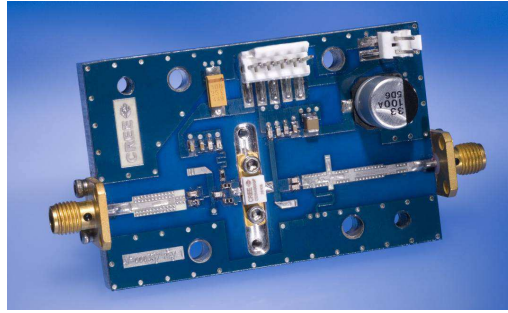


Fig. 3.18 – Photo de l'amplificateur Cree mesuré

Les conditions de polarisation de l'amplificateur sont présentées dans le tableau suivant.

VDS0 (V)	VGS0 (V)	IDS0 (mA)	IGS0 (mA)
28	-2.38	200	0

Tab. 3.5 – Condition de polarisation de l'amplificateur

III.4.2 Caractéristiques statiques de l'amplificateur sans mémoire BF

Avant d'entamer les caractérisations temporelles de transmodulation, il a fallu avoir une idée précise du fonctionnement de l'amplificateur. Dans le cadre de cet objectif, une mesure de l'amplificateur en présence d'un signal CW à la fréquence centrale de 3.6 GHz a été effectuée. Cet amplificateur a été utilisé au cours d'une thèse précédente sur le développement d'un système de caractérisation temporelle d'enveloppe par Grégoire Nanfack Nkondem [3.22]. Cet amplificateur a été utilisé avec le banc présenté ci-dessous.

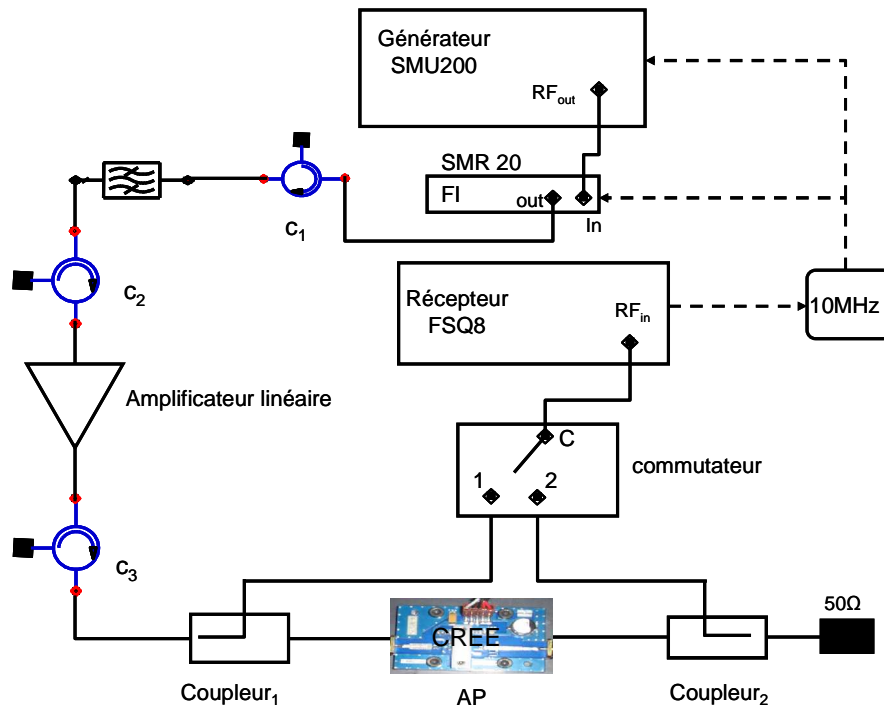


Fig. 3.19 – Banc de caractérisation temporelle FSQ

Dans ce banc développé par G. Nanfack Nkondem, le générateur est du même type que celui utilisé dans notre travail. En revanche le récepteur est un analyseur de signal Rodhe & Schwarz FSQ8 avec un seul canal. G. Nanfack Nkondem a donc développé une procédure spécifique d'étalonnage, de synchronisation et de mesure permettant l'extraction séquentielle des enveloppes d'entrée et de sortie de l'amplificateur. L'intérêt du travail proposé dans cette thèse avec le nouveau récepteur 4 canaux large bande est de pouvoir réaliser le même type de caractérisation qu'avec le FSQ mais de manière simultanée entre l'entrée et la sortie. Cette application sera discutée dans un prochain paragraphe de ce manuscrit. L'amplificateur avait donc été caractérisé dans le travail de G. Nanfack Nkondem en mode CW à 3.6 GHz. La comparaison en mode CW des résultats de mesure sur le banc de caractérisation FSQ et sur le banc développé au cours de cette thèse (que l'on pourrait appeler FSQ 4 canaux) conduit à des résultats identiques. Un intérêt de ce banc FSQ 4 canaux réside dans le fait qu'il est possible d'extraire comme montré dans le paragraphe précédent les formes d'ondes temporelles aux accès d'un dispositif non linéaire soumis à des excitations CW.

Les courbes de mesure réalisée par les 2 bancs de caractérisation FSQ et FSQ 4 canaux sont superposés sur la figure 3.20.

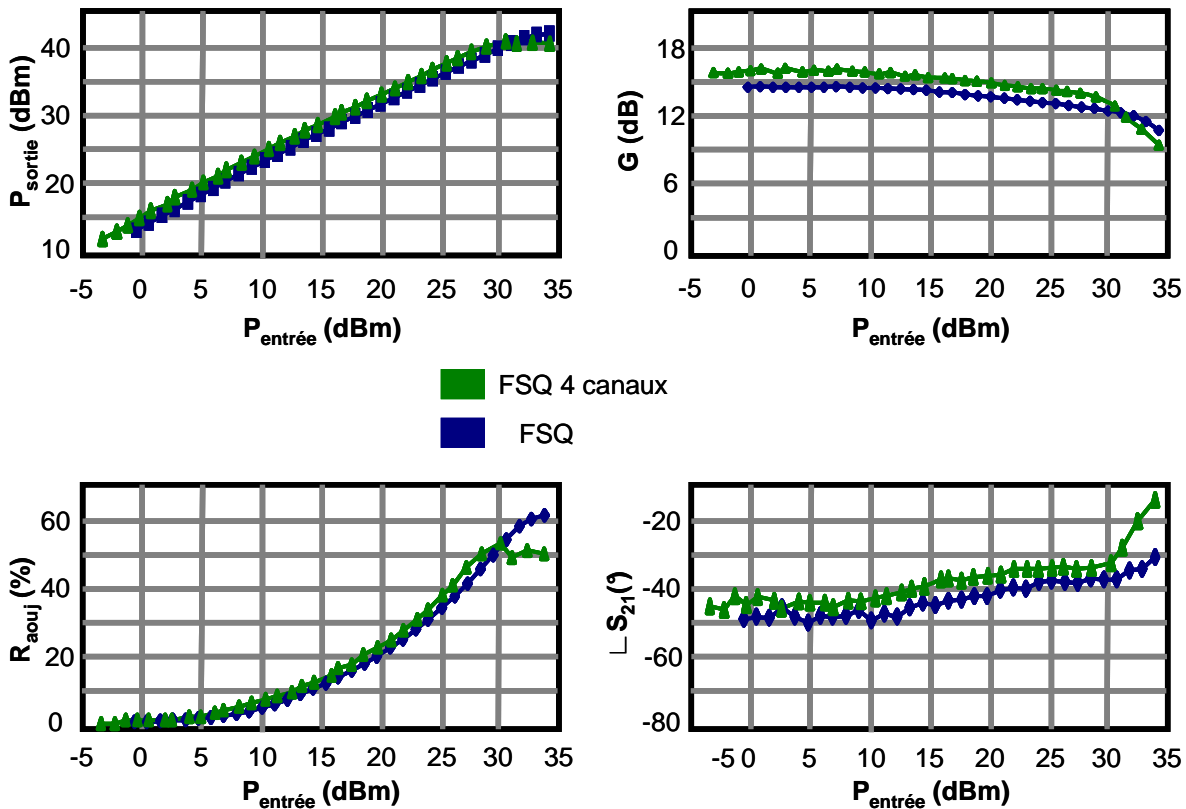





Fig. 3.20 – Gain, AM/ AM, AM/PM et Rendement ajouté en fonction de la puissance disponible d'entrée

Il est possible d'observer une bonne concordance entre les résultats des 2 mesures. Les courbes de la figure précédente montrent l'évolution du gain, de la puissance de sortie, du rendement ajouté et de l'AM/PM en fonction de la puissance disponible en entrée de l'amplificateur de puissance. Cet amplificateur fournit un rendement en puissance ajoutée de 56 % pour une puissance de sortie de 15 W à 3 dB de compression de gain. Le gain bas niveau est de 15 dB. La variation d'AM/PM est d'environ 20 °.

III.4.3 Caractérisation de transmodulation

Pour la caractérisation de l'amplificateur en terme de transmodulation, le signal d'excitation de ce dernier est le signal décrit sur la figure 3.16.

Plusieurs mesures de transmodulation ont été effectuées sur l'amplificateur fourni par le constructeur appelé par la suite amplificateur sans mémoire BF. Des mesures de transmodulation ont aussi été effectuées sur le même amplificateur modifié (circuit de polarisation). Les modifications apportées à cet amplificateur dit « avec mémoire BF » seront présentées dans les paragraphes suivants. Le tableau suivant présente les différentes mesures réalisées et qui vont être décrites en détail par la suite.

Amplificateur Ecart Entre Porteuses	Cree Sans mémoire BF	Cree Avec mémoire BF
60 MHz		
120 MHz		

Tab. 3.6 – Mesures de transmodulation effectuées

III.4.3.1 Caractéristiques de transmodulation ($\Delta f=60$ MHz) pour un amplificateur sans mémoire BF

Dans un premier temps, les résultats de caractéristiques fréquentielles sont présentés. La figure 3.21 présente les spectres en puissance mesurée et corrigée à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur quand ce dernier travaille dans sa zone de fonctionnement linéaire. Le spectre d'entrée est identique dans son contenu spectral à celui du signal de test. Le spectre de sortie possède lui aussi le même contenu spectral que celui d'entrée avec un gain d'environ 15 dB sur toutes les raies utiles.

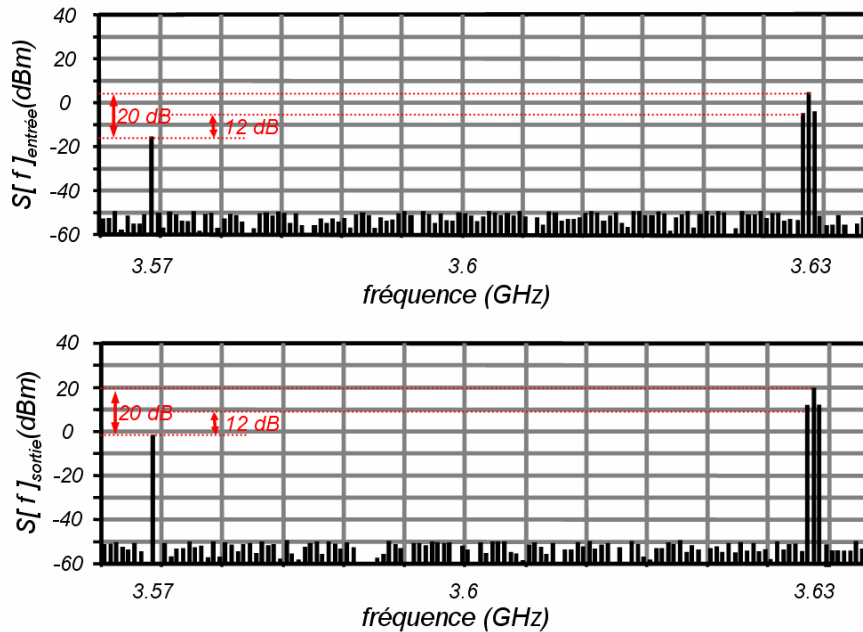


Fig. 3.21 – Spectres en puissance d'entrée et de sortie corrigées pour $P_{\text{entrée}}=6\text{dBm}$ (zone linéaire)

La figure 3.22 présente les spectres mesurés et corrigés en puissance d'entrée et de sortie de l'amplificateur quand ce dernier fonctionne en régime non linéaire. Elle présente alors une illustration classique du phénomène de transmodulation.

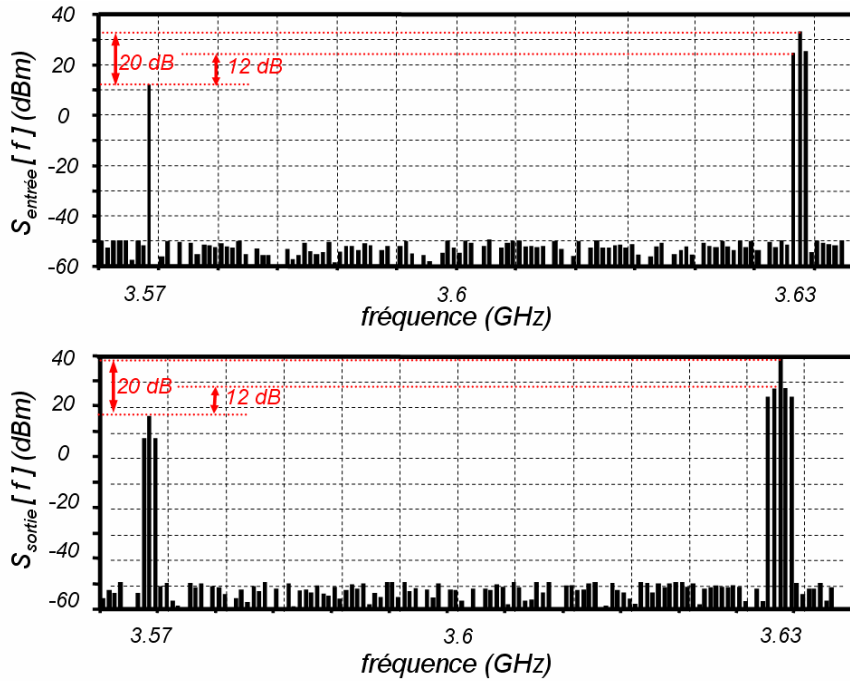


Fig. 3.22 – Spectres en puissance d’entrée et de sortie corrigés pour $P_{entrée}=31.9\text{dBm}$ (zone de compression)

Pour pouvoir tracer les formes d’ondes temporelles des enveloppes aux accès de l’amplificateur sous test, un traitement de signal supplémentaire à celui de la correction matricielle des ondes a été nécessaire. Ce traitement se divise en 2 étapes. La première étape sert à réaliser une démodulation I/Q logicielle aux ondes de tension mesurées. Cette démodulation a été appliquée séparément pour chacune des porteuses f_{p1} non modulée à l’excitation et la porteuse f_{p2} modulée à l’excitation. La deuxième étape sert à appliquer un déclencheur logiciel sur les enveloppes de modulation et de transmodulation à l’entrée et à la sortie de l’amplificateur.

Sur la figure suivante est présenté le synoptique du démodulateur logiciel appliqué.

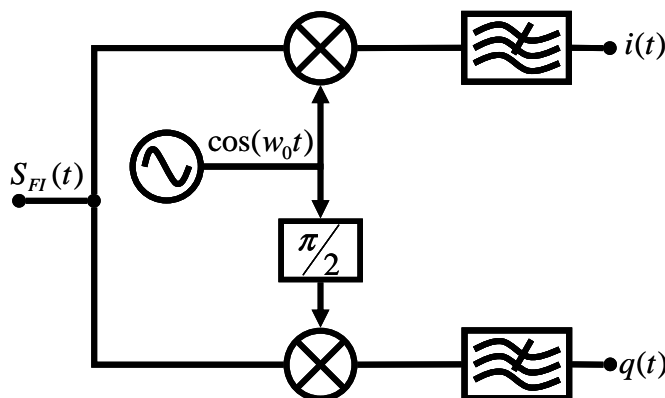
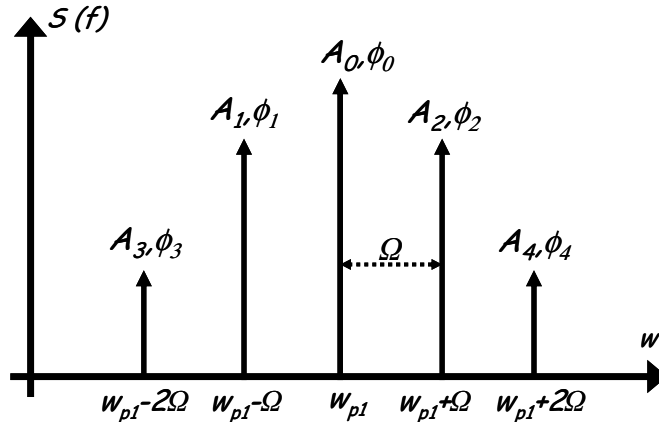


Fig. 3.23 – Synoptique du démodulateur logiciel en quadrature

La démodulation du signal autour de f_{p1} est décrite de la manière suivante : En supposant que le spectre du signal autour de la porteuse f_{p1} est constitué de 5 fréquences comme le montre la figure 3.24 (les fréquences prises en compte pendant tout l’étalonnage).


 Fig. 3.24 – Représentation spectrale du signal autour de la porteuse f_{p1} à la sortie de l'amplificateur

Il est possible d'écrire le signal temporel comme :

$$\begin{aligned}
 S_{p1}(t) &= A_0 \cos(w_{p1}t + \varphi_0) \\
 &+ A_1 \cos((w_{p1} - \Omega)t + \varphi_1) \\
 &+ A_2 \cos((w_{p1} + \Omega)t + \varphi_2) \\
 &+ A_3 \cos((w_{p1} - 2\Omega)t + \varphi_3) \\
 &+ A_4 \cos((w_{p1} + 2\Omega)t + \varphi_4)
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Le trigger logiciel permet de déclencher le traçage de tous les signaux aux accès du dispositif à

l'instant $t = t_0$. Donc si on prend un $t_0 = \frac{\varphi_0}{w_0}$:

$$\begin{aligned}
 S_{p1}(t - t_0) &= A_0 \cos(w_0(t - t_0) + \varphi_0) \\
 &+ A_1 \cos((w_0 - \Omega)(t - t_0) + \varphi_1) + A_2 \cos((w_0 + \Omega)(t - t_0) + \varphi_2) \\
 &+ A_3 \cos((w_0 - 2\Omega)(t - t_0) + \varphi_3) + A_4 \cos((w_0 + 2\Omega)(t - t_0) + \varphi_4)
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned}
 S_{p1}(t - t_0) &= A_0 \cos w_0 t \\
 &+ A_1 \cos((w_0 - \Omega)t + \varphi_1 - \varphi_0 + \Omega t_0) + A_2 \cos((w_0 + \Omega)t + \varphi_2 - \varphi_0 - \Omega t_0) \\
 &+ A_3 \cos((w_0 - 2\Omega)t + \varphi_3 - \varphi_0 + 2\Omega t_0) + A_4 \cos((w_0 + 2\Omega)t + \varphi_4 - \varphi_0 - 2\Omega t_0)
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

La démodulation logicielle de ce signal revient à le multiplier dans un premier temps sur une première voie par $2\cos(w_0 t)$ (voie I) et sur une deuxième voie par $2\sin(w_0 t)$ (voie Q). Le filtrage passe-bas logiciel s'effectue par l'élimination de tous les produits RF non utiles selon les équations suivantes.

$$i_1(t) = 2 \cos(w_0 t) \times S_{p1}(t - t_0) \tag{3.17}$$

$$q_1(t) = 2 \sin(w_0 t) \times S_{p1}(t - t_0) \tag{3.18}$$

Donc, après filtrage passe-bas, $i(t)$ et $q(t)$ seront exprimées de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 i(t) = & A_0 \\
 & + A_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_0 + \Omega t_0 - \Omega t) + A_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_0 - \Omega t_0 + \Omega t) \\
 & + A_3 \cos(\varphi_3 - \varphi_0 + 2\Omega t_0 - 2\Omega t) + A_4 \cos(\varphi_4 - \varphi_0 - 2\Omega t_0 + 2\Omega t)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

$$\begin{aligned}
 q(t) = & A_1 \sin(\varphi_0 - \varphi_1 - \Omega t_0 + \Omega t) + A_2 \sin(\varphi_0 - \varphi_2 + \Omega t_0 - \Omega t) \\
 & + A_3 \sin(\varphi_0 - \varphi_3 - 2\Omega t_0 + 2\Omega t) + A_4 \sin(\varphi_0 - \varphi_4 + 2\Omega t_0 - 2\Omega t)
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

La figure 3.25 présente en temps équivalent les deux enveloppes de la porteuse f_{p1} (non modulée à l'excitation) et f_{p2} (modulée à l'excitation) quand l'amplificateur fonctionne dans sa zone linéaire. A noter que l'amplificateur est chargé à sa sortie par une impédance 50 Ω . La porteuse représentée dans l'enveloppe n'est pas la porteuse RF mais la porteuse menée par le sous-échantillonnage en fréquence FI.

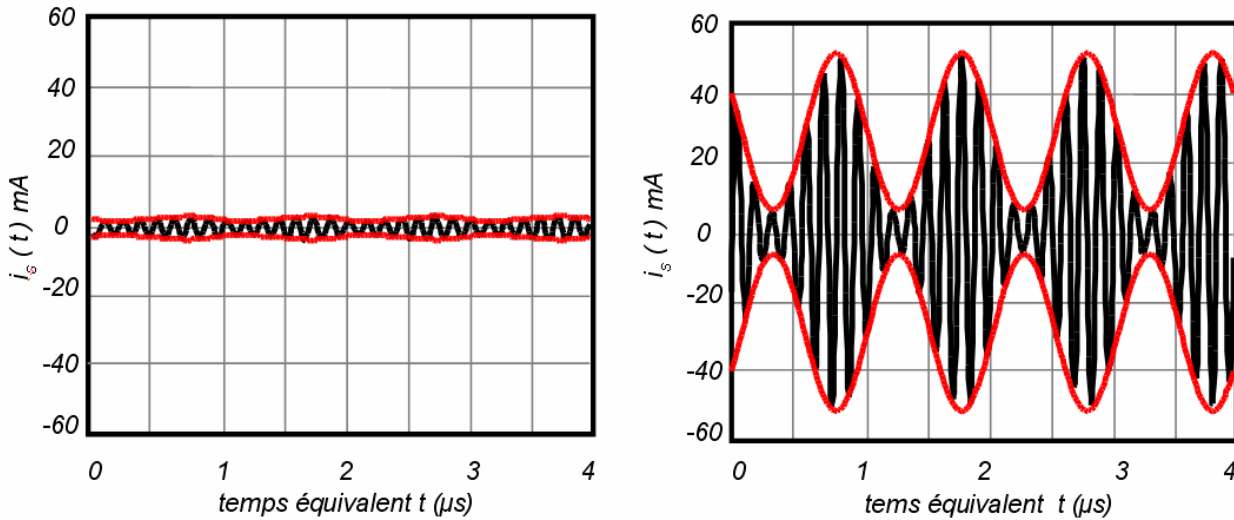


Fig. 3.25 –Enveloppes du courant de sortie autour de f_{p1} et f_{p2} en régime linéaire de fonctionnement de l'amplificateur ($P_{entrée}=6$ dBm)

La figure 3.26 présente en temps équivalent les enveloppes mesurées et corrigées du courant à la sortie de l'amplificateur autour des 2 porteuses f_{p1} (non modulée à l'excitation) et f_{p2} (modulée à l'excitation) quand l'amplificateur fonctionne dans sa zone non linéaire. La courbe de gauche de la figure présente une image temporelle, de l'effet de la transmodulation large bande autour de la porteuse f_{p1} . La courbe de la droite de la figure présente une image temporelle de l'intermodulation autour de la porteuse f_{p2} . Cette intermodulation se traduit par une forte distorsion de l'enveloppe amplifiée autour de cette dernière porteuse.

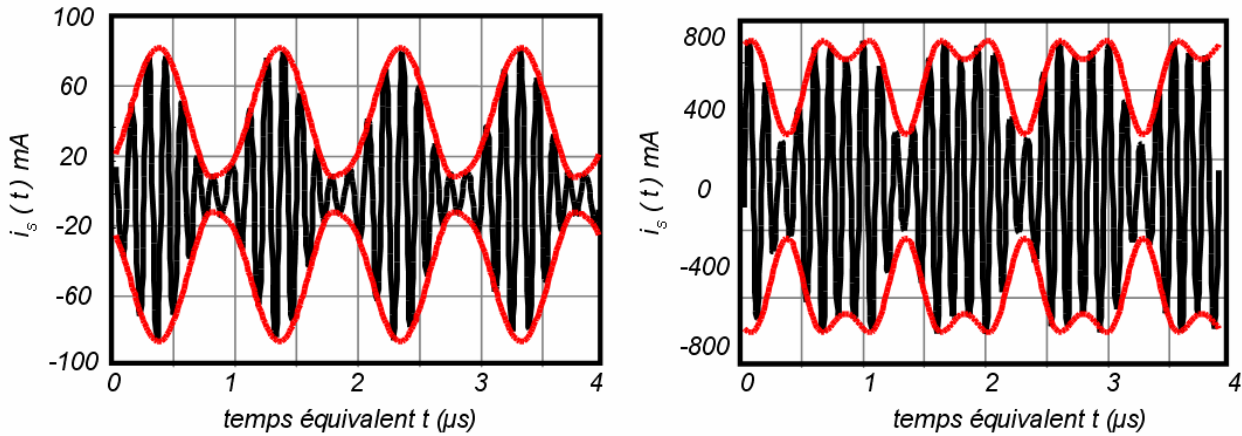


Fig. 3.26 – Enveloppes du courant de sortie autour de f_{p1} et f_{p2} en régime non linéaire de fonctionnement de l'amplificateur ($P_{entrée}=31.9$ dBm)

A partir de ces représentations, il est possible de définir des indices de transmodulation en amplitude et en phase.

$$|Ind_{CM}| = \frac{\text{Max}(|Env_{offset_tone}|) - \text{Min}(|Env_{offset_tone}|)}{\text{Max}(|Env_{offset_tone}|) + \text{Min}(|Env_{offset_tone}|)} \quad (3.21)$$

$$\angle Ind_{CM} = \frac{\text{Max}(\angle(Env_{offset_tone})) - \text{Min}(\angle(Env_{offset_tone}))}{2} \quad (3.22)$$

| | représente le module et \angle représente la phase de l'enveloppe.

La figure 3.27 présente les variations des indices de modulation en amplitude et en phase selon leurs définitions dans (3.21) et (3.22), en fonction de la puissance à l'entrée de l'amplificateur.

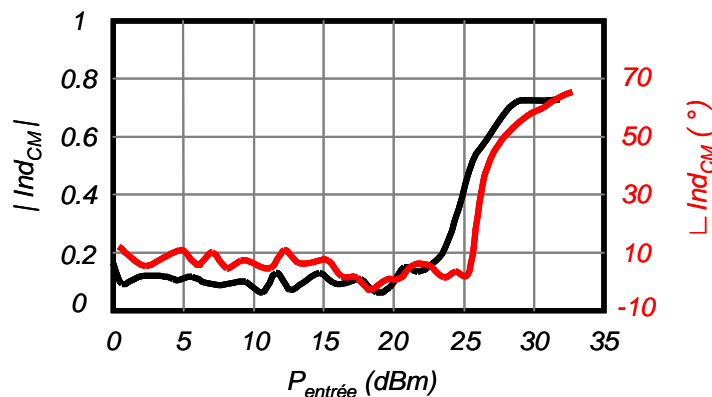


Fig. 3.27 – Indices de modulation en amplitude et en phase autour de la porteuse f_{p1} en fonction de la puissance moyenne d'entrée

Sur cette figure, il est possible de remarquer que les variations des indices de modulation en amplitude et en phase sont proches de zéro lorsque l'amplificateur fonctionne dans sa zone linéaire et ils augmentent fortement lorsque l'amplificateur passe dans sa zone de fonctionnement non linéaire jusqu'à ce que l'amplificateur passe en régime de saturation. Cette information est nouvelle par

rapport aux critères de spécifications données par la société Thales des récepteurs de radionavigations. Elle permet de juger de l'effet de la non linéarité sur une interaction faible signal/fort signal. Cette information peut aussi être extrêmement utile pour la modélisation comportementale de l'amplificateur.

III.4.4 Caractéristiques de transmodulation ($\Delta f=110$ MHz) pour un amplificateur sans mémoire BF

Dans le but de montrer la capacité du nouveau banc de caractérisation à effectuer des mesures temporelles de signaux modulés avec des bandes passantes plus grandes que 100 MHz (la bande passante FI du système est de 160 MHz), la même mesure de transmodulation a été réalisée mais avec un écart entre les porteuses de 110 MHz. Ceci nécessite une bande de traitement du signal de 120 MHz au cours de la mesure et surtout l'étalonnage.

Dans un premier temps, les résultats fréquentiels sont présentés. Sur la figure suivante, sont présentés les spectres de puissance mesurés et corrigés à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur quand ce dernier fonctionne d'une manière linéaire.

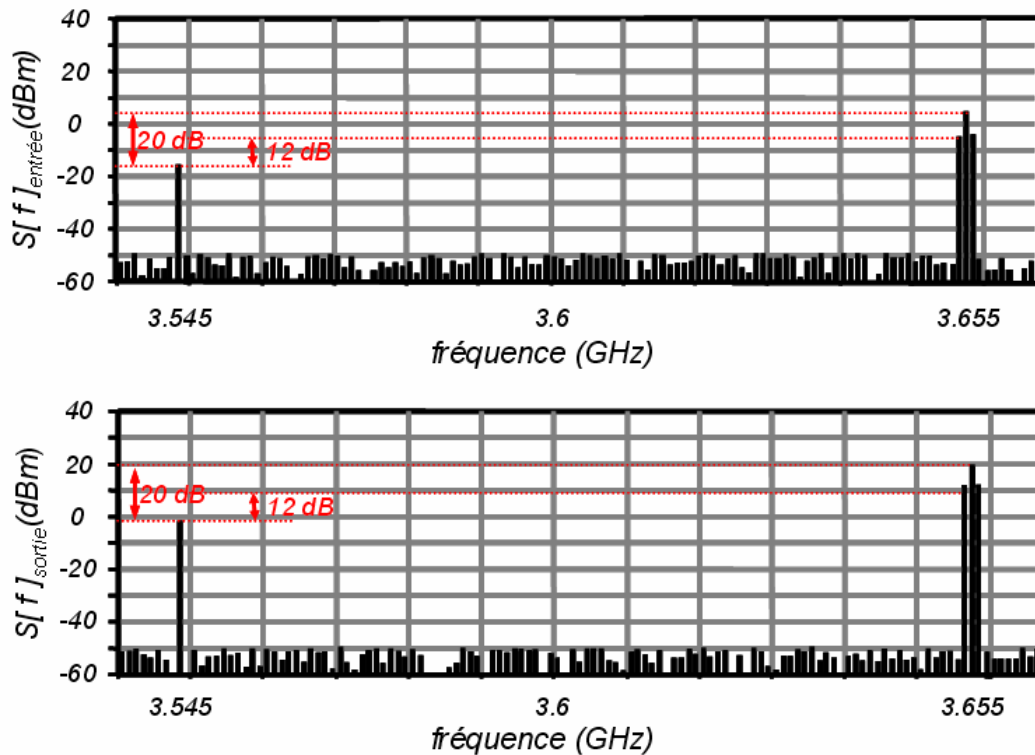


Fig. 3.28 – Spectres en puissance d'entrée et de sortie corrigés pour $P_{\text{entrée}}=6$ dBm (zone linéaire)

La figure 3.29 présente les spectres mesurés et corrigés en puissance d'entrée et de sortie de l'amplificateur quand ce dernier fonctionne en régime non linéaire. Les mêmes résultats sont obtenus que dans le cas d'une excitation de l'amplificateur avec un signal de transmodulation possédant un écart entre les porteuses de 60 MHz.

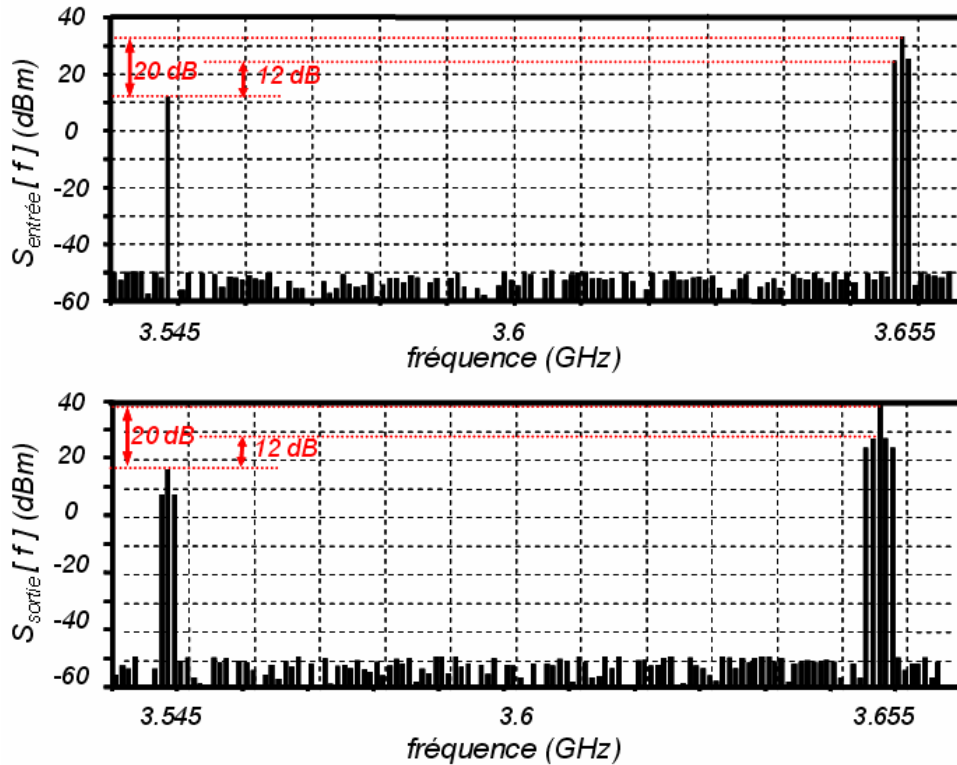


Fig. 3.29 – Spectres en puissance d'entrée et de sortie corrigés pour $P_{entrée}=31.9\text{dBm}$ (zone de compression)

Après la présentation des résultats fréquentiels de la mesure de transmodulation de l'amplificateur Cree sans mémoire BF, les résultats de formes d'ondes temporelles sont présentés. Sur la figure suivante sont illustrées les formes d'ondes temporelles du courant de sortie de l'amplificateur sur chacune des fréquences porteuses (signal utile et brouilleur) quand ce dernier travaille d'une manière linéaire et ensuite dans un régime non linéaire.

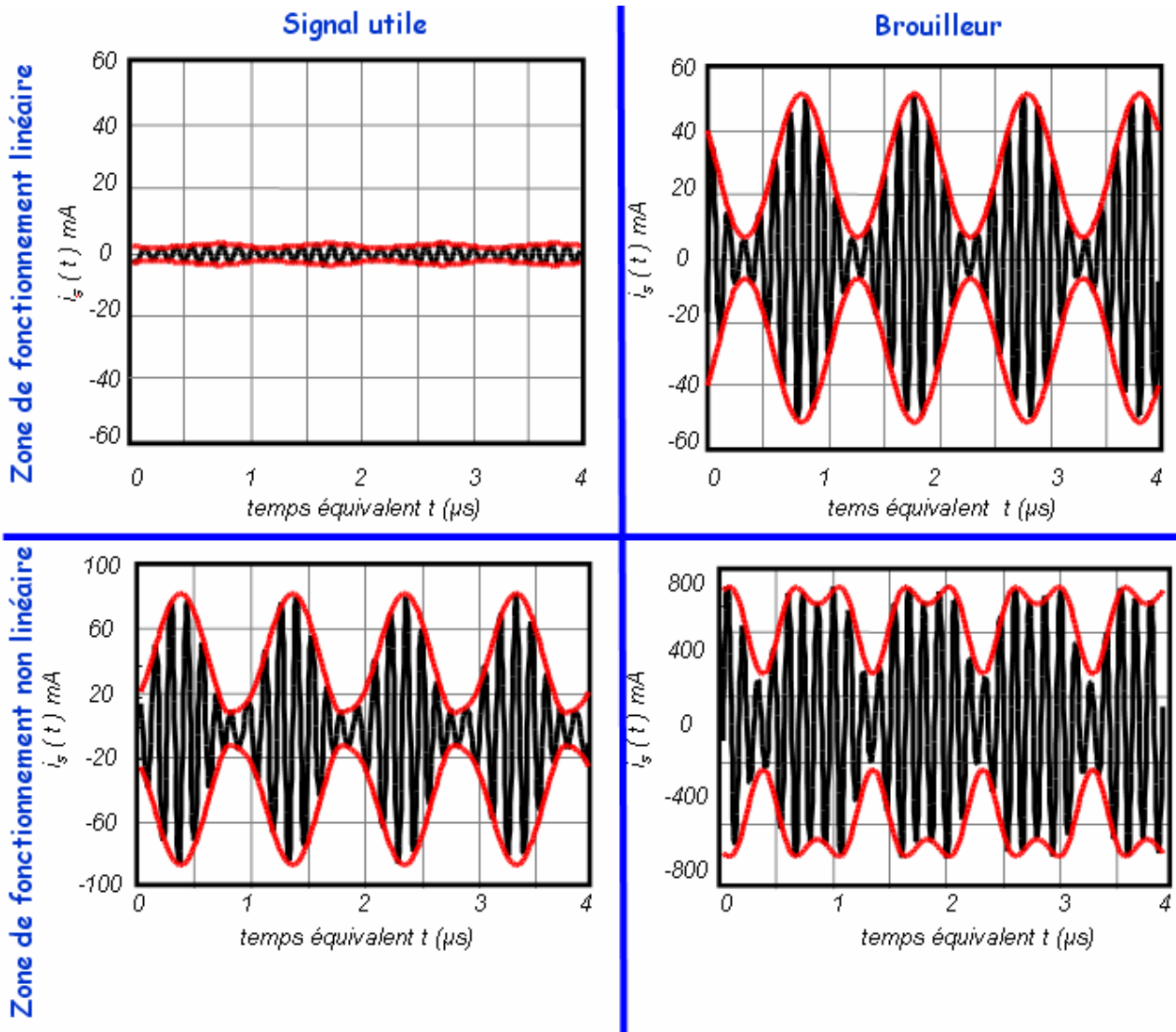


Fig. 3.30 – Envelopes du courant de sortie autour de f_{p1} et f_{p2} en régime linéaire et non linéaire de fonctionnement de l'amplificateur

Les variations des indices de modulation seront présentées dans le paragraphe suivant dans le cadre d'une comparaison par rapport à celles des indices de modulation correspondants au cas d'un amplificateur avec mémoire BF.

III.4.5 Caractéristiques de transmodulation ($\Delta f=110$ MHz) pour un amplificateur avec mémoire BF

Dans le but de montrer la capacité du nouveau banc de caractérisation fonctionnelle d'enveloppe dans le domaine temporel à mesurer les effets de mémoire sur le comportement d'un amplificateur de puissance excité par des signaux modulés large bande, la mesure de transmodulation a été refaite. La même procédure d'étalonnage a été réalisée (la bande passante FI de traitement est alors de 120 MHz). Ensuite deux mesures du même amplificateur de puissance avec le nouvel écart

Δf ont été effectuées. Afin de juger de l'influence des effets mémoire sur la caractéristique de transmodulation, 2 caractérisations ont été réalisées :

- Une caractérisation sur l'amplificateur dans son démonstrateur fourni par le constructeur. Les résultats de cette caractérisation ont été présentés dans le paragraphe précédent.
- Une caractérisation sur l'amplificateur avec une modification du circuit de polarisation du démonstrateur. Deux des capacités connectées au circuit de polarisation du drain ont été enlevées (deux capacités de $1\mu\text{F}$ et $33\mu\text{F}$). Bien que cette modification n'affecte pas les caractéristiques quasi statiques de l'amplificateur de puissance, elle peut introduire ou amplifier des effets de mémoire à basse fréquence lorsque le dispositif est excité par un niveau important de signal modulé. Ces modifications sont de toute première importance dès lors qu'il s'agit de vouloir appliquer des techniques de linéarisation de l'amplificateur telles que l'enveloppe tracking. Effectivement, dans ce type de technique de linéarisation, la polarisation de sortie de l'amplificateur est commandée par une tension variable dont la fréquence est liée à la modulation du signal d'excitation de l'amplificateur. Il est donc nécessaire que le circuit de polarisation soit « ouvert » à ces fréquences de modulation comme cela a déjà été montré dans des travaux antérieurs [3.23], [3.24]. En revanche, il paraît alors judicieux de pouvoir essayer de caractériser les effets mémoire de cet amplificateur dont le circuit de polarisation n'est pas idéal.

La figure suivante présente l'amplificateur et son circuit de polarisation dans son état modifié.

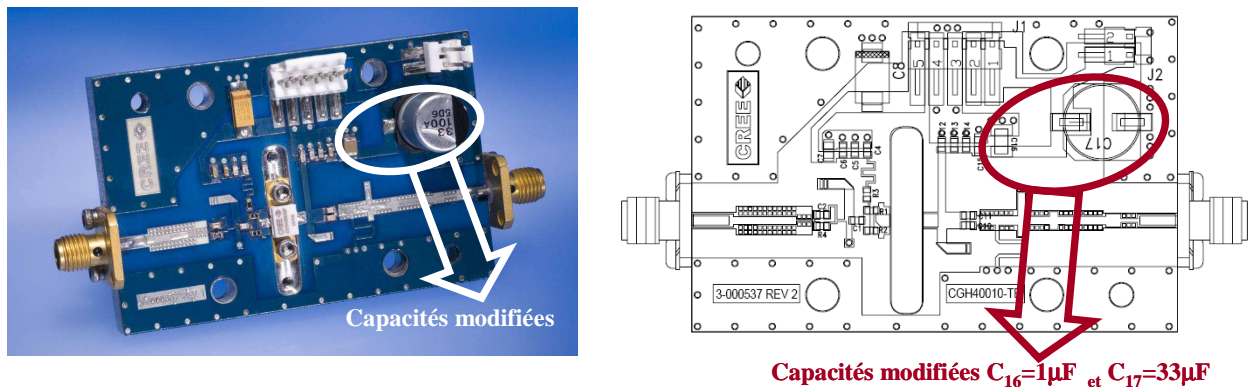


Fig. 3.31 – Circuit démonstrateur de l'amplificateur et les capacités modifiées

III.4.6 Caractéristiques dynamiques de l'amplificateur avec/ sans effets mémoire

BF

Afin de connaître et de juger de la modification apportée sur la polarisation de l'amplificateur, les caractéristiques dynamiques ont été mesurées sur le banc de caractérisation fonctionnelle d'enveloppe 4 canaux large bande (FSQ 4 canaux). Les figures 3.32 et 3.33 montrent les évolutions d'AM/AM et d'AM/PM dynamiques pour un signal d'excitation de type double bande latérale à porteuse conservée (utilisé comme signal brouilleur pour la transmodulation) de fréquence centrale égale à 3.655 GHz, de fréquence de modulation égale à 1 MHz et d'indice de modulation égale à 31.6%. Les courbes obtenues permettent de comparer pour un niveau de puissance d'entrée moyenne de 31 dBm les AM/AM et les AM/PM dynamiques de l'amplificateur sans mémoire (circuit de polarisation non modifié) et celle de l'amplificateur avec mémoire (circuit de polarisation mal découplé). Il est possible d'observer une dégradation du fonctionnement de l'amplificateur dont le circuit de polarisation a été modifié, faisant apparaître des effets mémoire assez importants. Le modèle comportemental simple utilisé précédemment n'est donc plus valable. Il faudra alors développer un nouveau modèle comportemental prenant en compte les effets mémoire. Ce type de modèle pourra être extrait à partir de ce banc de caractérisation fonctionnelle temporelle d'enveloppe grâce à l'utilisation des séries de voltera par exemple [3.25] [3.26].

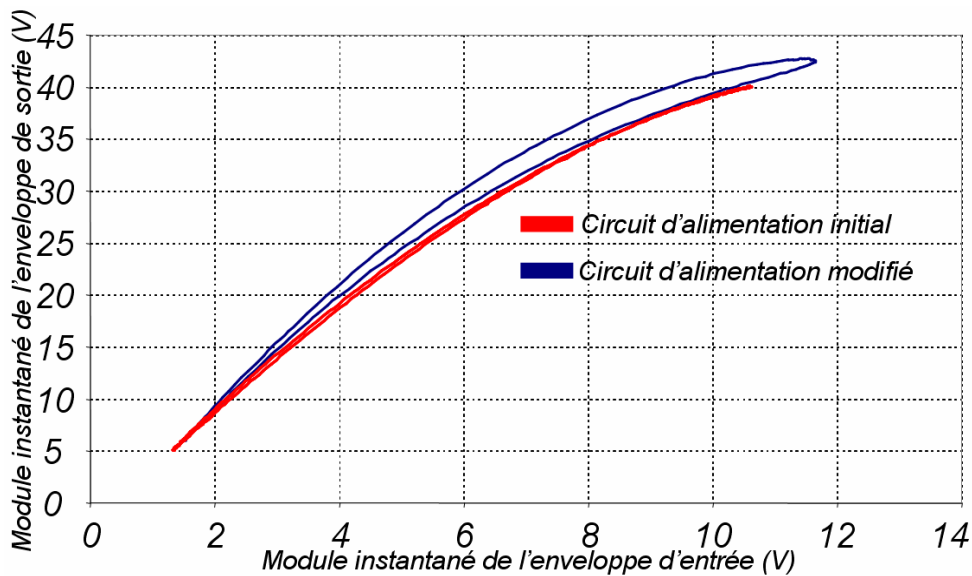


Fig. 3.32 – AM/AM dynamique pour une puissance moyenne d'entrée de 31 dBm (zone de compression)

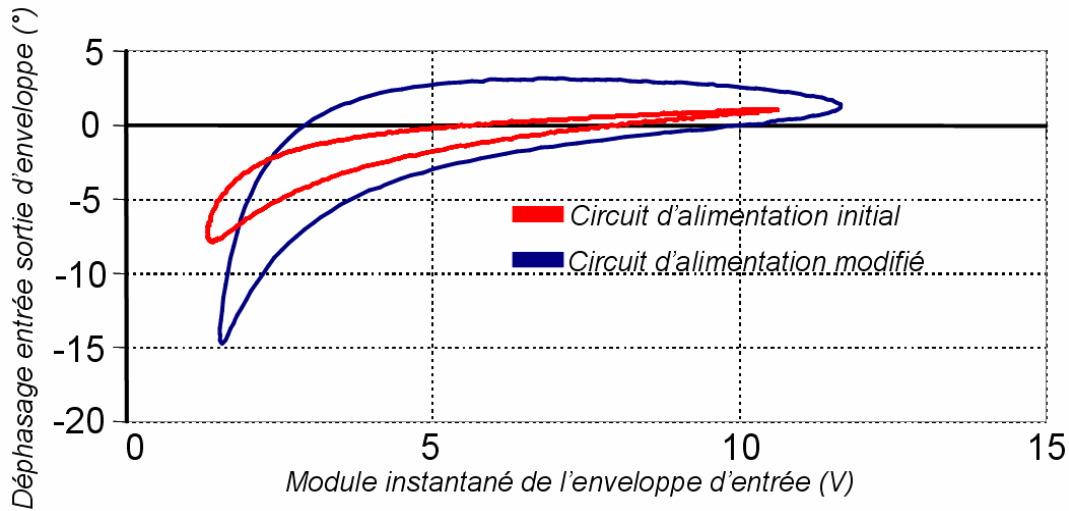


Fig. 3.33 – AM/PM dynamique pour une puissance moyenne d'entrée de 31 dBm (zone de compression)

Lorsque la tension d'entrée de l'amplificateur devient assez importante, sa réponse en tension de sortie devient le résultat d'une fonction non linéaire de la tension d'entrée. Il est alors possible d'observer le transfert de la modulation du brouilleur sur le signal utile. Il est alors aussi possible de comparer les évolutions des indices de modulation en fonction de la mémoire de l'amplificateur.

Dans le cas d'un espacement fréquentiel de 110 MHz entre le signal utile et le brouilleur et pour un amplificateur sans ou avec effets mémoire, des indices de modulation en module et en phase ont été définis et tracés pour présenter l'évolution du phénomène de transmodulation en fonction de la puissance moyenne d'entrée. La figure suivante présente ces indices de modulation en fonction de la puissance moyenne d'entrée.

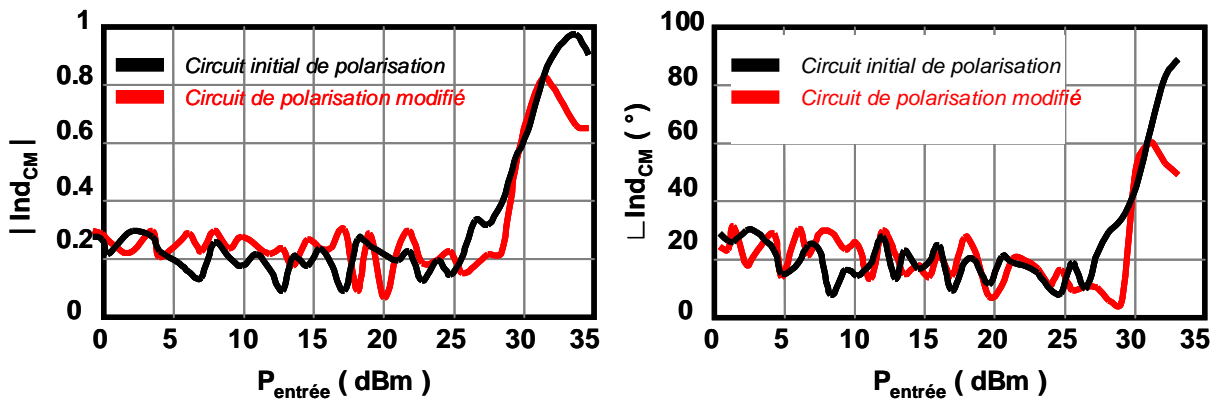


Fig. 3.34 – Indices de transmodulation en amplitude et en phase pour l'amplificateur sans et avec effets mémoire ($\Delta f=110$ MHz)

Une autre manière de présenter le phénomène de modulation sur les enveloppes du signal utile et du brouilleur est présentée dans la suite. Les figures 3.35 (a) et 3.35 (b) présentent respectivement sur une même échelle de temps équivalent les enveloppes du courant de sortie autour

de la porteuse transmodulée f_{p1} (signal utile) et la porteuse modulée en amplitude f_{p2} (brouilleur) pour plusieurs puissances moyennes d'entrée. Ces enveloppes sont présentées pour l'amplificateur avec un circuit de polarisation modifié et pour un écart fréquentiel entre le signal utile et le brouilleur de 110 MHz.

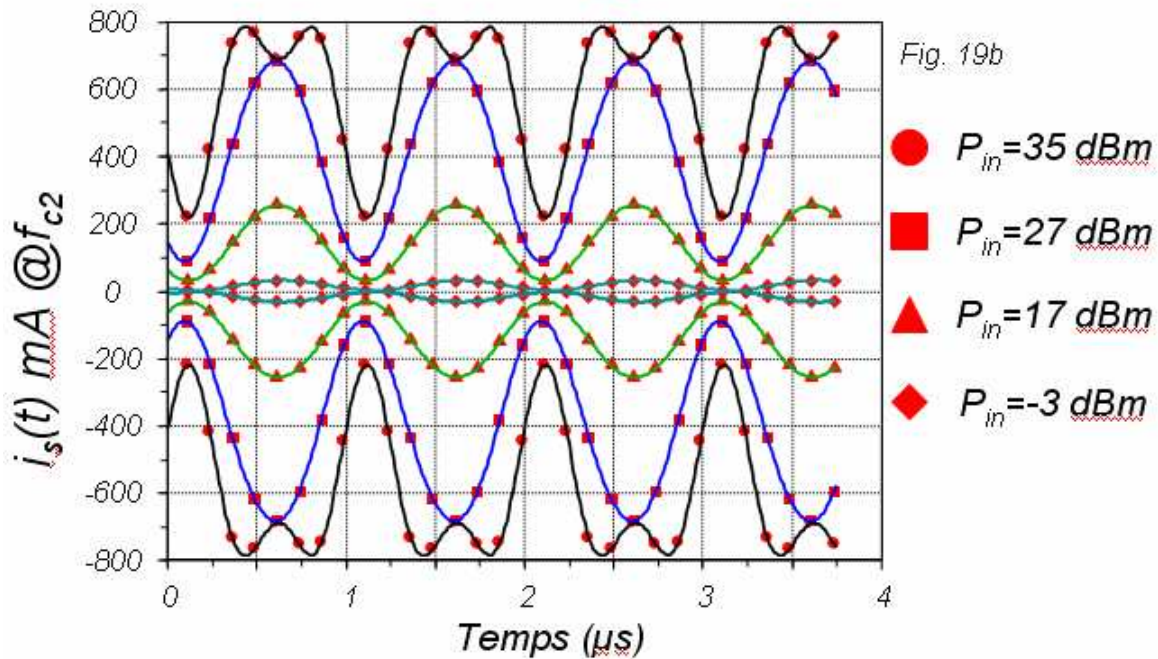
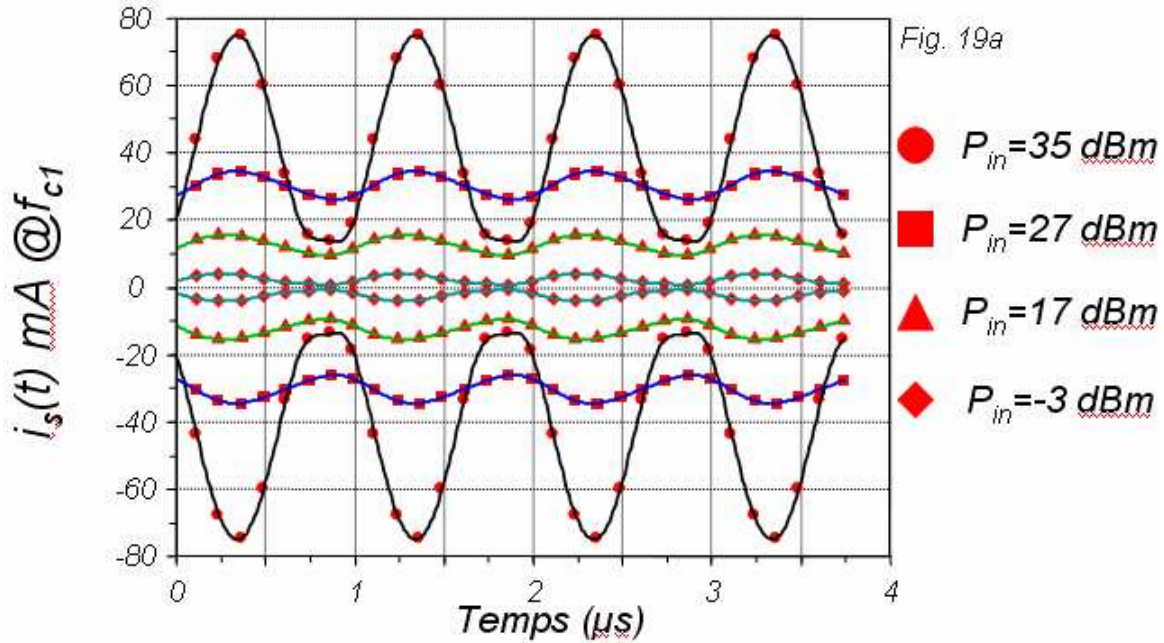


Fig. 3.35 – a) Envelopes du courant de sortie autour de la porteuse transmodulée (signal utile)
 b) – Envelopes du courant de sortie autour de la porteuse modulée en amplitude (brouilleur)

Les évolutions des enveloppes de courant de sortie de l'amplificateur sans ou avec effets mémoire sont présentées dans la figure 3.36. La différence de forme d'ondes temporelles entre le cas de polarisation modifiée et le cas d'une polarisation initiale montrent une autre fois la présence d'effets mémoire basse fréquence plus importants dans le cas d'un circuit de polarisation modifié.

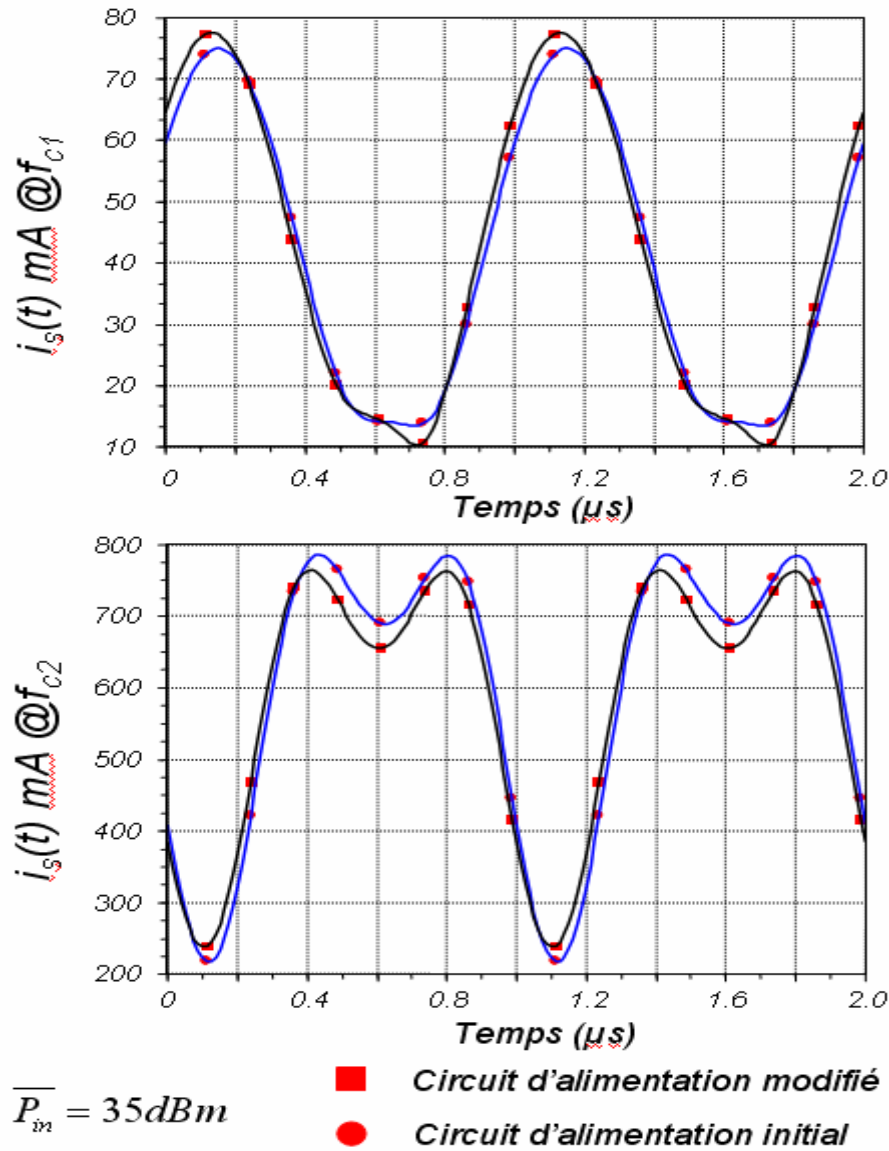


Fig. 3.36 – Enveloppes du courant de sortie autour des 2 porteuses f_{p1} et f_{p2} pour 2 configurations d'alimentation différentes

L'observation des formes d'ondes temporelles donne donc effectivement une information qualitative sur les effets mémoire. Il s'agira à l'avenir d'utiliser ces informations pour extraire des modèles comportementaux robustes et prenant en compte ces aspects de mémoire basse fréquence.

III.5 Modélisation de dispositifs non linéaires à effets de mémoire

De nombreux travaux ont été menés dans le laboratoire concernant la modélisation comportementale d'amplificateur de puissance [3.27] [3.28]. Dans les modèles sans mémoire, le signal de sortie est distordu au niveau de l'amplitude et de la phase (enveloppe complexe)

uniquement en fonction du niveau du signal d'entrée au même instant. Ce modèle de gain complexe peut être représenté de manière symbolique par :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{G}_c(|\tilde{X}(t)|) \times \tilde{X}(t) \quad (3.23)$$

$$\text{Avec } \tilde{G}_c(|\tilde{X}(t)|) = |\tilde{G}_c(|\tilde{X}(t)|)| e^{j\varphi(\tilde{G}_c(|\tilde{X}(t)|))} \quad (3.24)$$

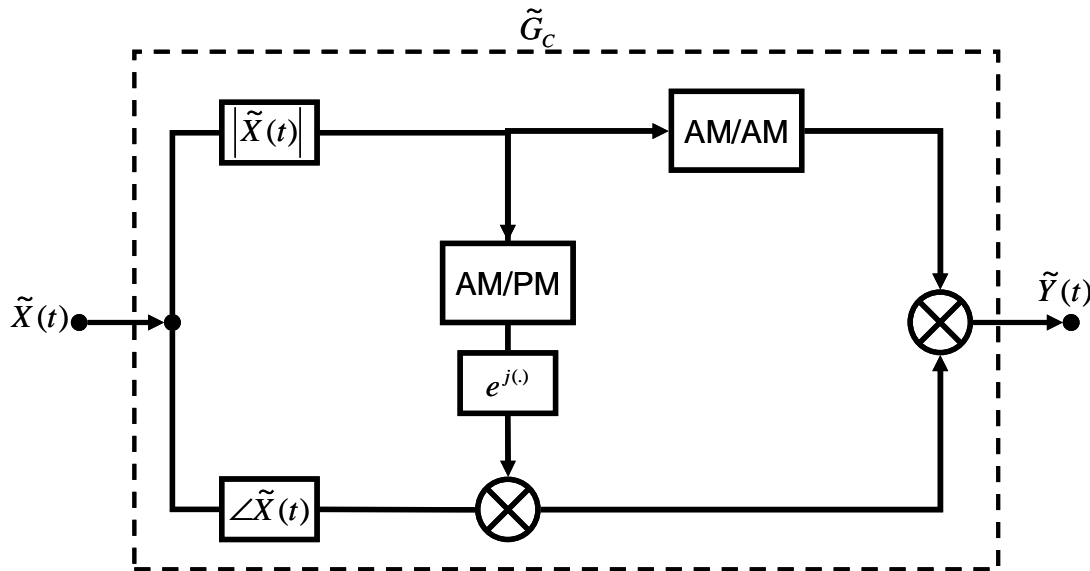


Fig. 3.37 – Schéma de principe du modèle sans mémoire

L'amplitude et la phase du gain complexe $\tilde{G}_c(\cdot)$ représentent les courbes AM/AM et AM/PM. Ce modèle est adapté pour les signaux bande étroite mais lorsque les bandes passantes des signaux modulés augmentent, ce qui est notre cas dans ce travail de thèse, ce n'est plus le cas. Il faut alors travailler, c'est-à-dire essayer de modéliser, les dispositifs en prenant compte les effets de mémoire.

Afin de montrer les limitations des modèles sans mémoire, une comparaison entre la simulation et la mesure du phénomène de transmodulation décrit précédemment a été réalisée. Pour ce faire, nous avons extrait le modèle sans mémoire de l'amplificateur donné par la mesure CW de cet amplificateur à la fréquence 3.63 GHz (fréquence de la porteuse du brouilleur). Nous avons alors obtenu le gain complexe dont le module et la phase sont tracés sur la figure 3.38. L'amplitude du gain complexe du modèle sans mémoire associé à l'amplificateur mesuré est donnée par la fonction polynomiale suivante :

$$|V_s| = 0.13 + 5.9|V_e| + (0.79|V_e|^2 - 91|V_e|^3 + 8.3|V_e|^4 - 0.23|V_e|^5)E^{-3} \quad (3.26)$$

Pour extraire la fonction de variation de phase du modèle quasi-statique de cet amplificateur, un filtre de Stavitzky-Golay [3.22] [3.29] a été utilisé. La mise en œuvre de ce type de filtre permet de décrire la courbe de phase du gain complexe par morceaux. La fonction ainsi obtenue pour le modèle en phase permet de lisser les ondulations mesurées notamment à bas niveau.

Ces courbes lissées ont ensuite été interpolées par des fonctions spline pour simuler le comportement dynamique de l'amplificateur avec le signal d'excitation utilisé pour extraire la caractéristique de transmodulation.

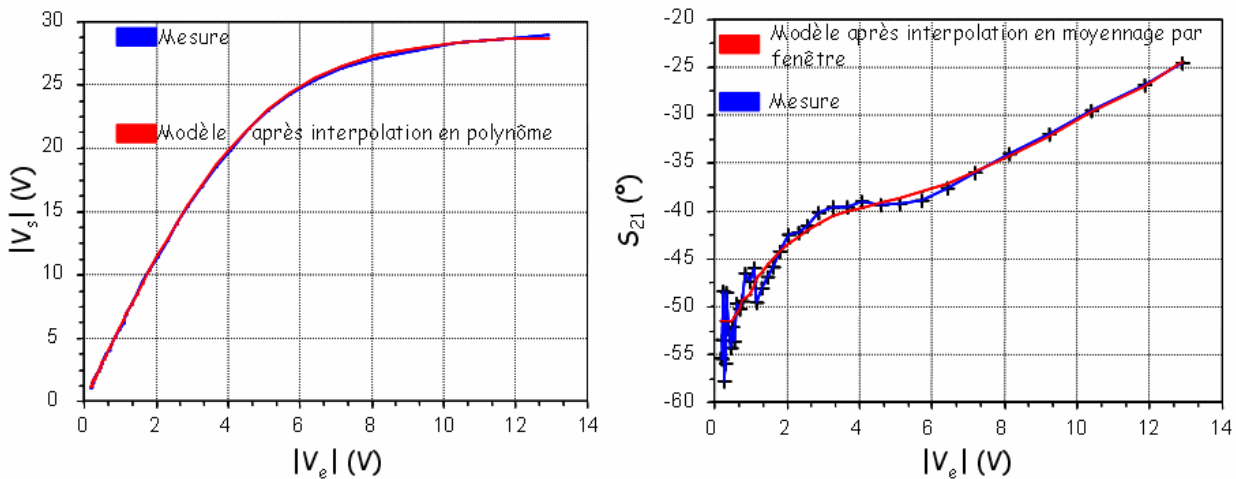


Fig. 3.38 – Gain complexe mesuré de l'amplificateur à $f_0=3.63$ GHz et gain complexe utilisé pour la simulation

La figure suivante donne les représentations temporelle et fréquentielle de l'enveloppe du signal envoyé à l'entrée du modèle pour une puissance moyenne d'entrée de 31.9 dBm. Ce signal d'enveloppe correspond au signal d'entrée utilisé pour la caractérisation de transmodulation dans le cas d'un écartement des porteuses de 60 MHz.

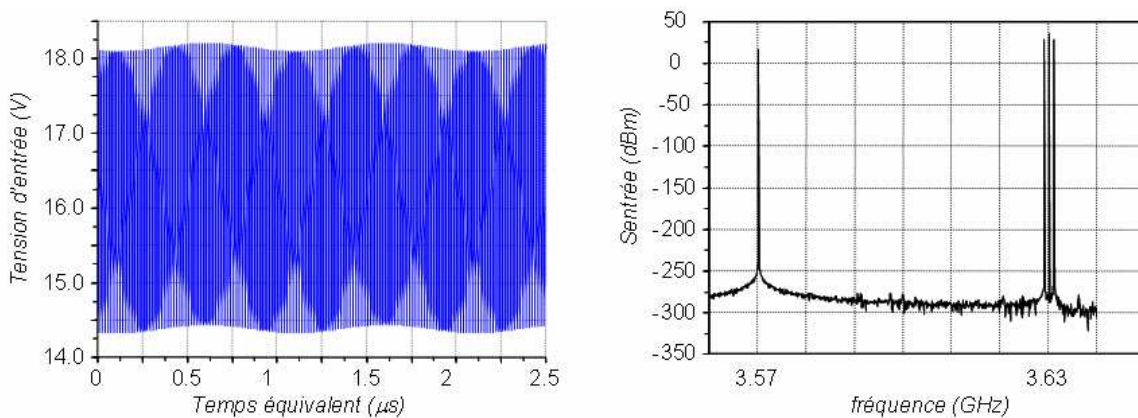


Fig. 3.39 – Signal envoyé à l'entrée du modèle sans mémoire

La figure 3.40 donne la représentation fréquentielle simulée du signal de sortie autour de f_{p1} (signal utile) et autour de f_{p2} (brouilleur).

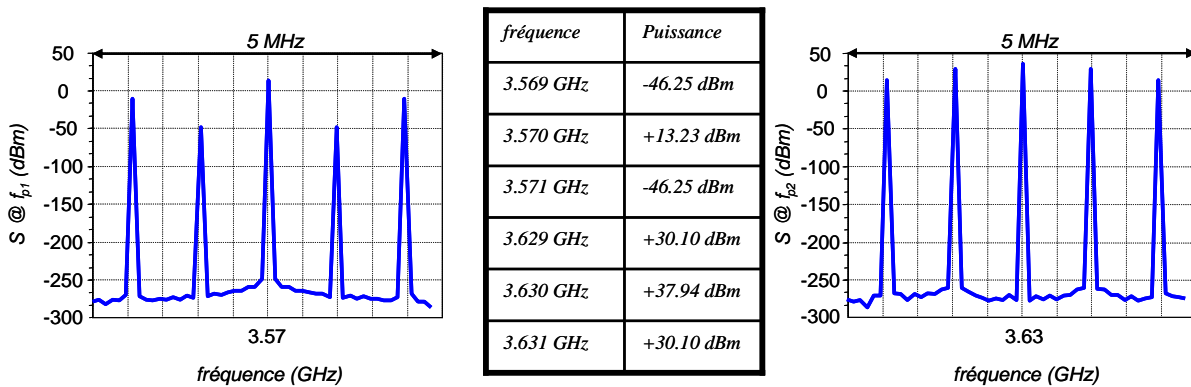


Fig. 3.40 – Spectre du signal à la sortie du modèle sans mémoire

Sur la figure 3.40 le spectre de sortie autour de f_{p2} est le même que celui mesuré. Le taux de modulation de la modulation non translatée est conservé. Il est d'environ 31%. En revanche, le spectre de sortie autour de f_{p1} n'est pas le même que celui extrait au cours de la mesure.

La figure suivante présente le spectre du signal mesuré autour de f_{p1} et f_{p2} .

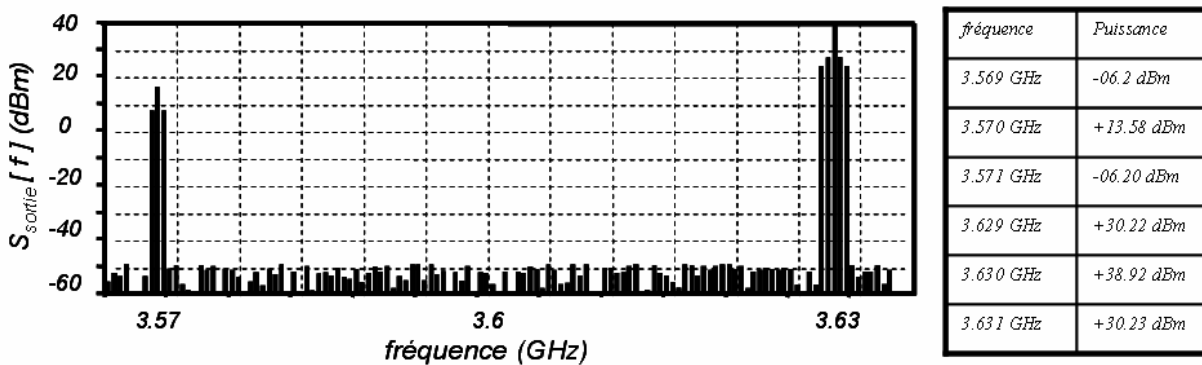


Fig. 3.41 – Spectre du signal mesuré de transmodulation

Il est possible d'observer sur la représentation spectrale des différences d'amplitude importantes entre la mesure et la simulation surtout sur les fréquences de transmodulation autour du signal utile à f_{p1} . Ceci est dû au modèle qui voit un gain complexe statique sans mémoire qui ne correspond pas à la réalité.

Ces résultats montrent bien les limitations du modèle sans mémoire dans le cas d'un signal modulé large bande. Il est donc nécessaire d'utiliser des modèles avec mémoire. L'outil de caractérisation mis en place peut se révéler très intéressant pour extraire ce type de modèle.

Plusieurs types de modèle avec mémoire existent. Ils prennent en compte les effets de mémoire basse fréquence ou les effets de mémoire haute fréquence ou les deux. Pour une description

des effets mémoire à court et long terme indépendamment des technologies des dispositifs à modéliser, le modèle de Volterra fondé sur le formalisme des séries de Volterra à noyaux dynamiques, ou sur le formalisme des séries de Volterra « modulées » permet d'obtenir des modèles plus généraux. Le problème associé à ces modèles réside dans l'identification des noyaux de Volterra qui est extrêmement difficile. L'expression qui régit le modèle de Volterra dynamique à 2 noyaux est alors la suivante [3.30] :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \tilde{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} d\Omega \\ + \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \tilde{H}_2(|\tilde{X}(t)|, -\Omega) \cdot e^{j2\varphi(\tilde{X}(t))} \cdot \tilde{X}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} d\Omega \end{aligned} \quad (3.25)$$

$\tilde{X}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ sont respectivement les enveloppes complexes des signaux d'entrée et de sortie.

H_1 et H_2 sont les noyaux dynamiques d'ordre 1.

$\tilde{X}(\Omega)$ est la transformée de Fourier de l'enveloppe complexe d'entrée.

BW est la bande passante du dispositif à modéliser.

Ω est la pulsation en bande de base.

L'extraction des noyaux dynamiques \tilde{H}_1 et \tilde{H}_2 nécessitent d'utiliser un signal complexe modulé composé :

- D'une fréquence dite « de pompe » à w_0 qui va permettre de balayer la caractéristique AM/AM du dispositif à modéliser.
- D'une fréquence à $w_0 + \Omega$ dont l'amplitude est constante et choisie dans la partie linéaire de la caractéristique AM/AM du dispositif à modéliser.

Pour chaque niveau d'amplitude de la fréquence de pompe, il faut faire varier la fréquence du signal à Ω sur toute la bande passante de l'amplificateur à modéliser.

Le schéma de principe est donné ci-dessous :

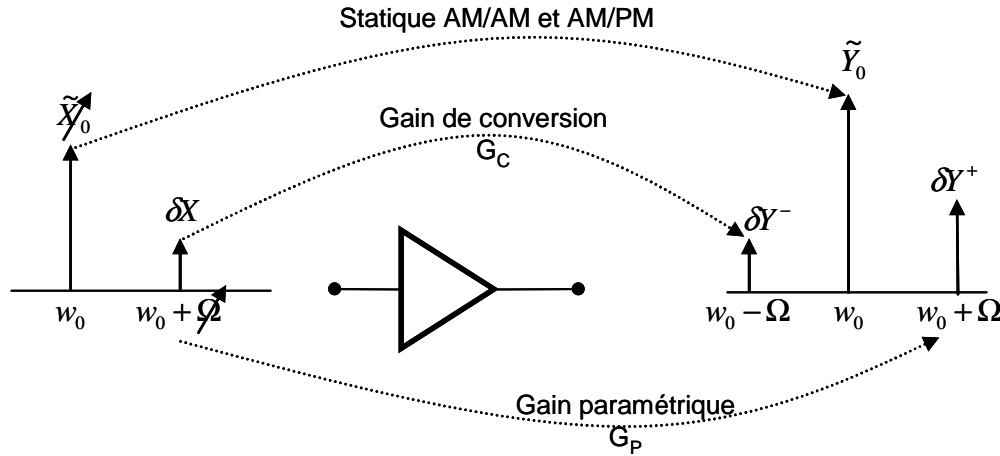


Fig. 3.42 – Procédure d'extraction du modèle de Volterra 2 noyaux

Le signal d'entrée est donc un signal biton généré en bande de base et translaté en RF par modulation I/Q. Son expression en enveloppe complexe est la suivante :

$$\tilde{X}(t) = \tilde{X}_0 + |\delta\tilde{X}| e^{j\varphi_{\delta X}} e^{i\Omega t} \quad (3.26)$$

Lorsque ce signal traverse une non linéarité, il donne naissance à une raie d'intermodulation à une fréquence symétrique de $w_0 + \Omega$ par rapport à w_0 . Ce signal de sortie peut alors s'écrire :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{Y}_0 + |\delta Y^+| e^{j\varphi_{\delta Y^+}} e^{j\Omega t} + |\delta Y^-| e^{j\varphi_{\delta Y^-}} e^{-j\Omega t} \quad (3.27)$$

Par identification avec les équations du modèle (équation 3.25), il est alors possible d'exprimer les noyaux sous la forme suivante [3.30] :

$$\tilde{H}_0(\tilde{X}_0) = \frac{\tilde{Y}_0}{\tilde{X}_0} \quad (3.28)$$

$$\tilde{H}_1(\tilde{X}_0, \Omega) = \frac{|\delta Y^+| e^{j\varphi_{\delta Y^+}}}{|\delta\tilde{X}| e^{j\varphi_{\delta X}}} - \frac{\partial \tilde{H}_0(\tilde{X}, \tilde{X}^*)}{\partial \tilde{X}} \Big|_{\tilde{X}=\tilde{X}_0} \quad (3.29)$$

$$\tilde{H}_2(\tilde{X}_0, -\Omega) = \frac{|\delta Y^-| e^{j\varphi_{\delta Y^-}}}{|\delta\tilde{X}| e^{j\varphi_{\delta X}}} - \frac{\partial \tilde{H}_0(\tilde{X}, \tilde{X}^*)}{\partial \tilde{X}^*} \Big|_{\tilde{X}=\tilde{X}_0} \quad (3.30)$$

En observant ces deux expressions, force est de constater la nécessité de connaître simultanément (en module et en phase) les composantes spectrales en bande de base des signaux d'entrée et de sortie aux accès du dispositif à tester.

La connaissance de ces signaux peut être obtenue à l'aide du banc de caractérisation fonctionnelle temporelle large bande 4 canaux développé au cours de ce travail de thèse.

On peut donc constater que l'extraction du modèle des noyaux des séries de Volterra requiert l'utilisation du banc de caractérisation parfaitement étalonné pour extraire les formes d'ondes temporelles de signaux modulés dont la bande de modulation est scindée en n intervalle. L'intérêt du banc de caractérisation développé au cours de cette thèse réside dans le fait qu'un étalonnage relatif et absolu a été mis en œuvre (l'étalonnage de type 4 au chapitre II) permettant de calibrer en une seule étape pour $(n+1)$ fréquences. Le signal à utiliser pour l'étalonnage est le suivant :

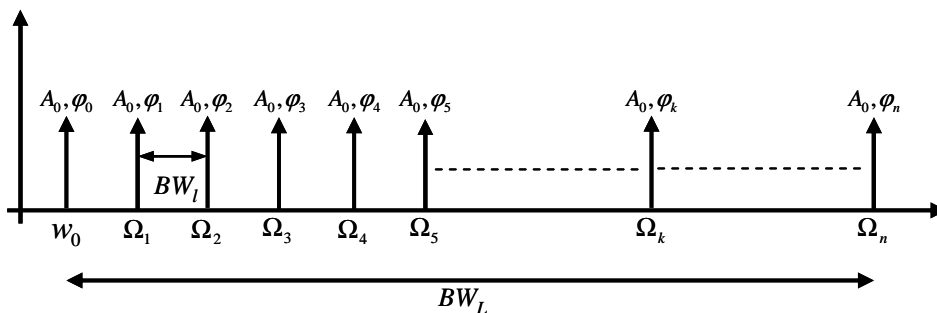


Fig. 3.43 – Spectre du nouveau signal de test au cours de l'étalonnage

Les capacités du banc en terme de bande passante sont alors les suivantes et sont liées aux limitations sur la génération des signaux plus qu'à la réception de ces signaux :

- $BW_L \leq 120$ MHz.
- $BW_l \leq 10$ KHz.
- $n_{max} = 8192$ (fonction de taille de la mémoire du générateur en bits).

Une fois cet étalonnage réalisé selon le type 4 défini au chapitre II (amplitude égale et répartition de phases de Shroeder), il faut alors à partir du fichier contenant les $(n+1)$ matrices de correction créer n fichiers contenant 2 matrices de correction aux pulsations ω_0 et Ω_1 .

Ensuite, il faut réaliser n enregistrements des formes d'ondes temporelles aux bornes du dispositif à tester avec les signaux de test suivants :

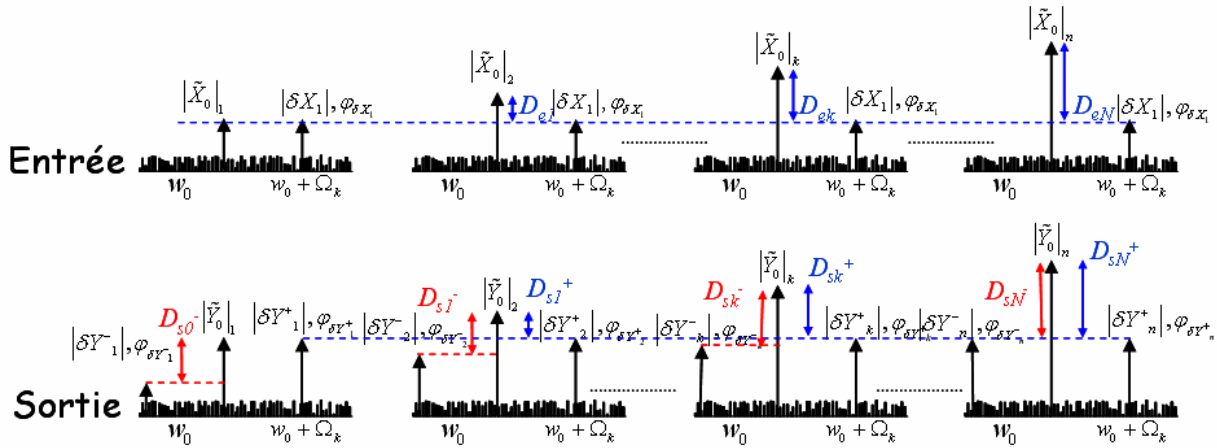


Fig. 3.44 – Spectres de signaux à l'entrée et à la sortie d'un dispositif sous test pour l'extraction du modèle à mémoire

Sur cette figure apparaissent des variables D_{e1} , D_{ek} , D_{eN} , D_{s1} , D_{sk} , D_{sN} qui correspondent aux dynamiques nécessaires du banc de caractérisation pour que la mesure soit la plus précise possible. Les contraintes sur ces dynamiques sont alors les suivantes :

- 1) Il est nécessaire que les signaux les plus faibles ne soient pas « noyés » dans le plancher de bruit. Or dans la configuration du banc, une attention toute particulière a été décrite dans le chapitre II et III sur le calcul des atténuateurs FIXES placés à l'entrée du FSQ 4 canaux. Les valeurs d'atténuateurs sont choisies suffisamment fortes pour que le récepteur fonctionne toujours de manière linéaire lorsque les niveaux de puissance sont élevés. Cette contrainte est donc très forte et peut se transformer en inconvénient majeur sur ce banc de caractérisation. Plusieurs solutions existent pour pallier ce problème. La première consisterait à utiliser des atténuateurs variables. Deux procédures de mesure et surtout d'étalonnage sont alors possibles.
 - a) Caractériser en paramètre $[S_{21}]$ des différentes positions d'atténuateur et corriger les différentes matrices de correction par ces paramètres S_{21} . Dans cette solution, les désadaptations résiduelles ne sont pas prises en compte.
 - b) Faire un étalonnage pour chaque position d'atténuateur et lors de la mesure utiliser le bon étalonnage en fonction de la valeur de l'atténuateur utilisé. Cette solution permet de prendre en compte les désadaptations résiduelles mais peut conduire à des problèmes de raccordement des courbes au changement d'atténuateur. Ces problèmes de raccordement sont liés aux incertitudes « naturelles » liées à la multiplicité des étalonnages pour obtenir une seule courbe paramétrée par rapport à $|\tilde{X}_0|$.

2) Lorsque le banc de caractérisation est soumis à la fois à la présence de signal fort et de signal faible (cas D_{eN} ou D_{sN}), il est nécessaire que la dynamique globale du système soit la plus élevée possible. Si tel est le cas, alors la mesure des interactions fort/faible signal est précise. Dans notre banc de caractérisation, cette dynamique globale est liée :

- a) A la dynamique des têtes d'échantillonnage (elle a été entièrement caractérisée et les résultats sont donnés au chapitre II).
- b) Aux gains de conversion des circuits FI : les résultats de leurs caractérisations une fois associés aux têtes d'échantillonnage ont été aussi donnés au chapitre II.
- c) A la dynamique des CAN. Celle-ci est liée comme cela été vu au chapitre I au nombre de bits sur lequel les CAN travaillent, mais aussi aux gains variables ou fixes des amplificateurs de la chaîne de traitement de ces CAN. Elle est liée aussi au niveau de bruit et au S/N de ces CAN. Dans le travail de cette thèse les CAN utilisés sont ceux d'un oscilloscope Tektronix TDS5104 travaillant sur 8 bits qui, sans technique additive de traitement (moyennage, dithering, etc....) limite la dynamique en première approximation à 48 dB. Cette contrainte de dynamique maximale pleine échelle est forte et constitue la caractéristique principale à améliorer dans le banc de caractérisation développé à ce jour.

Ces caractéristiques pour l'extraction des modèles comportementales d'amplificateurs de puissance n'ont pas pu être menés à terme au cours de cette thèse et constitue une perspective forte à donner à ce travail.

III.6 Application du banc de mesure à la réception des signaux modulés complexes

III.6.1 Introduction

Dans la partie précédente du troisième chapitre, le nouveau prototype de récepteur 4 canaux à sous-échantillonnage large bande (FSQ 4 canaux) a été présenté comme un nouveau outil

d'instrumentation pour la caractérisation temporelle large bande des dispositifs microondes non linéaires. Pour ces applications, des signaux « simples » utilisés en instrumentation comme les signaux CW et les signaux modulés multi-tons ont été utilisés. Dans ce paragraphe, le FSQ 4 canaux sera présenté comme une solution efficace pour faire de la réception multi canaux de signaux modulés réels de télécommunication. Des mesures d'enveloppes complexes microondes vont être présentées notamment des signaux de modulation numérique. Les 2 phases de génération et de réception d'une modulation QPSK large bande seront présentées en détail.

III.6.2 Rappel sur les principes généraux des modulations numériques

Dans les modulations numériques, le message $m(t)$ à transmettre est issu d'une source binaire. Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base qui s'écrit sous la forme :

$$m(t) = \sum m_k \cdot \xi(t - kT) \quad (3.31)$$

Avec $m_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ et $\xi(t)$ une forme d'onde appelée formant ou filtre de mise en forme prise dans l'intervalle $[0, T[$. Le message est transmis en utilisant une porteuse RF définie par l'équation suivante :

$$x_{RF}(t) = A_{RF} \cdot A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (3.32)$$

Cette porteuse est caractérisée par trois grandeurs physiques que sont :

- L'amplitude $A(t)$
- La phase $\varphi(t)$
- La fréquence f_0

Afin de transmettre le signal utile $m(t)$ appelé par la suite signal modulant, une de ces trois grandeurs physiques est modulé au rythme de $m(t)$ définissant ainsi trois types de modulation : La modulation d'amplitude, la modulation de phase et la modulation de fréquence.

D'après l'équation (3.32), tout signal modulé peut donc s'écrire comme :

$$x_{RF}(t) = A_{RF} \left(A(t) \cos(\varphi(t)) \cos(2\pi f_0 t) - A(t) \sin(\varphi(t)) \sin(2\pi f_0 t) \right) \quad (3.33)$$

Cette équation montre que tout signal modulé s'écrit comme une double modulation en quadrature à partir de laquelle sont définis les signaux en phase et en quadrature de phase appelés respectivement $I(t)$ et $Q(t)$ tels que :

$$\begin{cases} I(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \\ Q(t) = A(t) \sin(\varphi(t)) \end{cases} \quad (3.34)$$

Les signaux I et Q définissent ainsi l'état électrique de la porteuse.

Une modulation numérique consiste donc à définir une correspondance entre un groupe de m bits constituant le message à transmettre et le symbole (I, Q) ou (A, φ) décrivant l'état de la porteuse. L'alphabet constitué est formé alors de 2^m symboles. A chaque symbole émis va correspondre un signal élémentaire.

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leur valeurs dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M) et dans l'alphabet (B_1, B_2, \dots, B_M) . Les différents types de modulation seront caractérisés par cet alphabet et par la fonction $\xi(t)$ qui est ici la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme des signaux $I(t)$ et $Q(t)$.

$$s_k(t) = a_k \cdot \xi(t - kT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_k \cdot \xi(t - kT) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (3.35)$$

Ce signal peut être représenté dans le plan à travers une décomposition de Fresnel comme le montre la figure 3.45. A chaque signal élémentaire, correspond dans l'espace de Fresnel un point M_k et l'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation.

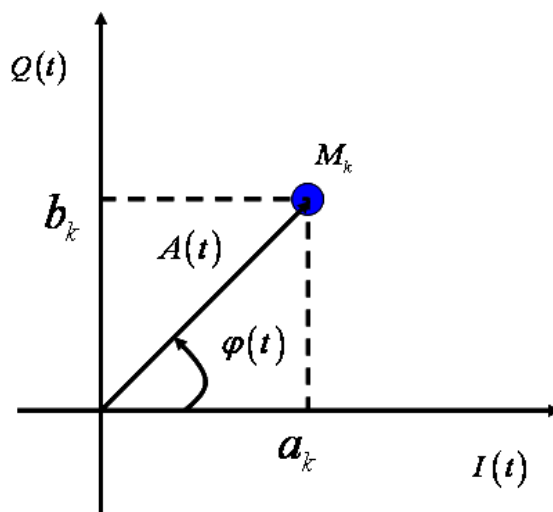


Fig. 3.45 – Représentation polaire du symbole

Le choix d'une modulation sera fondé sur la constellation qui, suivant les applications, mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur. Ce choix va également se porter sur l'occupation spectrale du signal modulé et surtout sur la simplicité de la réalisation.

III.6.3 Génération d'une modulation QPSK

La génération d'une modulation QPSK se divise en 2 étapes. La première étape dite génération numérique du signal en bande de base est effectuée sur le PC. La deuxième étape dite analogique est effectuée sur un générateur de signaux modulés. Le générateur utilisé dans notre cas est un générateur rohde & schwarz SMBV100A-K02. Comme pour le générateur SMB-B106 utilisé pour la génération des signaux multi-tons, ce générateur possède un modulateur I/Q d'une fréquence d'échantillonnage maximale de 90 MHz. Sur la figure suivante est présenté le synoptique de la génération d'une modulation numérique de type QPSK.

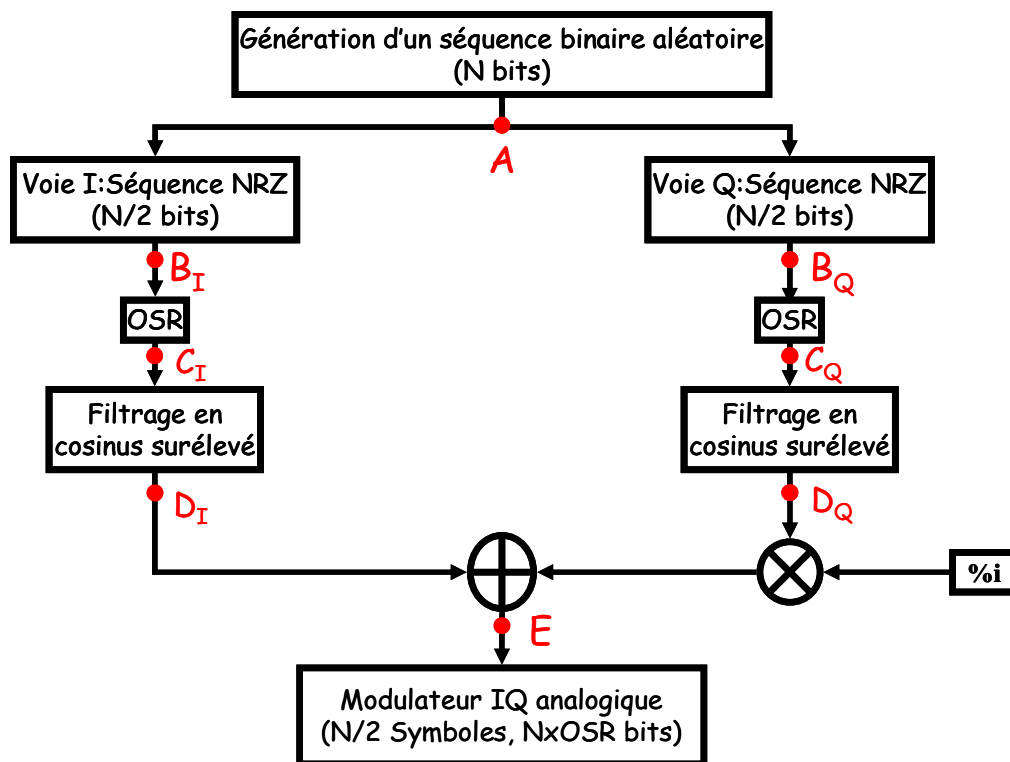


Fig. 3.46 – Synoptique de génération de modulation QPSK

Dans un premier temps, une séquence de valeurs binaires aléatoires est générée. Au point « A » du synoptique de génération, une telle séquence peut avoir la forme présentée sur la figure suivante.

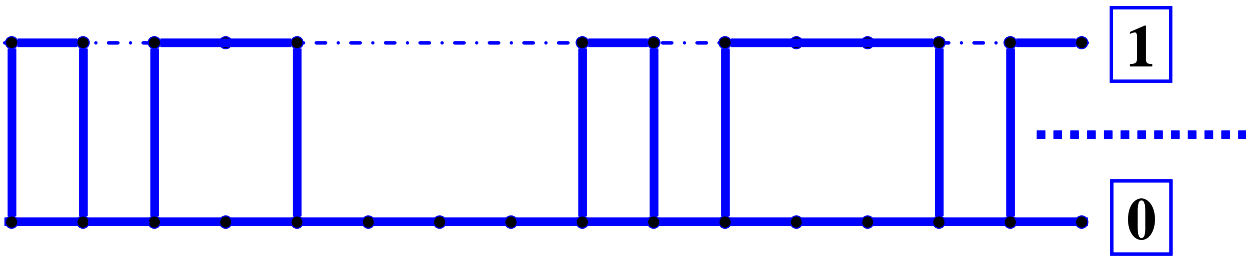


Fig. 3.47 – Séquence binaire aléatoire

La séquence binaire générée sera ensuite divisée en deux séquences « NRZ » (No Return to Zero). Au point « B₁ », la première séquence correspond à la voie I d'un modulateur I/Q. La deuxième correspond à la voie Q. Un exemple d'une suite NRZ est présentée sur la figure suivante.

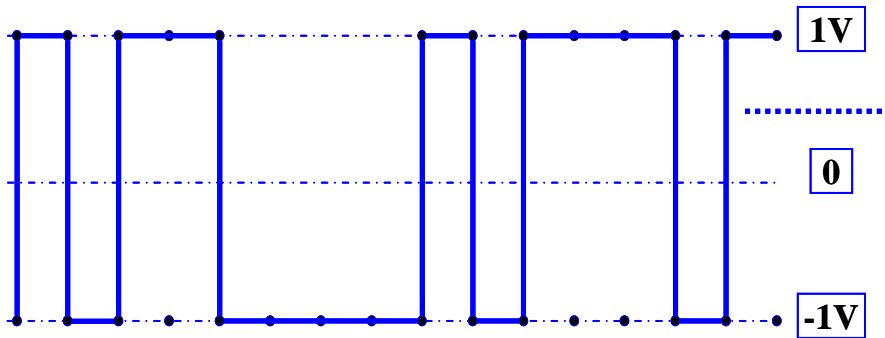


Fig. 3.48 – Séquence NRZ

Dans la pratique un signal temporel correspondant à une telle séquence possède un spectre de puissance avec des lobes secondaires qui consomment beaucoup de ressources en terme de bande de fréquence utilisée. Un exemple de spectre d'un signal NRZ est présenté sur la figure suivante. Il est donc nécessaire de supprimer ces lobes secondaires en utilisant des techniques de filtrage adaptées.

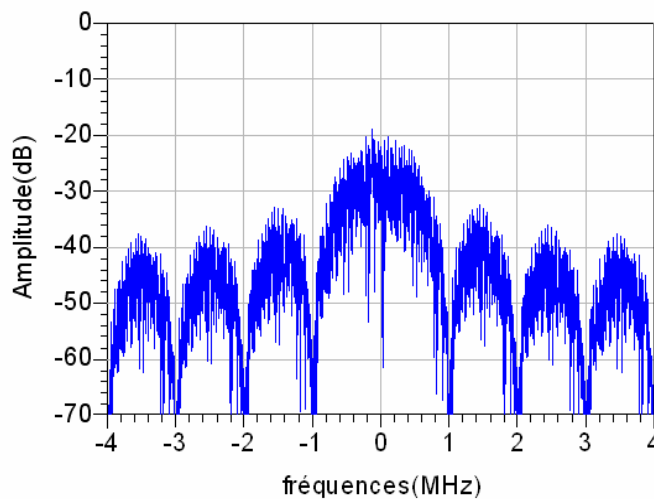


Fig. 3.49 – Exemple de spectre de puissance d'un signal temporel NRZ

Donc, pour réduire la largeur de bande du signal émis, il est nécessaire de faire un filtrage des signaux I/Q en bande de base tout en assurant une condition d'IES (interférence entre symboles)

nulle. Pour cela, il faut utiliser un filtre au minimum dont la réponse impulsionnelle s'annule tout les kT_s où T_s est la durée d'un symbole [3.31].

Le filtre le plus généralement utilisé dans les normes télécommunications est le filtre en racine de cosinus surélevé dont la réponse fréquentielle est représentée sur la figure suivante.

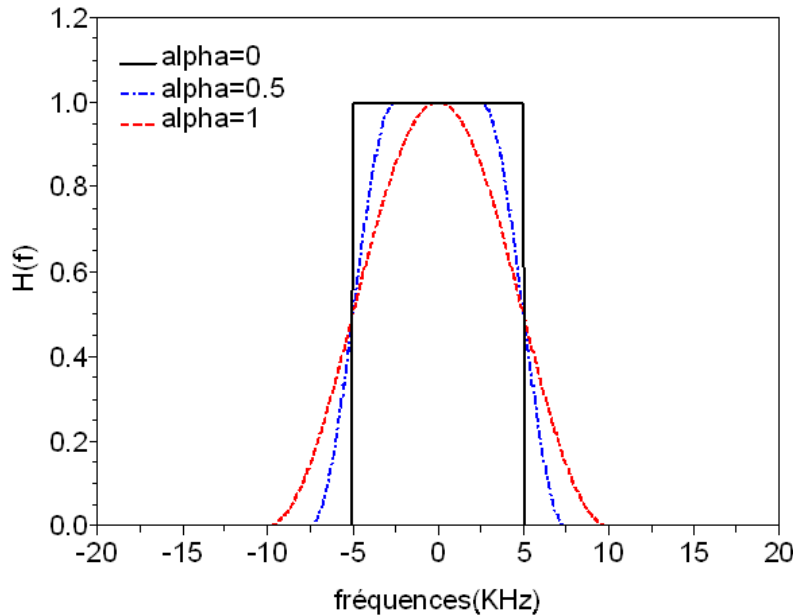


Fig. 3.50 – Réponse fréquentielle d'un filtre à racine de cosinus surélevé

La fonction de transfert du filtre est définie par l'équation ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{T_s}{2} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha} (2|f|T_s - 1) \right] \right\}, & \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ T_s, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.36)$$

α est le coefficient d'excès de bande du filtre. La figure précédente montre les variations de la bande passante du filtre en fonction de la valeur de α .

La fonction temporelle de filtrage appliquée sur chacune des séquences de la voie I et Q, donnera au signal bande de base sa forme finale. Donc avant d'appliquer cette fonction sur les séquences, un sur-échantillonnage binaire de génération est appliqué aux séquences (un extrait du signal au point C_1 (cf. Fig. 3.46) du synoptique de génération est présenté sur la figure 3.51. Quand ceci est associé au filtrage, un étalement de la réponse impulsionnelle de chacune des voies du

symbole est observé. Cet étalement est très utile au niveau de la réception du signal QPSK. Un sur-échantillonnage réel va permettre de récupérer le signal avec beaucoup plus de précision.

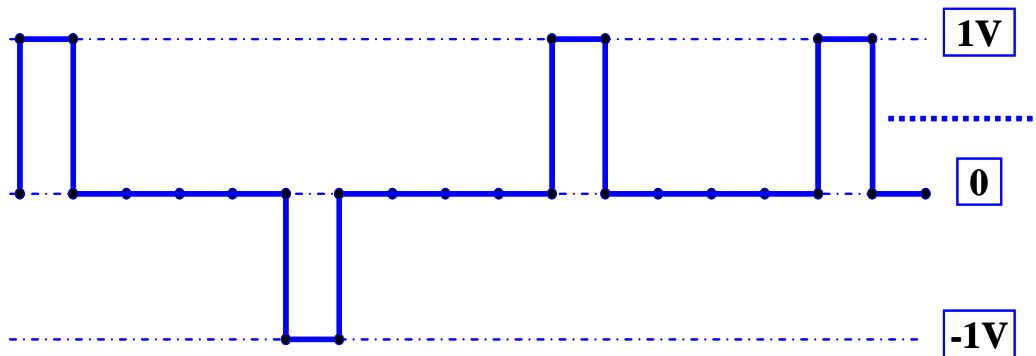


Fig. 3.51 – Séquence NRZ sur-échantillonnée (osr=4)

Dans le cas d'une modulation QPSK filtrée, les filtres en bande de base de type *RRC* (Root Raised Cosine filter) ont une réponse impulsionnelle qui génère des temps de montée et de descente ainsi que des ondulations des signaux rectangulaires idéaux adoucissant ainsi les transitions entre symboles. On obtient alors une forte suppression des lobes secondaires sur le spectre du signal modulé. Mais en contre partie, la forme temporelle du signal modulé va montrer des variations du module de l'enveloppe.

Dans ce cas, la représentation vectorielle (diagramme vectoriel) des symboles générés au point E du synoptique de génération montre des transitions entre tous les états représentatifs de la constellation comme le montre la figure suivante. Ces transitions ne sont pas exactes. Cette dégradation du signal est aussi visible sur une représentation de type « diagramme de l'œil » d'un extrait du signal étalé et filtré au point D_I.

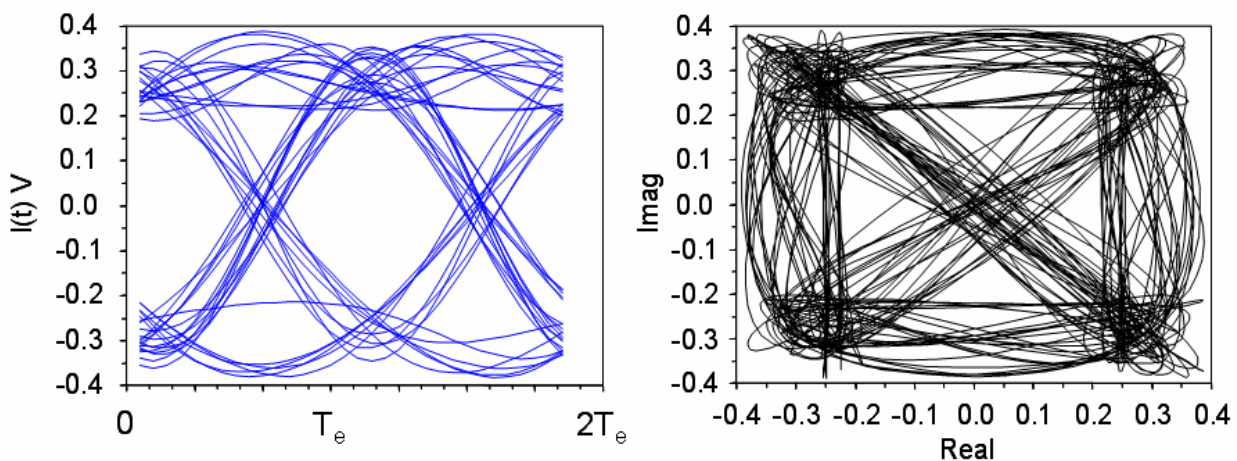


Fig. 3.52 – Diagramme de l'œil et diagramme vectoriel de signal modulé à la génération

III.6.4 Réception d'une modulation QPSK avec le FSQ 4 canaux

La réception d'une modulation QPSK (3.125 MHz) se réalise à travers deux étapes. Grâce au FSQ 4 canaux large bande développé dans ce travail de thèse (1 seul canal est utilisé dans ce cas), une première conversion de fréquence du signal modulé autour de la porteuse RF est réalisée. Le signal modulé est alors translaté par cette conversion autour d'une porteuse FI à l'entrée des CAN qui vont pouvoir le numériser. Après numérisation, il va falloir translater le signal FI modulé en bande de base pour avoir accès à l'information numérique. Cette translation est possible grâce à une démodulation I/Q logicielle comme celle présentée au paragraphe précédent. La figure suivante présente un synoptique de la réception intégrant le bloc analogique et le bloc numérique logiciel.

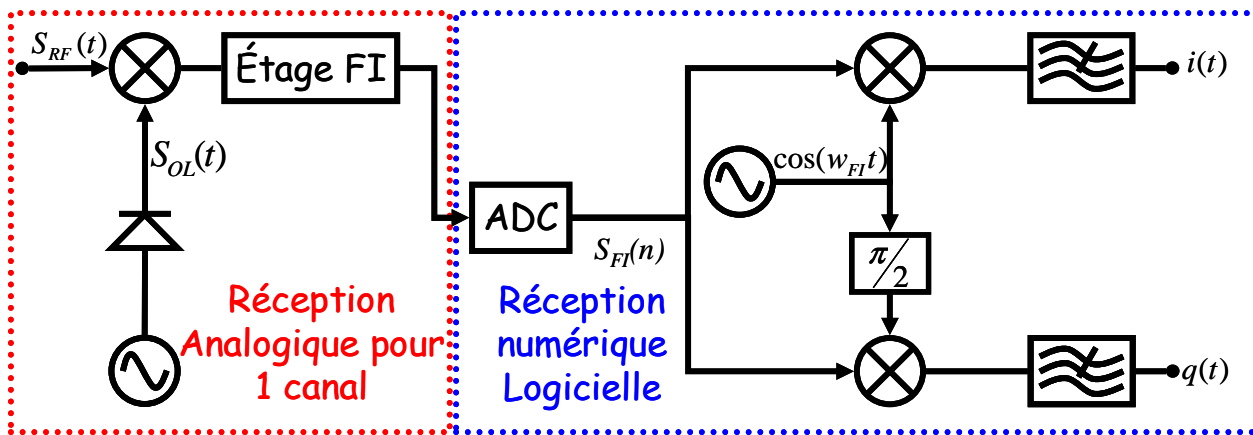


Fig. 3.53 – Synoptique de Réception d'une modulation QPSK (1 canal)

La figure 3.54 montre les diagrammes vectoriels en entrée et en sortie du récepteur. On observe une rotation de φ_0 entre ces diagrammes vectoriels. Cette rotation de phase est due au déphasage entre les OL d'émission et de réception et au temps de propagation du signal dans le récepteur. Un retard ou décalage temporel d'une durée proportionnelle au déphasage entre les enveloppes complexes en entrée et en sortie du récepteur est la raison de cette non synchronisation entre les signaux à l'émission et à la réception.

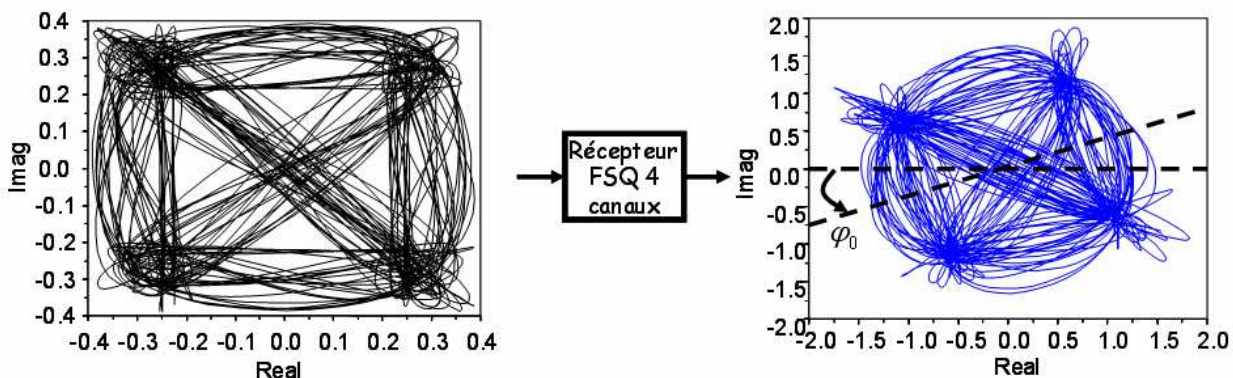


Fig. 3.54 – Diagramme vectoriel en entrée et en sortie du récepteur

Une procédure d'étalonnage et de synchronisation logicielle est proposée dans cette partie de la thèse. Plusieurs techniques de synchronisation des enveloppes complexes d'un signal dont l'acquisition est faite à deux instants différents ont été publiées [3.32] [3.33]. En général, ces méthodes utilisent l'inter-corrélation temporelle [3.34]. Les mesures étant discrétisées en temps, le retard ne peut être déterminé qu'avec la précision optimale T_e où T_e désigne la période d'échantillonnage. Nous avons choisi de faire une estimation du retard dans le domaine fréquentiel où la discrétisation est faite en fréquence afin d'avoir une meilleure précision dans le domaine temporel [3.35]. Si $\tilde{x}(t)$ et $\tilde{y}(t)$ représentent respectivement l'enveloppe complexe du signal à l'entrée et à la sortie du récepteur, la sortie du récepteur peut être approximée au premier ordre en fonction de l'entrée dans sa zone linéaire par l'équation (3.37).

$$\tilde{y}(t) = K \times \tilde{x}(t - \tau) e^{j\varphi_0} \quad (3.37)$$

K est l'erreur absolue en amplitude du prototype de récepteur 4 canaux large bande. En désignant par $\tilde{X}(f)$ la transformée de Fourier de l'enveloppe complexe à l'entrée du récepteur, la transformée de Fourier à la sortie est donnée par l'équation (3.38). « f » est la fréquence équivalente bande de base de l'enveloppe complexe.

$$\tilde{Y}(f) = K \times \tilde{X}(f) e^{j(2\pi f\tau + \varphi_0)} \quad (3.38)$$

La transformée de Fourier de l'inter-corrélation entre les enveloppes complexes d'entrée et de sortie est le produit des transformées de Fourier conjuguées et est donnée par l'équation (3.39).

$$\begin{aligned} TF[corr(\tilde{x}(t), \tilde{y}(t))] &= [\tilde{X}(f)] \times [\tilde{Y}(f)]^* \\ &= [\tilde{X}(f)] \times [\tilde{X}(f)]^* e^{-j(2\pi f\tau + \varphi_0)} = K^2 |X(f)|^2 e^{-j(2\pi f\tau + \varphi_0)} \end{aligned} \quad (3.39)$$

Un retard moyen τ déterminé par cette méthode sur la bande de modulation et la rotation de phase φ_0 en calculant l'argument de cette inter-corrélation fréquentielle qui n'est autre que le facteur de phase de l'inter-corrélation fréquentielle donnée par l'équation (3.39). Sa représentation en fonction de la fréquence est donnée par la figure 3.55. Elle montre que cet argument est une fonction linéaire de la fréquence dans le domaine des fréquences correspondant à la bande du signal utilisé. La phase à l'origine des fréquences correspond à φ_0 et la pente de la droite est proportionnelle à τ . La figure suivante représente l'évolution de la puissance et de la phase dans le domaine fréquentiel pour

un signal de type QPSK centré sur porteuse RF de fréquence égale 1.02 GHz et de débit égale à 3.125 MHz.

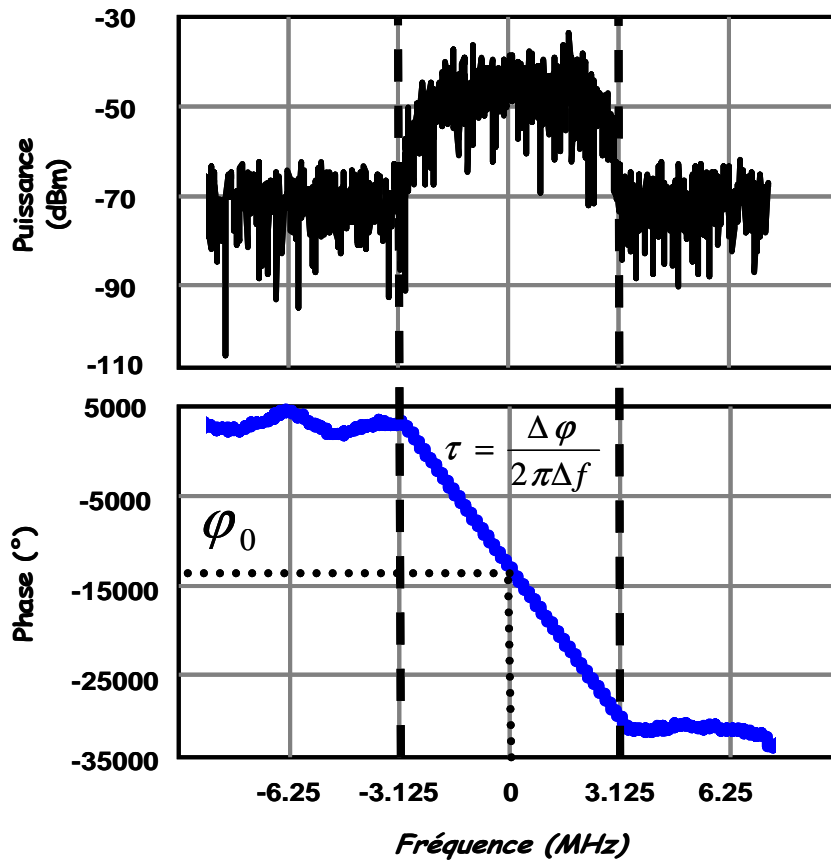


Fig. 3.55 – Argument de l'inter-corrélation entrée sortie du récepteur

Après estimation de τ et de φ_0 , les enveloppes complexes entrée/sortie mesurées séquentiellement sont synchronisées de façon logicielle par l'algorithme défini par l'organigramme représenté sur la figure 3.56.

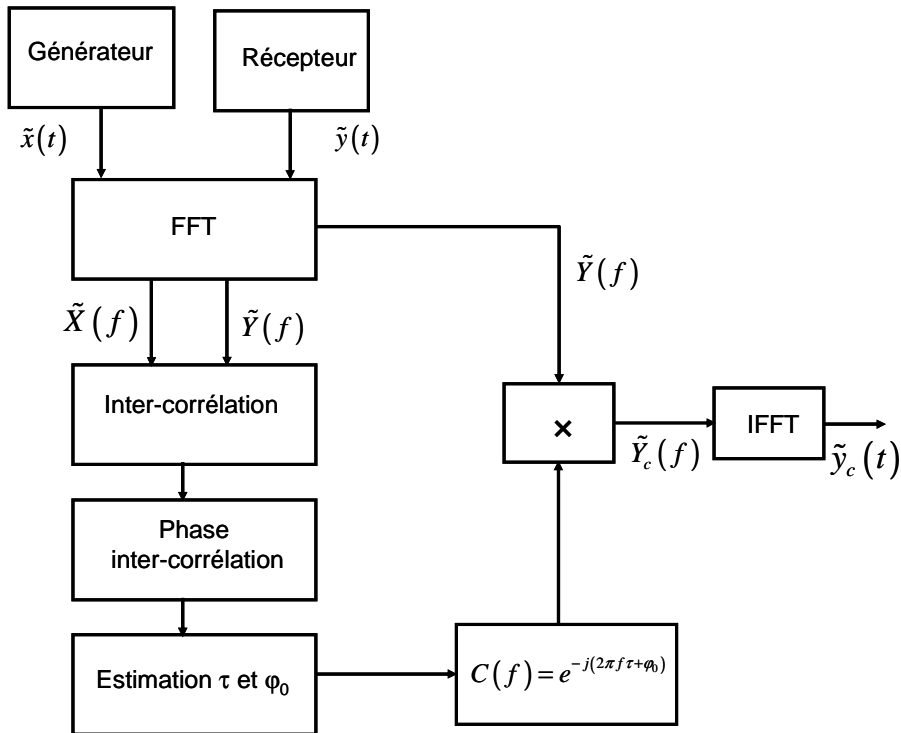


Fig. 3.56 – Organigramme de la procédure de synchronisation logicielle

Il est à noter que la synchronisation est réalisée dans le domaine fréquentiel. La figure 3.57 (b) montre la superposition des modules des enveloppes complexes à l'entrée et à la sortie du récepteur FSQ 4 canaux après correction et synchronisation. La figure 3.57 (a) montre le diagramme vectoriel du signal à la sortie du récepteur après correction de phase et synchronisation. Il est possible de constater que les enveloppes à l'entrée et à la sortie du récepteur sont maintenant en phase. La constellation est retournée à sa position initiale.

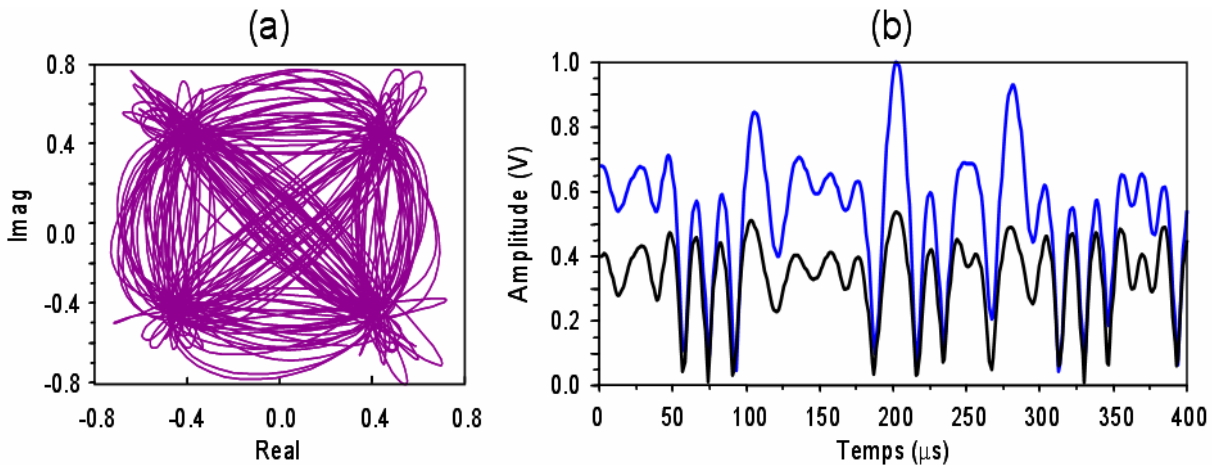


Fig. 3.57 – Diagramme vectoriel de la modulation après synchronisation logicielle et superposition des modules des enveloppes à l'émission et à la réception après synchronisation

Le prototype de FSQ 4 canaux réalisé au cours de ce travail de thèse permettait de démoduler un signal modulé RF comme le font les FSQ commerciaux utilisés par exemple dans la figure suivante [3.22].

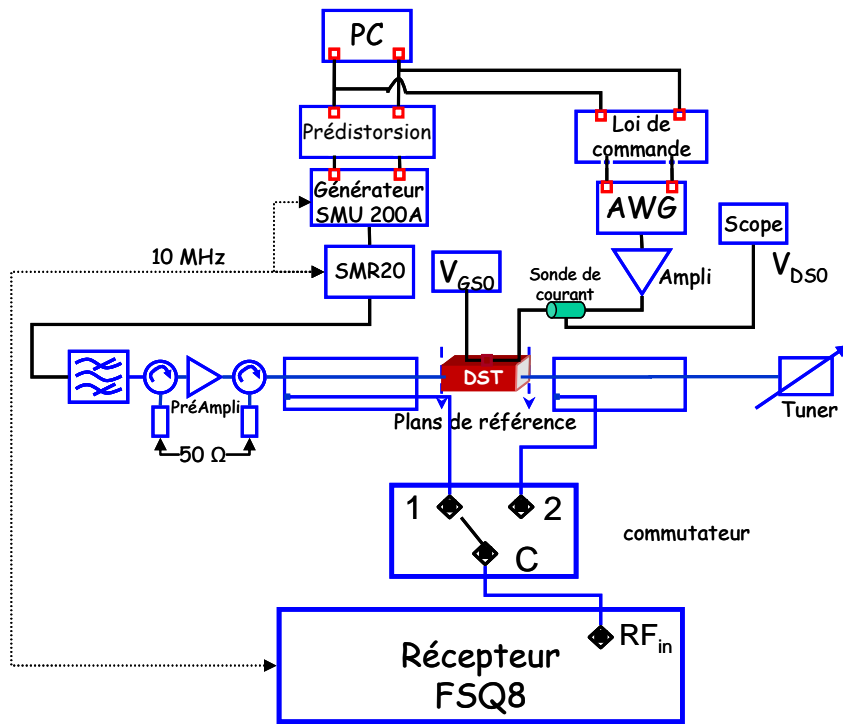


Fig. 3.58 – Banc de caractérisation temporelle monté autour d'un FSQ commercial

Tout l'intérêt du prototype de FSQ 4 canaux réside dans le fait qu'il pourrait être utilisé tel que présenté dans la figure suivante.

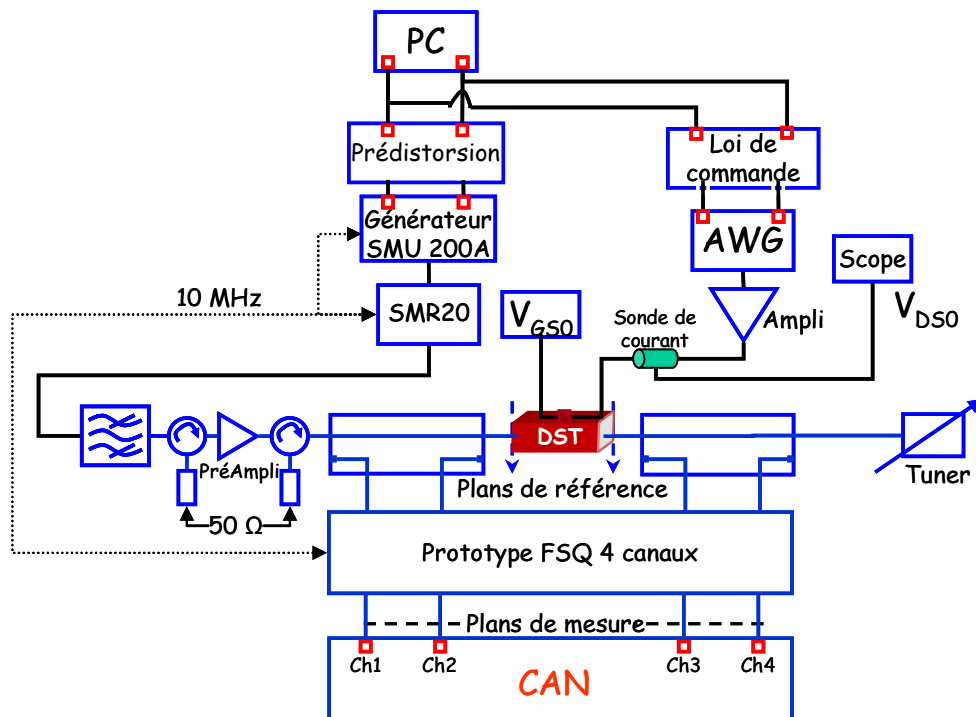


Fig. 3.59 – Banc de caractérisation temporelle monté autour du prototype FSQ 4 canaux

Le récepteur FSQ 8 est alors remplacé par le prototype FSQ 4 canaux entièrement étalonné aux fréquences définies par la modulation utilisée. Comme la génération du signal modulé est périodique, le spectre associé est forcément un spectre de raies dont le contenu spectral peut être parfaitement défini. Une fois déterminée cette représentation spectrale du signal de test, il est possible de générer un signal d'étalonnage conforme à ce qui a été conforme au chapitre 2 (étalonnage de type 4) avec le SMU pour étalonner totalement le banc de caractérisation fonctionnelle temporelle d'enveloppe large bande. Par rapport au banc utilisé sur la figure 3.59, cela signifie que la procédure de synchronisation liée à l'utilisation du commutateur est entièrement supprimée et remplacée par un étalonnage du banc. L'acquisition des ondes d'entrée et de sortie se fait donc de manière simultanée et non de manière séquentielle. Cela signifie que toutes les techniques de linéarisation mises en place dans les travaux précédents peuvent parfaitement s'appliquer au banc de caractérisation conçu lors de ce travail de thèse. Malheureusement, cette application n'a pu être mise en œuvre au cours de ces trois années de travail. C'est une perspective importante à donner à ce travail. Cela permettrait ainsi de comparer les résultats sur les techniques de linéarisation obtenus sur 2 bancs différents en terme de technique de réception et aussi en terme de dynamique. Effectivement, le FSQ 8 (1 canal) fonctionne avec le principe de translation de fréquence par mélange simple comme pour un analyseur de spectre. La démodulation matérielle I/Q est faite ensuite après translation hétérodyne multiple, filtrage et échantillonnage à la fréquence de 80 MHz des signaux I/Q sur 14 bits.

Le prototype FSQ 4 canaux développé au cours de ce travail de thèse fonctionne avec le principe de sous-échantillonnage. Dans le cas de cette démodulation d'enveloppe, ce principe est réduit à une translation à une fréquence FI plus basse par mélange simple puisqu'un seul harmonique de l'OL est utilisé comme le montre la figure suivante.

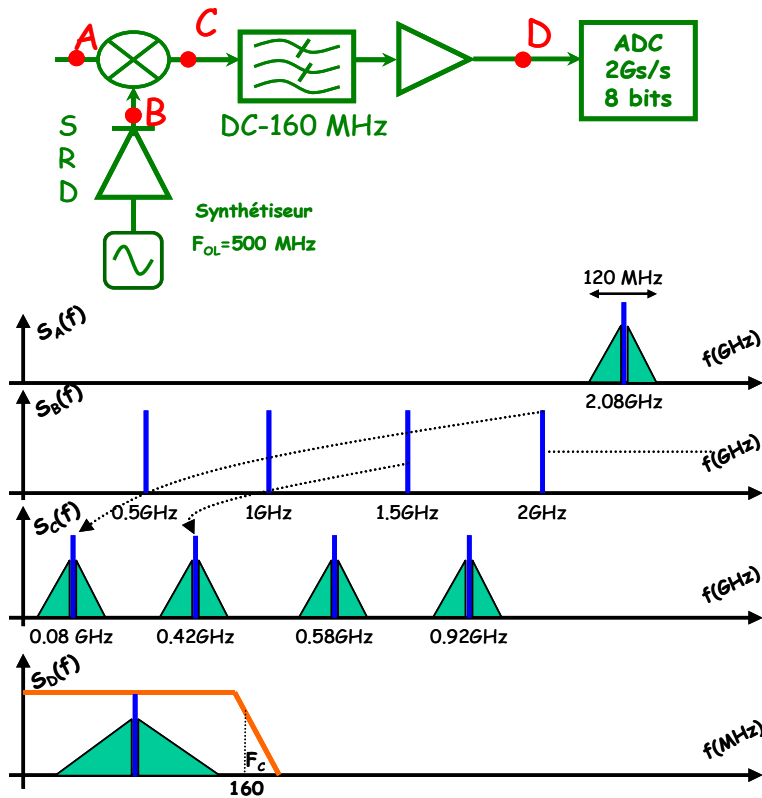


Fig. 3.60 – Banc de caractérisation temporelle monté autour du prototype FSQ 4 canaux

Une démodulation logicielle I/Q des signaux échantillonnés par les CAN peut alors être réalisée. Dans notre cas, les CAN sont constitués par un oscilloscope numérique à échantillonnage ayant une fréquence d'échantillonnage de 2Gs/s 8 bits. Compte tenu des circuits FI utilisés et conçus pour équiper notre prototype, des CAN fonctionnant à des fréquences respectant le critère de Shannon ($f_e=2f_c=320$ MHz) seraient suffisants et permettraient d'obtenir une dynamique supérieure à celle donnée par les 8 bits du scope.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre ont été présentées plusieurs mesures réalisées avec le banc de caractérisation fonctionnelle temporelle large bande.

Des mesures avec des signaux d'excitations CW permettant l'extraction des formes d'ondes temporelles aux accès des dispositifs non linéaires telle que celles obtenues avec un LSNA classique. Ces mesures permettent une première validation du fonctionnement de la nouvelle maquette.

Des mesures avec des signaux d'excitation modulés (non prise en compte des harmoniques des porteuses) ont été présentées. Plusieurs applications sont alors possibles :

Des caractérisations de type transmodulation ont pu être menées dans le domaine temporel à partir desquelles de nouveaux critères d'évaluation de la linéarité ont été définis (indice de transmodulation en module et en phase).

D'autres caractérisations ont permis la démodulation I/Q des signaux modulés de type QPSK dont la bande passante était égale à 3.125 MHz.

Enfin, plusieurs applications ont été présentées à titre de perspectives à donner à la suite de ce travail de thèse.

Conclusion Générale

IV Conclusion générale

Le travail de cette thèse est inscrit dans le cadre du projet Lipsys développé grâce au pôle de compétitivité Elopsys. Il s'agissait dans le sous-projet « réception directe » de concevoir un outil de caractérisation capable de mesurer des signaux modulés larges bandes autour de porteuses microondes dont les fréquences pouvaient varier entre 1 et 40 GHz. La conception de cet outil de caractérisation devait permettre de construire un instrument de mesure dont les caractéristiques techniques soient les meilleurs possibles en terme de linéarité, de dynamique et de nombre de canaux de mesure.

Le chapitre I de ce manuscrit a donc permis de faire un rappel des principes fondamentaux des techniques d'échantillonnage ainsi qu'un état des lieux des principaux types de récepteurs utilisés dans le domaine des radiocommunications comme dans celui de l'instrumentation. Il a aussi été l'occasion de définir les principales caractéristiques de ces récepteurs (dynamiques, rapports signaux à bruit, facteur de bruit, ...). Il a mis en exergue l'intérêt des systèmes à sous-échantillonnage pour la conception de récepteur microonde pour l'instrumentation.

Le second chapitre a présenté une description détaillée de la conception, de la mise en œuvre et de l'étalonnage d'une maquette d'un banc de caractérisation fonctionnelle temporelle large bande 4 canaux. Les caractéristiques des 4 canaux de réception fondée sur le principe de sous-échantillonnage ont été mesurées en terme de bandes passantes RF, FI, de gain de conversion et de dynamique. Plusieurs types d'étalonnage ont été testés sur cette maquette utilisant différents types d'étalons pour les étalonnages absolus en amplitude et en phase. Ces étalonnages ont tous été valides et le choix du type d'étalonnage dépend du type de mesure et de signaux de test à utiliser pour caractériser des dispositifs non linéaires.

Le troisième chapitre présente différentes applications liées à ce banc de caractérisation. Dans un premier temps, des mesures croisées avec un LSNA commercial présent dans le laboratoire ont été effectuées permettant de valider l'utilisation de ce nouvel analyseur de réseau fort signal 4 accès avec des signaux de type CW. Des caractérisations d'amplificateurs de très fortes puissances ont permis d'extraire les formes d'ondes temporelles aux accès de l'amplificateur sous test.

Dans un second temps, des mesures d'amplificateurs ont été réalisées avec des signaux d'excitations plus complexes multiporteuses modulés. Ces mesures ont permis d'extraire des caractéristiques de transmodulation présentées dans le domaine temporel, ce qu'aucun autre instrument de mesure n'avait permis d'observer pour des bandes passantes de modulation pouvant

atteindre 120 MHz. Ce chapitre a aussi permis de balayer le champ de perspectives offert par ce banc de caractérisation pour :

- L'utilisation de cet instrument dans le cadre d'applications de technique de linéarisation d'amplificateurs telle que la prédistorsion numérique ou la modulation de polarisation. Le banc de caractérisation qui présente 4 canaux synchronisés permet alors la mesure simultanée de l'enveloppe des signaux modulés en entrée et en sortie de l'amplificateur. Une solution possible pour ce genre d'application est donnée sur la figure suivante.

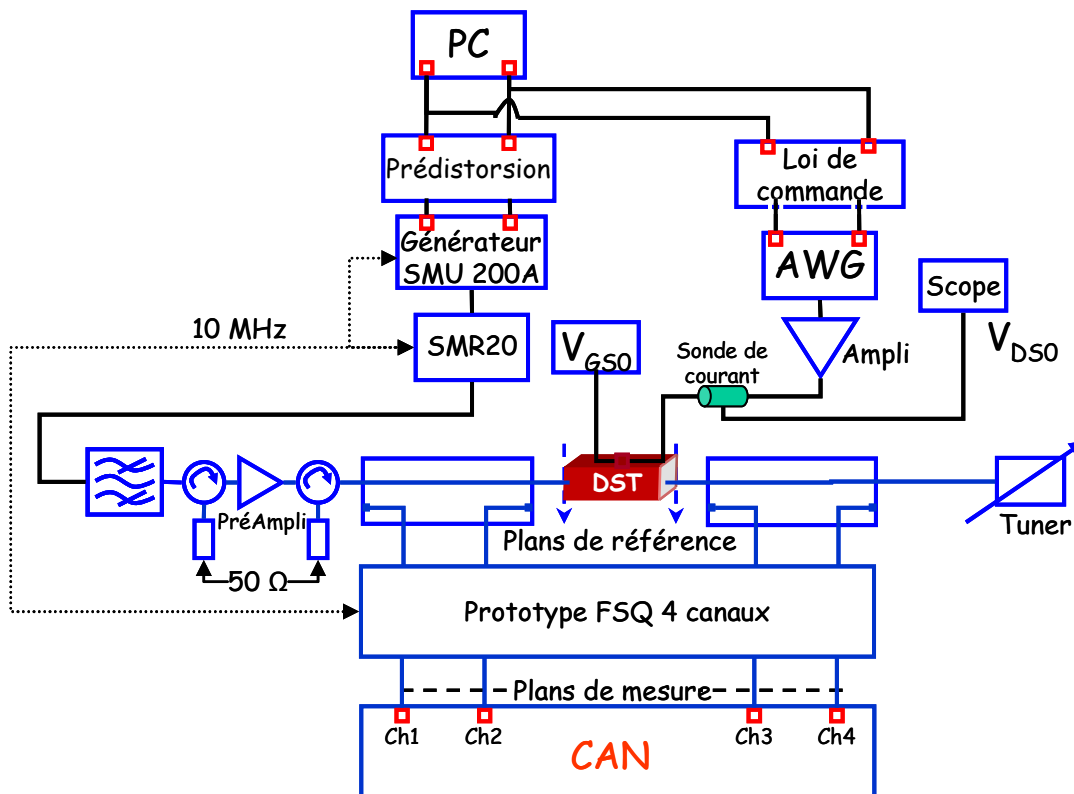


Fig. 4.1 – Banc de caractérisation temporelle monté autour du prototype FSQ 4 canaux

Cela permet de s'affranchir des procédures complexes de synchronisation des signaux nécessaires sur les analyseurs de signaux mono-voie disponibles actuellement dans le commerce.

- L'extraction de modèles de dispositifs non linéaires présentant des effets de mémoire basse fréquence ou haute fréquence.

Cette thèse a permis de montrer le véritable verrou technologique à lever pour que ce banc de caractérisation soit plus performant à savoir la dynamique de mesure. Effectivement, si la bande passante des signaux mesurés a été considérablement augmentée par rapport aux solutions LSNA « classiques », cela s'est fait au détriment pour le moment de la dynamique de mesure. Pour les

applications citées ci-dessus, il serait nécessaire que les CAN puissent à l'avenir présenter des bandes passantes associées à des dynamiques très élevées. Un état de l'art récent et non totalement exhaustif des CAN disponibles en Fin de thèse (septembre 2009) est donné dans le tableau suivant. Il présente plusieurs solutions proposées commercialement avec les caractéristiques de nombre de bits, de bande passante, de canal et de format (important dans le cadre d'une intégration à un récepteur complet).

Fabricant	N_{bits}	F_e	Bande passante	Nombre de canaux	Format
Linear [c.1]	16	130 Ms/s	DC-300 MHz	1	Puce
Linear [c.1]	14	150 Ms/s	DC-800 MHz	1	Puce
Texas [c.2]	16	200 Ms/s	DC-100 MHz	1	Puce
Texas [c.2]	14	250 Ms/s	DC-125 MHz	1	Puce
Atmel [c.3]	12	500 Ms/s	DC-1.5 GHz	1	Puce
PicoTech [c.4]	12	1 Gs/s	DC-250 MHz	2	Oscilloscope
Caen [c.5]	10	2 Gs/s	DC-1 GHz	4	Carte VME
Signatec [c.6]	14	400 Ms/s	10 KHz-200 MHz	2	Carte PXI
Ztec [c.7]	16	400 Ms/s	DC- 250 MHz	2	Carte VXI
Ztec [c.7]	14	500 Ms/s	DC- 250 MHz	2	Carte PCI
Acqiris [c.8]	12	400 Ms/s	DC- 100 MHz	4	Carte PCI

Tab. 4.1 – Etat de l'art des CAN

Plusieurs solutions sont actuellement disponibles (ce qui n'était pas encore le cas au début de cette thèse) pour améliorer la dynamique du banc de caractérisation fonctionnelle temporelle large bande 4 canaux.

Enfin, un travail important reste à mener concernant la mesure de dispositifs non linéaires excités avec des signaux modulés larges bandes autour d'une porteuse et dont les harmoniques sont pris en compte à leurs accès. Cela pose alors des problèmes de définitions des bandes passantes des signaux de test en fonction du nombre d'harmoniques pris en compte. Cela soulève aussi les

problèmes liés à l'étalonnage et notamment à l'étalonnage absolu en phase. Il serait alors nécessaire de définir et de créer un étalon dont la représentation spectrale serait la suivante.

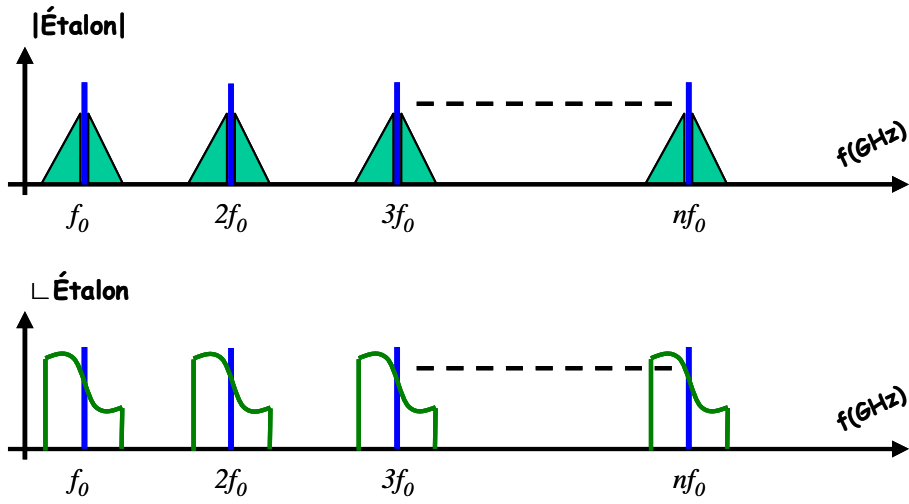


Fig. 4.2 – Représentation spectrale des modules et phases du nouvel étalon

Bibliographie

Bibliographie

[0.1] M. El yaagoubi, « Contribution à la caractérisation temporelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires, application à des signaux de type multiporteuse large bande », thèse de l'université de Limoges, Décembre 2006.

[1.1] H. El Aabbaoui, « Contribution à l'étude et à la réalisation d'un numériseur ultra large bande à haute résolution en filière TBH InP », thèse de l'université des sciences et technologies de Lille 1, Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie, Mars 2007.

[1.2] E. Allier, « Interface analogique numérique asynchrone : une nouvelle classe de convertisseurs basés sur la quantification du temps », thèse électronique et communications, INPG Grenoble, Novembre 2003.

[1.3] H. Petit, « Simulation comportementale pour la synthèse des convertisseurs analogiques numériques CMOS rapides », thèse électronique et communications, ENST Paris, Octobre 2004.

[1.4] E. Crean and P Hiller, « A Wide Dynamic Range Radar Digitizer », High Frequency Electronics Copyright © 2008 Summit Technical Media, LLC, September 2008.

[1.5] B. TRAORE, « Echantillonnage opto-électronique pour application à la Conversion Analogique Numérique rapide », thèse de l'université de Limoges, septembre 2006.

[1.6] E. Gaboriaud, « Convertisseur analogique numérique optique », Rapport de stage DEA, IRCOM-EOGI, Juin 2000.

[1.7] Agilent Application note 57-2 « Noise Figure Measurement Accuracy the Y factor method.

[1.8] M. El Yaagoubi, «Time-Domain Calibrated Measurements of Wideband Multisines Using a Large-Signal Network Analyzer», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No 5, pp.1180-1192, May 2008.

[2.1] M. El yaagoubi, « Contribution à la caractérisation temporelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires, application à des signaux de type multiporteuse large bande », thèse de l'université de Limoges, Décembre 2006.

[2.2] <http://www.picosecond.com/objects/7620%20DCSM-spec.pdf>

[2.3] http://www.anapico.com/pdf_links/product_briefs/APCON4_PB.pdf

[2.4] Wiltron General Maintenance, « General system description, block and stripline Schematic diagrams, 361XA/362XA TS MM ».

[2.5] A. Agoston, « 100 GHz Through-Line Sampler System with Sampling Rates in Excess of 10 Gsamples/second », Picosecond Pulse Labs (PSPL), Boulder, CO, 80301, USA.

- [2.6] T. Hsu and C. Kuo, « Low Power 8-GHz Ultra-Wideband Active Balun », Department of Electronics Engineering, National Chiao Tung University, Hsinchu, Taiwan 300.
- [2.7] M. Camus, « Architecture de réception RF très faible coût et très faible puissance. Application aux réseaux de capteurs et au standard ZigBee », thèse de l'université Toulouse III - Paul Sabatier, février 2008.
- [2.8] L.R. Rabiner and J.A. Johnson, « Perceptual evaluation of the effects of dither on low bit rate pcm systems », The Bell System Technical Journal, 51(7), September 1972.
- [2.9] P. Kvist, K.B. Rasmussen and T. Poulsen, « Experimental Investigation into the Optimal Use of Dither », Technical University of Denmark DK-2800 Lyngby, Denmark Oticon, Acoustic Technology, Ørsted DTU, Strandvejen 58, DK-2900 Hellerup, Denmark.
- [2.10] Rohde & Schwarz, « Manuel d'utilisation, analyseur de spectre {FSEA20/30, FSEM20/30, FSEB20/30, FSEK20/30} ».
- [2.11] A. Papoulis, « The Fourier Integral and its applications », McGraw-Hill Book Company, Chapter3, 1962.
- [2.12] M. El yaagoubi, « Contribution à la caractérisation temporelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires, application à des signaux de type multiporteuse large bande », Décembre 2006.
- [2.13] Y. Rolain, « An Improved Broadband Conversion Scheme for the Large Signal Network Analyzer », IEEE MTT-S International, 12-17 June 2005.
- [2.14] C. CHARBONNIAUD, « Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde », thèse de l'université de Limoges (2005).
- [2.15] Agilent Microwave Corporation, « Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent Vector Network Analyzers », Application Note 1287-11, August 2009.
- [2.16] P. Guillaume, J. Schoukens, R. Pintelon, I. Kollar, « Crest factor minimization using nonlinear approximation methods », IEEE Trans, On Instrumentation and Measurement, vol.4, n°6, pp. 982-989, 1991.
- [2.17] J. Verspecht, « Calibration of a Measurement System for High Frequency Nonlinear Devices », November 1995.
- [3.1] C.J. Clark, G. Chrisikos, M.S. Muha, A.A. Moulthrop and C.P. Silva, « Time-Domain Envelope Measurement Technique with Application to Wideband Power Amplifier Modeling », IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, Vol. 46, No. 12, pp. 2531-2540, December 1998.

- [3.2] David, J. Williams, J. Leckey and P.J. Tasker, « Envelope Domain Analysis of Measured Time Domain Voltage and Current Waveforms Provide for Improved Understanding of factors Effecting Linearity », IEEE MTT-S Int Microwave Symp, pp. 1411-1414, June 2003.
- [3.3] A. Mallet, F. Gizard, T. Reveyrand, L. Lapierre and J. Sombrin, « A new satellite repeater amplifier characterization system for large bandwidth NPR and modulated signals measurements », IEEE MTT-S Digest, Seattle, Vol. 3, pp 2245-2248, June 2002.
- [3.4] F. Verbeyst and E. Vandamme, « Large-Signal Network Analysis. Overview of Measurement capabilities of Large-Signal Network Analyzer », IEEE 58th ARFTG Conference Digest, November 2001, pp.136-149.
- [3.5] J.Verspecht, « Everything you've always wanted to know about (Hot-S₂₂), Introducing New Concepts in Nonlinear Network Design », Workshop at the international Microwave Symposium Seattle, Washington, June 2002.
- [3.6] A Geens, « Measurement and modelling of the noise behavior of high frequency nonlinear active systems », Phd Thesis, Vrije Universiteit Brussel, Mei 2002.
- [3.7] F. Macraigne, « Développement d'un système de mesure temporel d'enveloppe de dispositifs non linéaires microondes », Décembre 2005.
- [3.8] http://www.lecroy.com/tm/products/scopes/WaveMaster_8_Zi/
- [3.9] http://www.tek.com/products/oscilloscopes/dpo70000_dsa70000/
- [3.10] http://www.axiomtest.com/Agilent___HP_DSO81004A_10GHz_20_40GS_S_4CH_Infinium_Oscop7666-details.aspx
- [3.11] M. El Yaagoubi, « Time-Domain Calibrated Measurements of Wideband Multisines Using a Large-Signal Network Analyzer », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No 5, pp.1180-1192, May 2008.
- [3.12] NMDG Engineering, « Large Signal Network Analyser: Programmer's Manual (Model MT4463A) ».
- [3.13] M Sanduleanu., M. Vidojkovic, V.Vidojkovic, A. Van Roermund and A. Tasic, « Receiver front-end circuits for future generations of wireless communications », IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 55, Issue 4, pp. 299-303, April 2008.
- [3.14] M. Brandolini and F. Svelto, « Reconfigurable Si RF Receiver Front-Ends for Multi-Standard Radios », Proc. Of the 1st European Wireless Technology Conference, pp. 33–36, October 2008.
- [3.15] M. Ranjan and L. Larson, « An Analysis of cross modulation distortion in ultra wideband OFDM receivers », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig., pp. 872 – 875, June 2006.

- [3.16] B. Ko, D. Cheon, S. Kim, J. Ko, J. Kim and B. Park, « A nightmare for CDMA RF receiver: the cross modulation », The First IEEE Asia Pacific Conference on ASICs, 1999. AP-ASIC 9 pp. 400 – 402, 23-25 Aug. 1999.
- [3.17] H. Ryu, H.S. Byeon, J. K. Kim, « Power spectrum analysis of the cross/intermodulation in the nonlinear LNA », IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 55, Issue 3, pp. 917-923, May 2006.
- [3.18] H. Pretl, L. Maurer, W. Schelmbauer, R. Weigel, B. Adler and J. Fenk, « Linearity considerations of W-CDMA front-ends for UMTS », Microwave Symposium Digest, 2000 IEEE MTT-S International, vol. 1, pp. 433 - 436, June 2000.
- [3.19] V. Aparin, B. Butler and P. Draxler, « Cross modulation distortion in CDMA receivers », Microwave Symposium Digest, 2000 IEEE MTT-S International, vol. 3, pp. 1953 - 1956, 11-16 June 2000.
- [3.20] J. Dugundji, « Envelopes and pre-envelopes of real waveforms », IEEE Trans. On information theory, vol. 4, pp. 53–57, 1958.
- [3.21] S. Rice, « Envelopes of narrow-band signals », Proc. of the IEEE, vol. 70, pp. 692–699, 1982.
- [3.22] G. Nanfack Nkondem, « Développement d'un système de caractérisation temporelle d'enveloppe d'amplificateurs de puissance. Application à la linéarisation d'amplificateurs par prédistorsion en bande de base », thèse de l'université de Limoges, Décembre 2008.
- [3.23] A. Zhu, P. Draxler, C. Hsia, T. Brazil, D. Kimball, and P. Asbeck, « Digital predistortion for envelope-tracking power amplifiers using decomposed piecewise volterra series », IEEE Transaction Microwave Theory Techniques, vol. 56, pp. 2237–2247, Oct. 2008.
- [3.24] L. Bacque, P. Bouysse, W. Rebernak, C. Poumier, L. Lapiere, G. Nanfack-Nkondem, G. Neveux, D. Barataud and R. Quere, « High Current - High Speed Dynamic Bias Control System Applied to a 100W Wideband Push-Pull Amplifier », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, Issue 12, Part 1, pp. 2798-2807, December 2008.
- [3.25] N. Legallou, « A novel measurement method for the extraction of dynamic volterra kernels of microwave power amplifiers » submitted to GAAS 2000, Paris, 2000.
- [3.26] A. Soury, « Measurement based modelling of power amplifiers for reliable design of modern communication systems », *IEEE MTT-S Digest*, pp. 795-798, 2003.
- [3.27] C. Maziere, « Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs », thèse de l'université de Limoges, Novembre 2004.

- [3.28] A. Bennadji, « Implémentation de modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance dans des environnements de simulation système et co-simulation circuit système », thèse de l'université de Limoges, Avril 2006.
- [3.29] A. Savitzky and M. Golay, « Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures », *Analytical Chemistry*, vol. 36, no. 8, pp. 1627–1639, July 1964.
- [3.30] N. LE GALLOU, « Modélisation par Séries de Volterra Dynamiques des Phénomènes de Mémoire non Linéaire pour la Simulation Système d'Amplificateurs de Puissance », thèse de l'université de Limoges, Novembre 2001.
- [3.31] J. G. Proakis, « Digital Communication », Mc Graw-Hill, Third edition.
- [3.32] E. COTTAIS, « Linéarisation d'amplificateurs de puissance large bande par prédistorion adaptative en bande de base », PhD dissertation, Université de Nantes, Décembre 2005.
- [3.33] S. Boumaiza, M. Helaoui, O. Hammi, T. Liu, and F. M. Ghannouchi, « Systematic and adaptive characterization approach for behavior modeling and correction of dynamic nonlinear transmitters », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 6, pp. 2203–2211, December 2007.
- [3.34] J. Max and J. LACOUME, « Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques », MASSON, vol. Tome 1, Ed. 1996.
- [3.35] M. Weiß, « Measuring the dynamic characteristic of high-frequency amplifiers with real signals », Munich: EU. Microwave week, 2003.
- [c.1] Linear Technology, LTC2262-LTC9001. internet: <http://www.linear.com/>
- [c.2] Texas Instruments, ADS5485-ADS62P84. internet: <http://www.focus.ti.com/>
- [c.3] e2v, AT84AS001, Datasheet. internet: <http://www.e2v.com/>
- [c.4] PicoTechnology, Picoscope5203. internet: <http://www.picotech.com/>
- [c.5] Caen Tools for Discovery, V1751. internet: <http://www.caen.it/nuclear/>
- [c.6] Signatec, PX14400. internet: <http://www.signatec.com/>
- [c.7] Ztec instruments, ZT412VXI, Datasheet. internet: <http://www.ztecinstruments.com/>
- [c.8] Agilent Acqiris Instruments, U1091A. internet: <http://www.home.agilent.com/>

Annexes

Annexes

Annexe 1: Test-set 3621A de l'ARV WILTRON 360B

GENERAL SYSTEM DESCRIPTION AND BLOCK DIAGRAM

III GENERAL MAINTENANCE

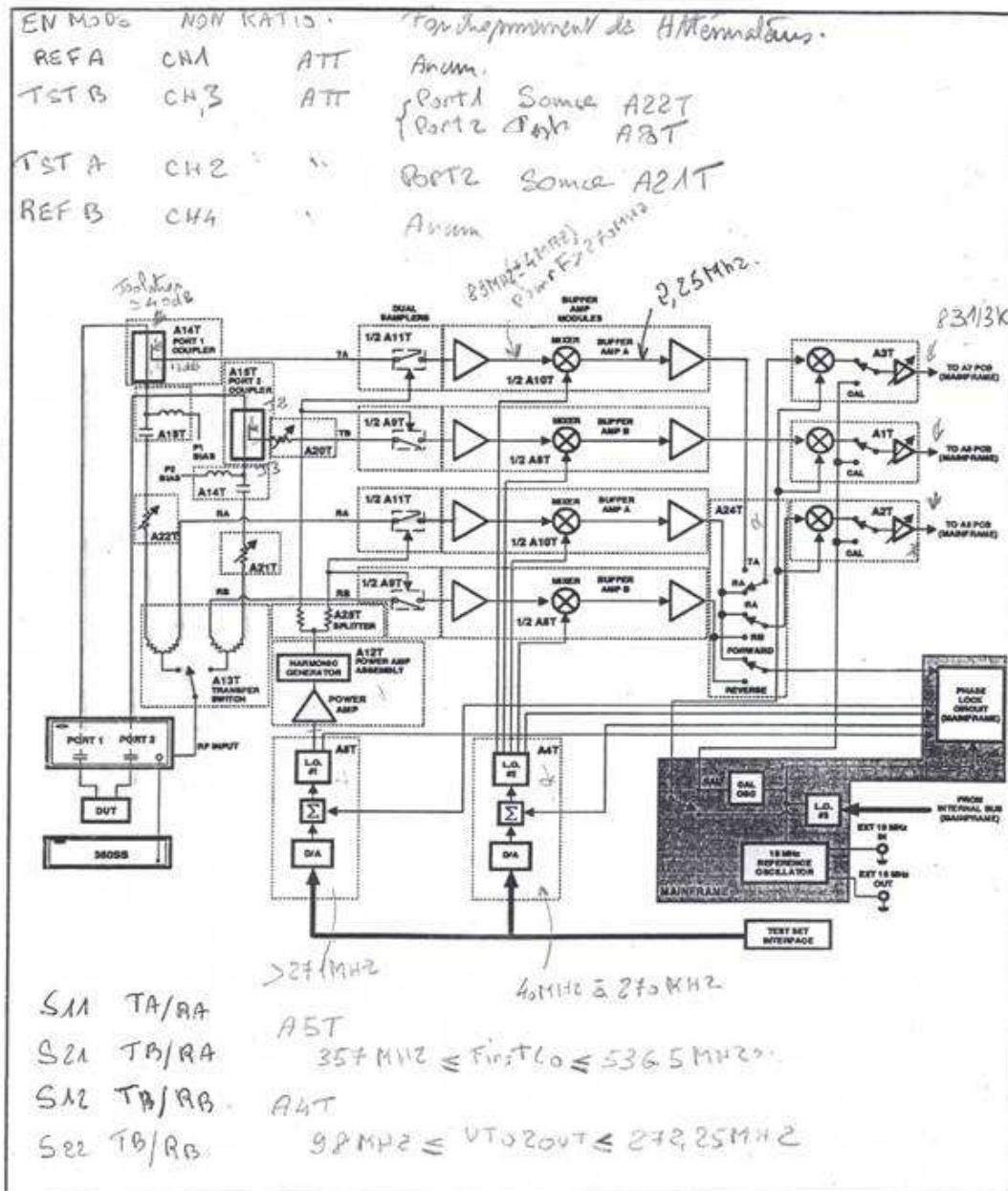


Figure 3-5. Model 3621A and 3620A Functional Block Diagram

- le coupleage est de 15dB environ. (Port 2 couple)

3-4 TEST SET SIGNAL DESCRIPTIONS

The Models 361XA and 362XA Test Sets use the same signal designations. The following is a description of the test set signals, their derivation, and their relationships. Refer to Figures 3-3 or 3-4 during the following discussion.

The test sets have two front panel ports that are used for connection to the DUT. They are designated Port 1 and Port 2. When the DUT stimulus signal originates at Port 1, an LED next to that port lights, indicating a measurement in the "forward" direction. When the DUT stimulus signal originates at Port 2, an LED next to that port lights, indicating a measurement in the "reverse" direction. The 360 VNA controlled switching of the stimulus signal between Ports 1 and 2 eliminates the need to physically reverse the DUT during the measurement process. This 360 VNA system feature is referred to as "fully-reversing".

Within the test sets, signal separation and down conversion of the incident, reflected, and transmitted signals at Ports 1 and 2 results in four IF signals. They are defined as:

- R_A (Reference, Channel A) – this signal contains information about the stimulus signal in the forward direction (incident signal) from Port 1 to the DUT.
- T_A (Test, Channel A) – in the forward measurement mode, this signal contains information about the reflected signal from the DUT back to Port 1. In the reverse measurement mode, this signal contains information about the transmitted signal from the DUT to PORT 1.
- R_B (Reference, Channel B) – this signal contains information about the stimulus signal in the reverse direction (incident signal) from Port 2 to the DUT.
- T_B (Test, Channel B) – in the forward measurement mode, this signal contains information about the transmitted signal from the DUT to Port 2. In the reverse measurement mode, this signal contains information about the reflected signal from the DUT back to Port 2.

The four IF signals maintain these channel definitions as they are down converted to the second IF while passing through the A8T and A10T Buffer Amplifiers. Before processing by the A1T, A2T, and A3T IF Amplifiers, the desired relationship of Channels A, B, and R is established by the selection

switches in the A24T Source Lock/Reference Select assembly, as is the choice of source lock signal.

The 360 VNA display menus are designed for use with all VNA test set models. Therefore, to accommodate those test sets that do not contain front-end signal separation devices, signal paths are designated by the names used in the definitions of multi-port devices. The 360 VNA menus for test ports are:

- a_1 – normally equivalent to R_A (depending on the configuration selected via menu control);
- a_2 – normally equivalent to R_B (depending on the configuration selected via menu control);
- b_1 – normally equivalent to T_A (depending on the configuration selected via menu control);
- b_2 – equivalent to T_B .

The 360 VNA system mathematically compares the relative magnitude and phase changes between the reference and test channels to derive the S-parameters used to characterize a DUT. Table 3-2 shows the relationship between the multi-port device definitions and the VNA system measurement channels in deriving the S-parameters. (Do not confuse the four measurement channels with the four display channels, CH1 thru CH4, selected by the push buttons at the right of the 360 VNA display.)

Table 3-2. S-parameter Definitions

S Parameter	Multi-Port Device Definition Ratio	360 VNA Measurement Channel Ratio	Measurement Definition
S_{11}	$\frac{b_1}{a_1}$	$\frac{T_A}{R_A}$	Forward Reflection
S_{12}	$\frac{b_1}{a_2}$	$\frac{T_A}{R_B}$	Reverse Transmission
S_{21}	$\frac{b_2}{a_1}$	$\frac{T_B}{R_A}$	Forward Transmission
S_{22}	$\frac{b_2}{a_2}$	$\frac{T_B}{R_B}$	Reverse Reflection

**3-5 MODELS 361XA AND 362XA TEST
SETS, FUNCTIONAL DESCRIPTION**

The Models 3610A, 3611A, and 3612A Reversing Test Sets and the Models 3620A, 3621A, and 3622A Active Device Test Sets are similar in construction and operation. Model for model, they cover the same frequency ranges and contain the same basic circuitry and assemblies. In addition, they both provide automatic signal reversing. They differ only in that the Active Device Test Sets contain step attenuators and bias tees. Table 1-1, on page 1-3, provides a list of the test set models, their frequency ranges, and their test port connector types.

Because of their similarities, the functional descriptions and block diagrams have been combined for the test sets. Information that is unique to a particular test set model or series of models is noted both in the descriptions and on the block diagrams.

**3-5.1 Models 3610A/11A and 3620A/21A Test
Sets, Functional Description**

Refer to the Models 3610A/11A and 3620A/21A Test Sets functional block diagram (Figure 3-3) during the following description.

The test sets are similar in construction and operation, each model differing only in the bandwidth of the RF components. The RF components that make up the transfer switch assembly, coupler assemblies, buffer amplifier/sampler assemblies, step attenuators, and bias tees are selected to cover the frequency range of the particular test set model.

a. Signal Routing and Separation

The RF signal from the signal source is switched by the A13T transfer switch to the test set's Port 1 via the A14T coupler or to Port 2 via the A15T coupler. The switching of A13T is controlled by the 360 VNA through the A6T Digital Interface PCB. Splitters within A13T split the RF signal with a portion going to Port 1 or 2 and a portion to the reference channels (RA or RB). In the forward measurement mode, A14T couples the signal reflected from the DUT to test channel A (TA) and A15T couples the signal that passes through the DUT to test channel B (TB). In the reverse measurement mode, A15T couples the signal reflected by the DUT to test channel B (TB) and A14T couples the signal that passes through the DUT to test channel A (TA).

The Models 3620A and 3621A Active Device Test Sets contain the step attenuators, A21T and A22T, and the bias tees, A18T and A19T, in the Port 1 and

Port 2 stimulus signal lines and the step attenuator, A20T, in the forward transmission line. A21T and A22T are used to adjust the stimulus signal to the DUT and A20T is used to control the DUT's output power. The step attenuators attenuate signals in increments of 10 dB for a maximum attenuation of 70 dB (A20T is limited to a maximum attenuation of 40 dB). Attenuation is controlled by the 360 VNA via the A7T Attenuator Driver PCB. The A18T and A19T bias tees are used to apply an appropriate dc bias voltage to those active DUTs that required it. Bias voltage can be applied to the test set via front or rear panel connectors.

b. First and Second IF Down Conversion

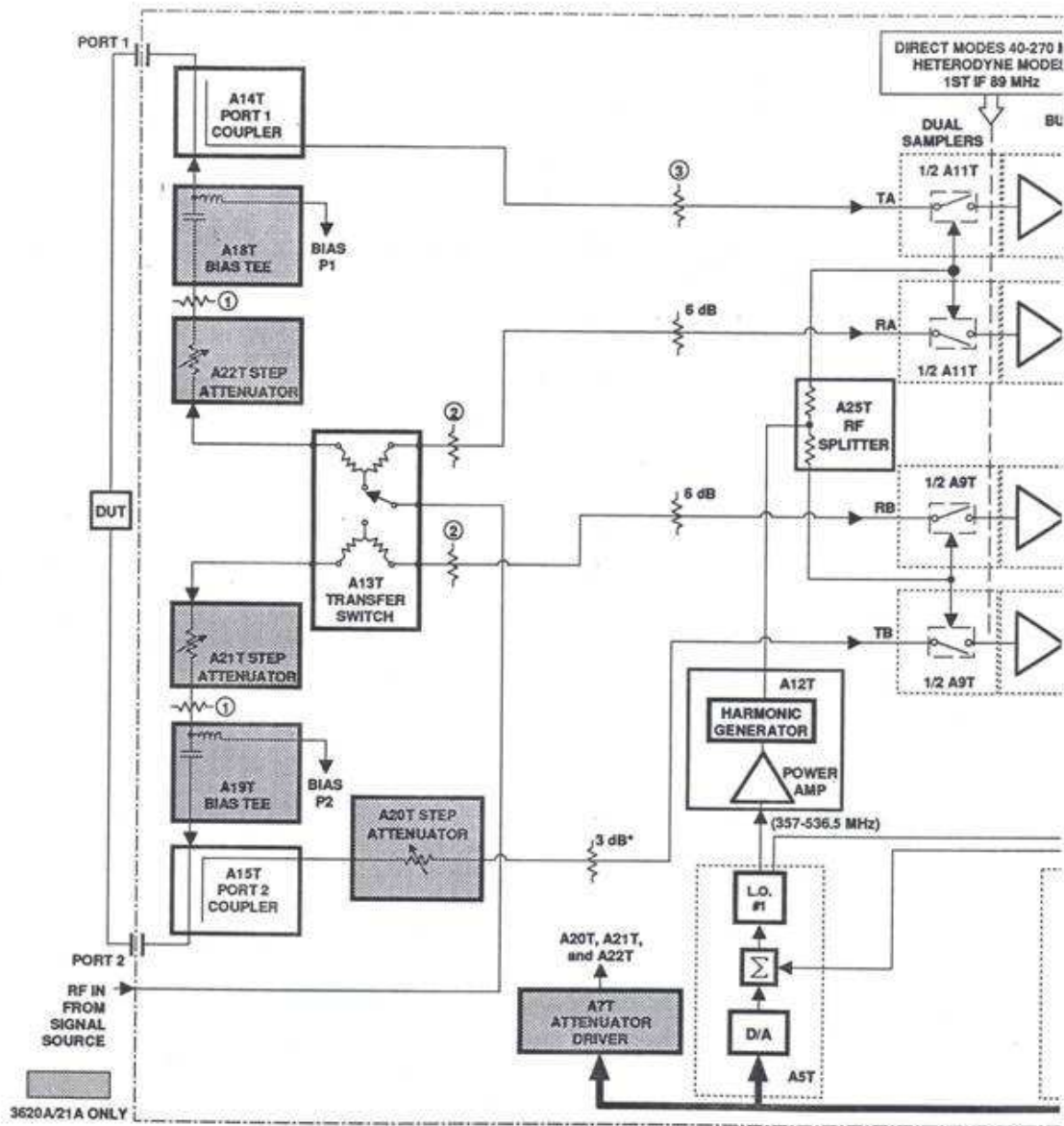
The test sets have two primary modes of operation – the direct mode and the heterodyne mode. The direct mode is for frequencies between 40 MHz and 270 MHz. The heterodyne mode is for frequencies from 270 MHz to 40 GHz.

In the direct mode, the dual samplers, A9T and A11T, act as closed switches sending the test (TA and TB) and reference (RA and RB) signals to the buffer amplifiers, A8T and A10T.

In the heterodyne mode, A9T and A11T switch either at the frequency of the first local oscillator (LO#1) or at harmonics of the first LO. The A5T First Local Oscillator PCB, controlled by the 360 VNA, outputs a LO frequency in the range of 357 MHz to 536.5 MHz. The first LO frequency output goes to the A12T power amplifier assembly where it is amplified to drive the harmonic generator, producing the harmonic pulses necessary for heterodyning in the samplers. The first LO frequencies output from A12T are sent via the A25T RF splitter assembly to A9T and A11T. The switching action of a sampler causes a mixing of the first LO frequencies and the input signal (TA, TB, RA, or RB). This heterodyning results in the generation of sums and differences of these two frequencies providing the desired intermediate frequency (IF) of 89 MHz \pm 4 MHz. The resultant first IF signals are input to the buffer amplifiers, A8T and A10T.

In the buffer amplifiers, the direct mode signal (40 MHz to 270 MHz) or first IF signal (89 MHz) are mixed with the second local oscillator (LO#2) signal. The A4T Second Local Oscillator PCB, controlled by the 360 VNA, outputs a LO frequency in the range of 12.25 MHz to 272.25 MHz. The heterodyning of the direct mode/first IF and second LO frequencies produces the desired second IF of

SECTION III - GENERAL MAINTENANCE



361XA/362XA TS MM

MODELS 3610A/11A AND 3620A/21A
TEST SETS, FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

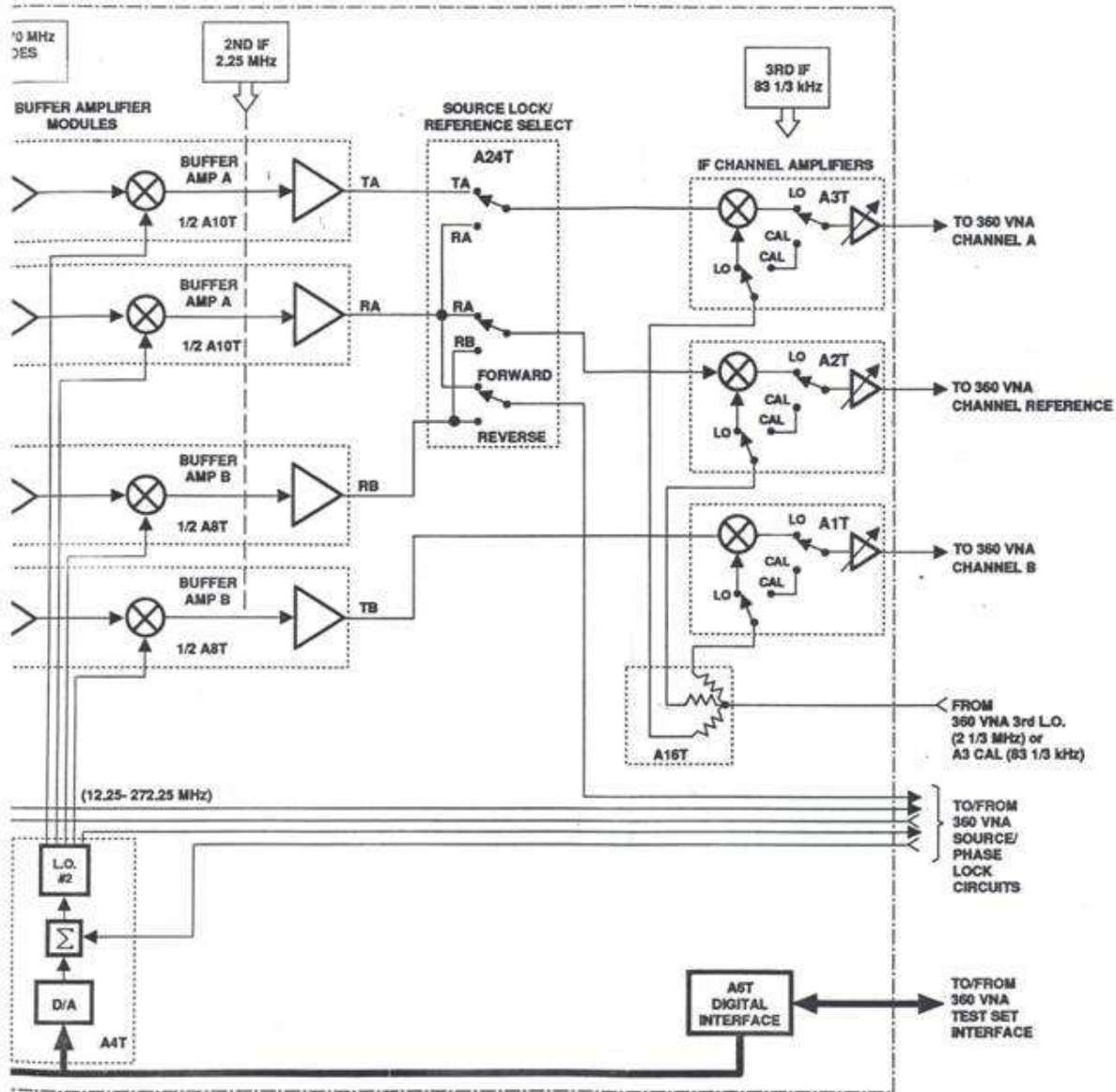


Figure 3-3. Models 3610A/11A and 3620A/21A Test Sets, Functional Block Diagram.

Page de 3-12

SECTION III - GENERAL MAINTENANCE

MODELS 361XA AND 362XA TEST SETS, FUNCTIONAL DESCRIPTION

2.25 MHz. The buffer amplifier assemblies provide 0 dB conversion gain. The second IF test and reference signals (T_A , R_A , and R_B) output by the A8T and A10T buffer amplifiers are sent to the A24T Source Lock/Reference Select assembly. The second IF test signal T_B , output by one half of the A8T buffer amplifier, is sent directly to the A1T Channel B IF Amplifier.

c. Source Lock/Reference Signal Selection

The A24T Source Lock/Reference Select assembly (also referred to as the LRL Module), contains switches for selecting the desired second IF signal source for the A2T Reference Channel IF Amplifier, the A3T Channel A IF Amplifier, and the 360 VNA Source Lock circuitry. The A24T switches are controlled by the 360 VNA through the A6T Digital Interface PCB. The second IF signal source for the A2T Reference Channel IF Amplifier is either R_A or R_B . The second IF signal source for the A3T Channel IF Amplifier is either T_A or R_A . The second IF signal source for the 360 VNA Source Lock circuitry is R_A for forward measurements and R_B for reverse measurements.

d. Third IF Down Conversion and Amplification

The A1T, A2T, and A3T Channel IF Amplifiers have two modes of operation – the measurement mode (LO) and the calibration mode (CAL). In the measurement mode, the second IF signal is mixed with the third local oscillator (LO#3) signal of 2½ MHz received from the 360 VNA via the A16T Three-Way Power Divider. The heterodyning of the second IF and third LO frequency produces the desired third IF of 83½ kHz. The third IF signal is then amplified as required by five gain-ranging amplifiers before output to the 360 VNA Synchronous Detector circuits. The gain-ranging amplifiers are controlled by the 360 VNA through the A6T Digital Interface PCB to perform automatic gain control (AGC) on the third IF signal.

The 360 VNA automatically places the Channel IF Amplifiers in the calibration mode every three minutes. In the calibration mode, an 83½ kHz signal is received from the 360 VNA via the A16T Three-Way Power Divider. This 83½ kHz calibration signal is sent directly to the gain-ranging amplifiers which are then automatically calibrated by the 360 VNA to assure optimum accuracy and predictability of the Channel IF Amplifier outputs.

3-5.2 Models 3612A and 3622A Test Sets, Functional Description

Refer to the Models 3612A and 3622A Test Sets functional block diagram (Figure 3-4) during the following discussion.

The test sets are identical in frequency range and contain the same basic circuitry and assemblies. They differ only in that the Model 3622A Active Device Test Set contains step attenuators and bias tees.

a. Signal Routing and Separation

The RF signal from the 360SS69 Signal Source is switched by the A13T transfer switch to the A28T (Channel A) or A29T (Channel B) SPDT/Splitter Switch Assembly. The switching of A13T is controlled by the 360 VNA through the A6T Digital Interface PCB. SPDT/Splitter Switch Assemblies A28T and A29T have two switch positions – a 40 MHz to 40 GHz position and a 40 GHz to 60 GHz position. The switching of A28T and A29T is controlled by the 360 VNA through the A27T Amplifier/Switch Driver PCB.

In the forward measurement mode, A13T switches the RF signal to A28T. If the VNA is operating in the 40 MHz to 40 GHz frequency range, the splitter within A28T splits the RF signal with a portion going via the A14 coupler to Port 1 and a portion going to the reference channel (R_A), both through the A30T Channel A Tripler Assembly's multiplexer coupler. If the VNA is operating in the 40 GHz to 60 GHz frequency range, A28T routes the RF signal to the A30T Channel A Tripler Assembly. A30T is powered on by the 360 VNA via the A27T Amplifier/Switch Driver PCB. In A30T, the RF signal is amplified and tripled to obtain the desired 40 to 60 GHz frequency signal. The resultant RF signal is sent to the multiplexer coupler where a portion of the signal is coupled out to Port 1 via the A14 coupler and a portion coupled out to the reference channel (R_A). A14T couples the signal reflected from the DUT to test channel A (T_A) and A15T couples the signal that passes through the DUT to test channel B (T_B).

In the reverse measurement mode, A13T switches the RF signal to A29T. If the VNA is operating in the 40 MHz to 40 GHz frequency range, the splitter within A29T splits the RF signal with a portion going via the A15 coupler to Port 2 and a portion going to the reference channel (R_B), both through the A31T Channel B Tripler Assembly's multiplexer

coupler. If the VNA is operating in the 40 GHz to 60 GHz frequency range, A29T routes the RF signal to the A31T Channel B Tripler Assembly. A31T is powered on by the 360 VNA via the A27T Amplifier/Switch Driver PCB. In A31T, the RF signal is amplified and tripled to obtain the desired 40 to 60 GHz frequency signal. The resultant RF signal is sent to the multiplexer coupler where a portion of the signal is coupled out to Port 2 via the A15 coupler and a portion coupled out to the reference channel (RB). A15T couples the signal reflected from the DUT to test channel B (TB) and A14T couples the signal that passes through the DUT to test channel A (TA).

The Model 3622A Active Device Test Set contains the step attenuators, A21T and A22T, and the bias tees, A18T and A19T, in the Port 1 and 2 stimulus signal lines and the step attenuator, A20T, in the forward transmission line. A functional description of the step attenuators and bias tees is provide in paragraph 3-5.1a.

First and second IF down conversion, source lock/reference signal selection, and third IF down conversion and amplification is functionally identical for all of the Models 361XA and 362XA Test Sets. Refer to paragraphs 3-5.1b through 3-5.1d for a complete description of these functions.

3-6 TROUBLESHOOTING

Troubleshooting of the test sets as stand-alone instruments is nearly impossible because of the complex interaction of the signal source, test set, and 360 VNA. However, combining the error codes and status messages generated and displayed by the 360 VNA with an overall understanding of the system operation and the measurements being made helps to isolate test set failures to a particular group of circuits or functional areas.

Although the information presented here applies specifically to test set-related troubleshooting, be aware that similar troubleshooting information is available for the 360 VNA. Refer to Section III of the Model 360 VNA Maintenance Manual.

If you are in doubt as to whether or not the failure is test set related, call WILTRON Customer Service at (408) 778-2000 for assistance.

CAUTION

Never remove or replace a PCB or cable with the power applied. Serious damage to the instrument may occur.

3-6.1 Preliminary Tests

As a general rule, first ensure that the external system connections are correct as indicated in Figure 3-2.

All signal and control data passed between the test set and the 360 VNA is through the rear panel SIGNAL and CONTROL cables (see pages 4-57 and 4-58 for pinout diagrams and listings). Ensure that the cables are securely attached at both ends by removing and reseating the cables:

1. Power off the 360 VNA system.
2. Remove the cables.
3. Visually inspect the pins and contacts for damage or foreign debris.
4. Straighten any bent pins and contacts and remove any foreign debris.
5. Carefully reseat the cables.
6. Power on the system.

If error codes related to the test set are still displayed, further troubleshooting requires that the test set be removed from the system and its top cover removed. Refer to Section IV, paragraph 4-2.1 for top cover removal procedures. Reinstall the test set, with its top cover removed, into the system.

Annexe 2 : Amplificateur ultra faible bruit miteq série JS

AMPLIFICATEUR "ULTRA FAIBLE BRUIT"

SERIE "JS" 0,1-40 GHz

Ce short form résume les amplificateurs très faible bruit couvrant les octaves, multioctaves et ultra larges bandes. La série ci-dessous est disponible sur stock à des prix défiant toute concurrence. La garantie est de trois ans.



124404 - 2



115105 - 22

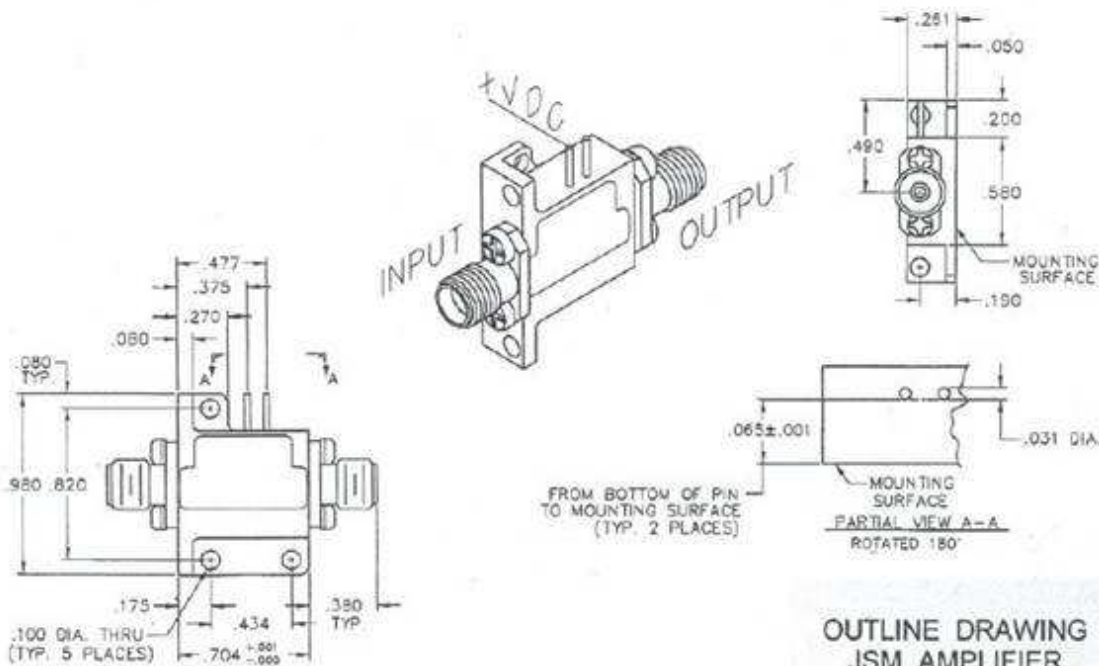


125051

Model Number	Frequency (GHz)	Gain (dB, Min.)	Gain Variation (±dB, Max.)	Noise Figure (dB, Max.)	VSWR (Input/Output) (Max.)	Output Power at 1 dB Compr. (dBm, Min.)	Current at +15 V (mA, Typ.)
OCTAVE BAND							
JS2-00500100-035-8P	0.5-1	35	1	0.35	2.1 / 2.1	8	250
JS2-01000200-035-8P	1-2	35	1	0.35	2.1 / 2.1	8	250
JS2-02000400-035-8P	2-4	28	1	0.35	2.1 / 2.1	8	200
JS2-04000800-050-0P	4-8	22	1	0.5	2.1 / 2.1	0	150
JS2-08001200-07-5P	8-12	18	1	0.7	2.1 / 2.1	5	150
JS2-12001800-15-5P	12-18	15	1	1.5	2.1 / 2.1	5	100
JS2-18002600-20-5P	18-26	14	1	2.0	2.1 / 2.1	5	100
JS2-26004000-30-5P	26-40	11	2	3.0	2.1 / 2.1	5	100
JS3-04000800-050-8P	4-8	30	1	0.5	2.1 / 2.1	8	175
JS3-08001200-07-8P	8-12	25	1	0.7	2.1 / 2.1	8	178
JS3-12001800-14-8P	12-18	25	1	1.4	2.1 / 2.1	8	175
JS3-18002600-18-8P	18-26	22	1	1.8	2.1 / 2.1	8	175
JS3-26004000-28-8P	26-40	18	2	2.8	2.5 / 2.5 / 1	8	175
JS4-12001800-13-8P	12-18	35	1.5	1.3	2.1 / 2.1	8	200
JS4-18002600-16-8P	18-26	31	1.2	1.6	2.1 / 2.1	8	200
JS4-26004000-25-8P	26-40	26	2.5	2.5	2.1 / 2.1	8	200
MULTIOCTAVE BAND							
JS2-00500200-050-8P	0.5-2	34	1	0.5	2.1 / 2.1	8	125
JS2-01000400-07-8P	1-4	28	1	0.7	2.1 / 2.1	8	125
JS2-02000600-07-5P	2-6	24	1	0.7	2.1 / 2.1	5	100
JS2-02000800-08-0P	2-8	22	1	0.8	2.1 / 2.1	0	100
JS3-02001800-23-5P	2-18	21	2	2.3	2.5 / 1 / 2.5 / 1	5	120
JS3-06001800-18-5P	6-18	23	1.3	1.8	2.1 / 2.1	5	120
JS3-08001800-17-5P	8-18	24	1.2	1.7	2.1 / 2.1	5	120
JS3-02002800-28-5P	2-26	21	2	2.8	2.1 / 2.1	5	125
JS3-12002800-23-5P	12-26	22	2	2.3	2.1 / 2.1	5	125
JS3-08002600-25-5P	8-26	21	2	2.5	2.1 / 2.1	5	125
JS3-18004000-30-5P	18-40	16	2.5	3.0	2.5 / 1 / 2.5 / 1	5	125
JS4-02001800-20-5P	2-18	30	2	2.0	2.5 / 1 / 2.5 / 1	5	200
JS4-06001800-15-8P	6-18	31	1.5	1.5	2.1 / 2.1	8	200
JS4-08001800-14-8P	8-18	32	1.5	1.4	2.1 / 2.1	8	200
JS4-08002600-23-5P	8-26	30	2	2.3	2.1 / 2.1	5	200
JS4-12002800-20-5P	12-26	32	1.7	2.0	2.1 / 2.1	5	200
JS4-18004000-30-8P	18-40	23	2.5	3.0	2.5 / 1 / 2.5 / 1	8	200
ULTRAWIDE BAND							
JS2-00100200-05-6P	0.1-2	34	1	0.5	2.1 / 2.1	8	250
JS2-00100400-08-8P	0.1-4	27	1	0.8	2.1 / 2.1	8	200
JS2-00100600-10-3P	0.1-6	23	1.5	1.0	2.1 / 2.1	3	175
JS2-00100800-13-0P	0.1-8	18	1.5	1.3	2.1 / 2.1	0	175
JS3-00101000-17-5P	0.1-10	26	1.5	1.7	2.1 / 2.1	5	150
JS3-00101200-18-5P	0.1-12	25	1.5	1.8	2.1 / 2.1	5	150
JS3-00101800-20-5P	0.1-18	23	1.5	2.0	2.1 / 2.1	5	150
JS3-00102600-27-5P	0.1-26	20	1.8	2.7	2.5 / 1 / 2.5 / 1	5	150
JS4-00102000-20-5P	0.1-20	28	1.8	2.0	2.1 / 2.1	5	200
JS4-00102600-26-5P	0.1-26	27	2	2.6	2.5 / 1 / 2.5 / 1	5	200
JS4-00103000-35-5P	0.1-30	20	2.5	3.5	2.5 / 1 / 2.5 / 1	5	200
JS4-00104000-55-5P	0.1-40	14	2.7	5.5	2.5 / 1 / 2.5 / 1	5	200

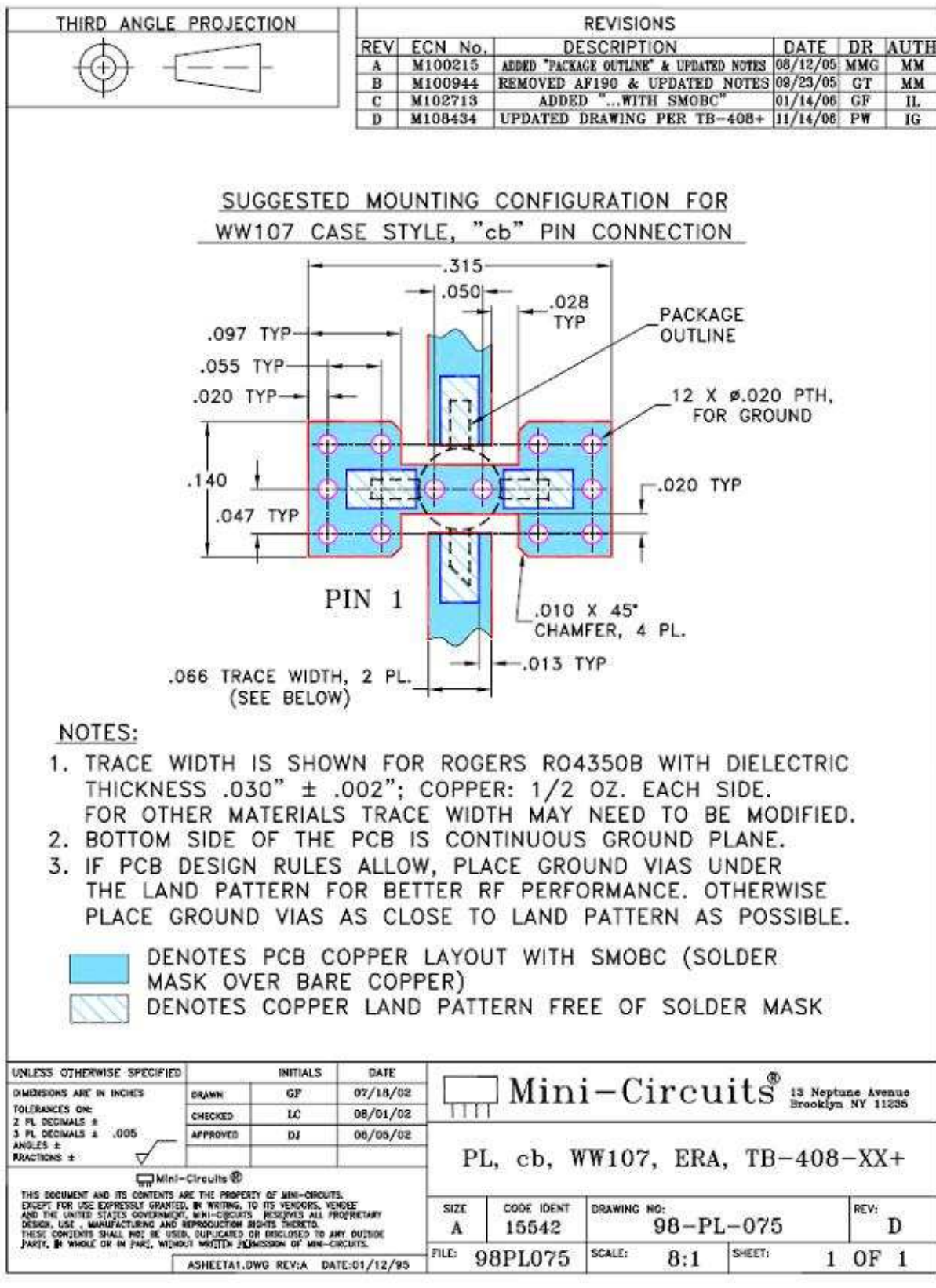
JS SERIES LOW NOISE AMPLIFIERS-ULTRA WIDEBAND

Model	Frequ. (Ghz)	Gain	Gain Variat. (dB, x)	N F (dB, x)	Input	Output	P Out @ 1 dB Compr. (dBm)	Outline	DC Current @15V (mA Nom)
JS2-00100200-07-8P	0.1-2.0	27	1.0	0.70	2:1	2:1	8	124404-2	200
JS2-00100200-09-8P	0.1-2.0	27	1.0	0.90	2:1	2:1	8	124404-2	200
JS2-00100200-11-8P	0.1-2.0	27	1.0	1.10	2:1	2:1	8	124404-2	200
JS2-01000400-08-8P	1.0-4.0	28	1.0	0.80	2:1	2:1	8	124404-2	200
JS2-01000400-10-8P	1.0-4.0	28	1.0	1.00	2:1	2:1	8	124404-2	200
JS2-01000400-12-8P	1.0-4.0	28	1.0	1.20	2:1	2:1	8	124404-2	200
JS2-01000600-10-5P	1.0-6.0	23	1.5	1.00	2:1	2:1	3	124404-2	175
JS2-01000600-12-5P	1.0-6.0	23	1.5	1.20	2:1	2:1	3	124404-2	175
JS2-01000600-14-5P	1.0-6.0	23	1.5	1.40	2:1	2:1	3	124404-2	175
JS2-01000800-13-0P	1.0-8.0	18	1.5	1.30	2:1	2:1	0	124404-2	175
JS2-01000800-150P	1.0-8.0	18	1.5	1.50	2:1	2:1	0	124404-2	175
JS2-01000800-170P	1.0-8.0	18	1.5	1.70	2:1	2:1	0	124404-2	175
JS3-00101000-17-5P	1.0-10.0	26	1.5	1.70	2:1	2:1	5	124404-2	150
JS3-00101000-20-5P	1.0-10.0	26	1.5	2.00	2:1	2:1	5	124404-2	150
JS3-00101000-23-5P	1.0-10.0	26	1.5	2.30	2:1	2:1	5	124404-2	150
JS3-00101200-18-5P	1.0-12.0	25	1.5	1.80	2:1	2:1	5	125067	150
JS3-00101200-21-5P	1.0-12.0	25	1.5	2.10	2:1	2:1	5	125067	150
JS3-00101200-24-5P	1.0-12.0	25	1.5	2.40	2:1	2:1	5	125067	150
JS3-00101800-20-5P	1.0-18.0	23	1.5	2.00	2:1	2:1	5	125067	150
JS3-00101800-23-5P	1.0-18.0	23	1.5	2.30	2:1	2:1	5	125067	150
JS3-00101800-26-5P	1.0-18.0	23	1.5	2.60	2:1	2:1	5	125067	150
JS3-02002600-27-5P	1.0-26.0	20	1.8	2.70	2.5:1	2.5:1	5	125067	150
JS3-02002600-31-5P	1.0-26.0	20	1.8	3.10	2.5:1	2.5:1	5	125067	150
JS3-02002600-35-5P	1.0-26.0	20	1.8	3.50	2.5:1	2.5:1	5	125067	150
JS4-00102000-20-5P	1.0-20.0	28	1.8	2.00	2:1	2:1	5	125067	200
JS4-00102000-25-5P	1.0-20.0	28	1.8	2.50	2:1	2:1	5	125067	200
JS4-00102000-30-5P	1.0-20.0	28	1.8	3.00	2:1	2:1	5	125067	200
JS4-00102600-26-5P	1.0-26.0	27	2.0	2.60	2.5:1	2.5:1	5	119105-2	200
JS4-00102600-31-5P	1.0-26.0	27	2.0	3.10	2.5:1	2.5:1	5	119105-2	200
JS4-00102600-38-5P	1.0-26.0	27	2.0	3.60	2.5:1	2.5:1	5	119105-2	200
JS4-00103000-35-5P	1.0-30.0	20	2.5	3.50	2.5:1	2.5:1	5	119105-2	200
JS4-00103000-40-5P	1.0-30.0	20	2.5	4.00	2.5:1	2.5:1	5	119105-2	200
JS4-00103000-45-5P	1.0-30.0	20	2.5	4.50	2.5:1	2.5:1	5	119105-2	200
JS4-00104000-55-5P	1.0-40.0	14	2.7	5.50	2.5:1	2.5:1	5	119105-2	200
JS4-00104000-65-5P	1.0-40.0	14	2.7	6.50	2.5:1	2.5:1	5	119105-2	200
JS4-00104000-75-5P	1.0-40.0	14	2.7	7.50	2.5:1	2.5:1	5	119105-2	200



**OUTLINE DRAWING
JSM AMPLIFIER
124404 - 2**

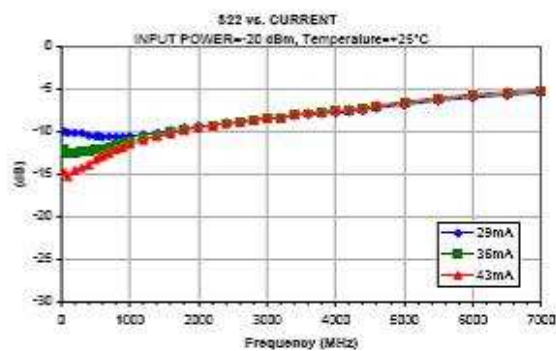
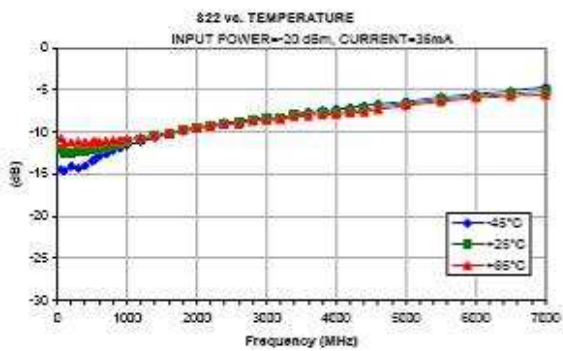
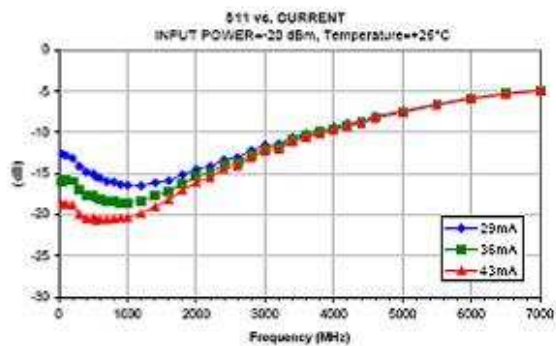
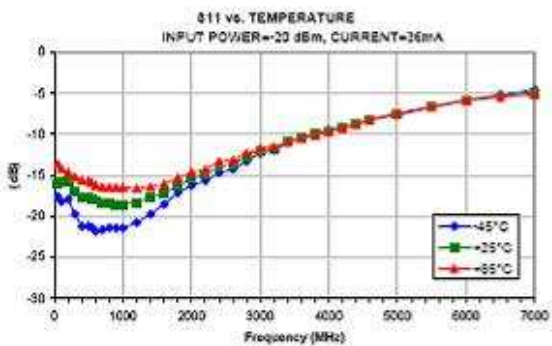
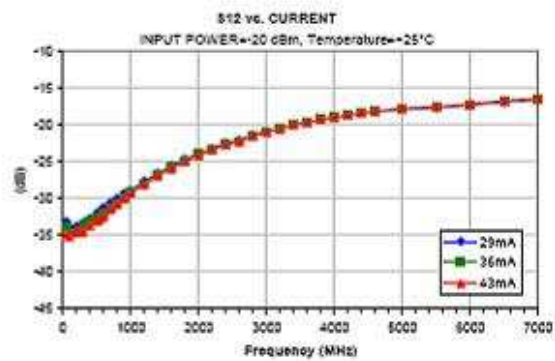
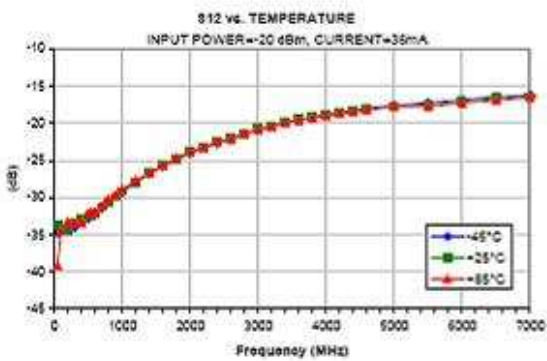
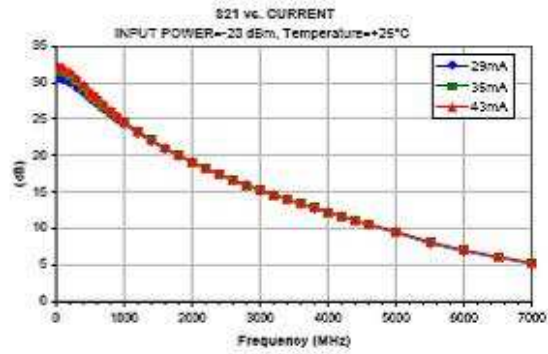
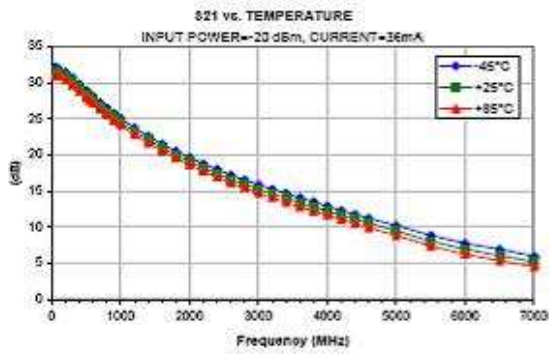
Annexe 3 : Amplificateur FI miteq



MMIC Amplifier

ERA-8SM

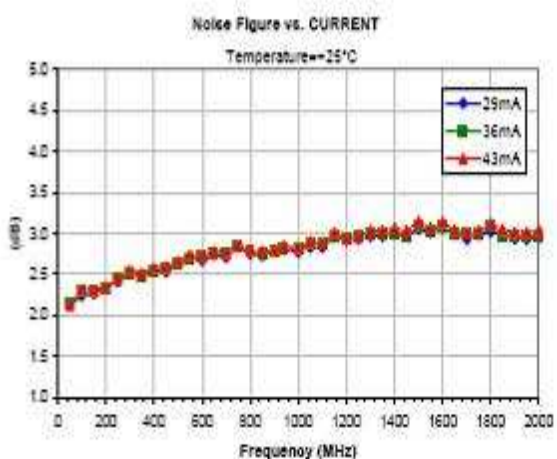
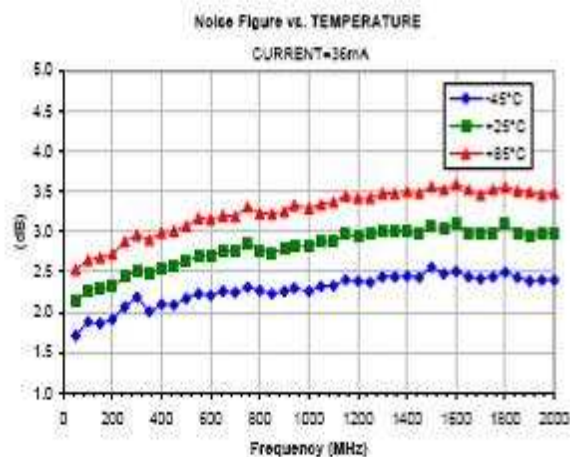
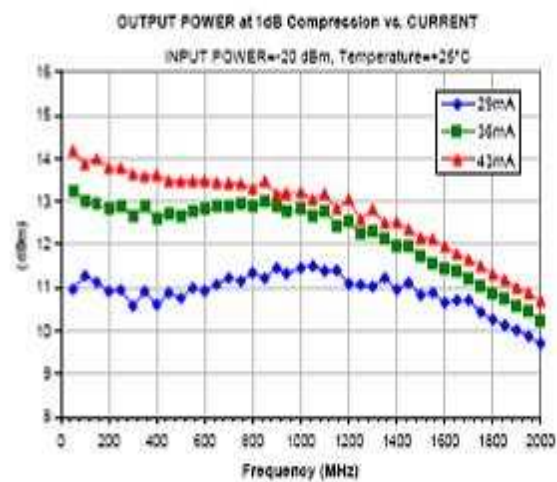
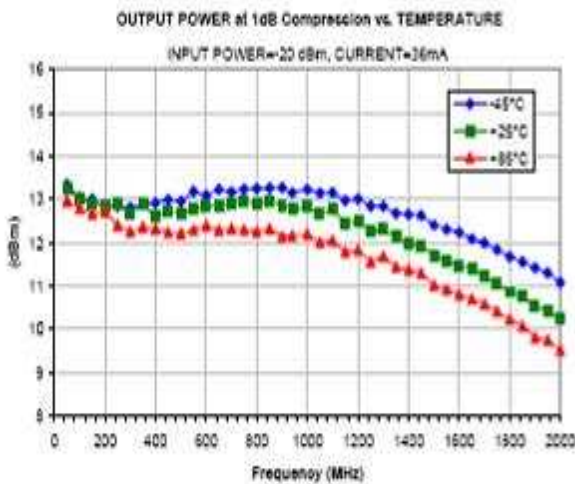
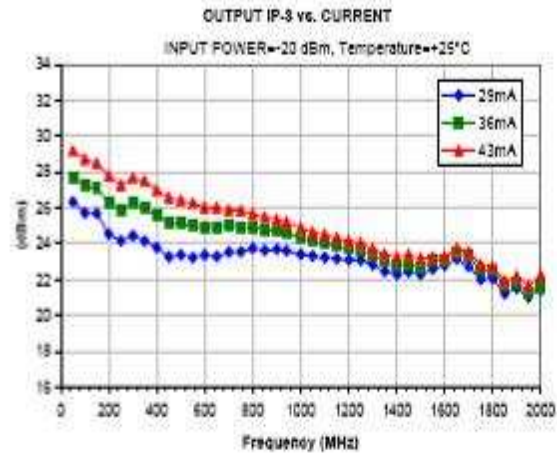
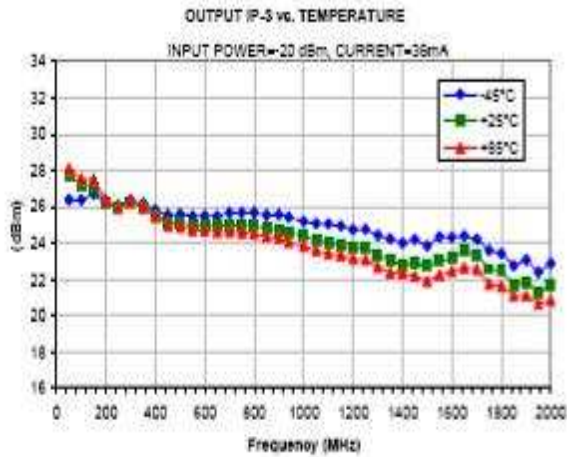
Typical Performance Curves



MMIC Amplifier

ERA-8SM

Typical Performance Curves



ERA-8SM Performance Data

NOTE: Use PDF Bookmarks to view DATA at required conditions

TYPE: MMIC Amplifier

MODEL: ERA-8SM Reference Data: RDF-1211B

S PARAMETERS are presented in dB/deg Format

TEST CONDITIONS: INPUT POWER = -35dBm, I_{cc} = 36mA, V_d = 3.71V @Temperature = +25degC

Definitions:

Input Return Loss=-S11(dB)

Gain(Power Gain)=S21(dB)

Reverse Isolation=-S12(dB)

Output Return Loss=-S22(dB)

FREQ (MHz)	S11		S21		S12		S22		Stability		IP-3 Output (dBm)	1 dB Compression Output (dBm)	Noise Figure (dB)
	(dB)	(deg)	(dB)	(deg)	(dB)	(deg)	(dB)	(deg)	K	Delta			
50	-16.07	-18.54	31.54	169.28	-33.82	12.05	-12.12	-11.98	1.01	0.80	27.74	13.23	2.13
100	-15.71	-17.75	31.39	159.11	-34.53	10.75	-12.61	-27.15	1.04	0.73	27.24	13.02	2.28
150	-16.25	-26.61	31.18	149.33	-34.14	-1.19	-12.44	-40.29	1.03	0.74	27.07	12.92	2.29
200	-15.90	-35.80	30.87	140.09	-34.61	-2.16	-12.55	-53.59	1.06	0.68	26.27	12.83	2.32
250	-16.43	-42.66	30.46	131.06	-33.82	-2.90	-12.59	-66.56	1.04	0.70	25.87	12.89	2.44
300	-16.96	-50.17	30.09	122.33	-33.56	2.39	-12.29	-77.32	1.03	0.68	26.24	12.68	2.52
350	-16.97	-57.75	29.68	114.26	-33.49	1.83	-12.47	-90.08	1.04	0.65	25.96	12.88	2.49
400	-17.61	-62.75	29.25	106.41	-33.03	-0.76	-12.28	-100.93	1.04	0.65	25.55	12.60	2.55
450	-17.53	-69.70	28.82	98.94	-33.02	0.18	-12.29	-112.10	1.05	0.61	25.15	12.74	2.58
500	-17.76	-76.09	28.38	91.91	-32.54	0.62	-12.13	-121.49	1.04	0.61	25.14	12.68	2.63
550	-18.10	-82.09	27.99	84.66	-32.19	-0.58	-12.04	-132.22	1.04	0.60	24.96	12.76	2.70
600	-18.05	-87.34	27.56	78.12	-32.06	-1.97	-12.05	-141.88	1.05	0.58	24.95	12.84	2.71
650	-18.38	-94.18	27.16	71.51	-31.61	-4.72	-11.84	-149.98	1.05	0.58	24.92	12.87	2.76
700	-18.35	-100.02	26.74	65.27	-31.25	-4.71	-11.83	-159.01	1.05	0.57	25.01	12.88	2.76
750	-18.52	-106.77	26.37	58.88	-30.93	-6.88	-11.68	-166.93	1.05	0.57	24.94	12.96	2.86
800	-18.38	-112.98	25.97	53.02	-30.55	-9.98	-11.55	-174.95	1.04	0.56	24.94	12.88	2.77
850	-18.68	-118.54	25.61	46.95	-30.13	-10.44	-11.48	-177.86	1.04	0.57	24.80	12.98	2.74
900	-18.54	-124.56	25.24	41.21	-29.95	-12.43	-11.40	-170.00	1.05	0.55	24.73	12.87	2.79
940	-18.32	-129.96	24.95	36.74	-29.53	-14.80	-11.31	-163.91	1.04	0.56	24.58	12.77	2.82
1000	-18.54	-137.58	24.53	29.91	-29.16	-18.59	-11.20	-155.63	1.04	0.55	24.38	12.82	2.81
1050	-18.44	-144.35	24.19	24.45	-28.84	-20.82	-11.08	-149.36	1.04	0.55	24.14	12.66	2.88
1100	-18.47	-151.42	23.88	18.90	-28.34	-23.60	-10.97	-142.76	1.02	0.56	24.04	12.76	2.88
1150	-18.21	-156.92	23.57	13.55	-28.26	-25.77	-10.92	-135.87	1.03	0.55	23.85	12.44	2.97
1200	-18.31	-162.43	23.22	8.35	-28.01	-28.29	-10.82	-129.80	1.04	0.54	23.76	12.52	2.93
1250	-18.13	-168.93	22.93	3.05	-27.56	-32.21	-10.69	-123.96	1.03	0.55	23.68	12.24	2.97
1300	-18.05	-176.88	22.64	-2.20	-27.34	-34.79	-10.63	-117.79	1.03	0.55	23.38	12.31	3.00
1350	-17.83	-175.99	22.34	-7.19	-27.01	-39.18	-10.52	-112.25	1.02	0.55	23.01	12.13	3.01
1400	-17.70	-170.52	22.07	-12.37	-26.64	-42.15	-10.46	-106.13	1.02	0.56	22.80	11.98	3.01
1450	-17.56	-163.46	21.79	-17.53	-26.46	-45.10	-10.32	-100.71	1.02	0.55	22.85	11.94	2.97
1500	-17.32	-156.72	21.54	-22.61	-26.16	-47.86	-10.26	-95.39	1.02	0.55	22.71	11.72	3.08
1550	-17.55	-150.94	21.21	-27.65	-26.16	-51.30	-10.27	-89.09	1.04	0.54	23.00	11.59	3.03
1600	-17.20	-144.52	20.98	-32.47	-25.72	-54.84	-10.13	-85.08	1.02	0.55	23.14	11.47	3.09
1650	-16.87	-138.26	20.73	-37.26	-25.44	-58.16	-10.00	-79.37	1.02	0.55	23.53	11.40	2.99
1700	-16.73	-133.04	20.48	-42.21	-25.27	-61.08	-9.97	-73.55	1.02	0.55	23.30	11.21	2.99
1750	-16.63	-128.75	20.24	-47.05	-25.18	-65.48	-9.93	-69.34	1.03	0.54	22.56	11.05	2.99
1800	-16.23	-120.16	20.00	-52.02	-24.91	-69.47	-9.76	-64.43	1.02	0.54	22.49	10.86	3.10
1850	-16.10	-114.66	19.75	-56.70	-24.61	-71.02	-9.71	-59.01	1.02	0.55	21.68	10.77	2.98
1900	-15.92	-108.71	19.53	-61.42	-24.40	-75.55	-9.66	-54.18	1.02	0.55	21.86	10.55	2.96
1950	-15.48	-102.29	19.30	-66.38	-24.18	-78.73	-9.55	-49.48	1.02	0.55	21.30	10.43	2.97
2000	-15.38	-95.98	19.09	-71.12	-23.95	-82.27	-9.49	-44.53	1.02	0.55	21.62	10.23	2.97

Surface Mount Monolithic Amplifier

DC-2 GHz

Product Features

- DC-2 GHz
- Single Voltage Supply
- Internally Matched to 50 Ohm
- Unconditionally Stable
- Low Performance Variation Over Temperature
- Transient Protected
- Aqueous washable
- Protected By US Patent 6,943,629

Typical Applications

- Cellular/ PCS/ 3G Base Station
- CATV, Cable Modem & DBS
- Fixed Wireless & WLAN
- Microwave Radio & Test Equipment



ERA-8SM+

CASE STYLE: WW107
PRICE: \$1.27 ea. QTY. (30)

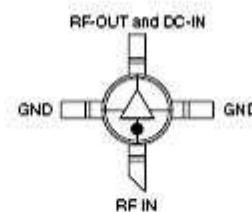
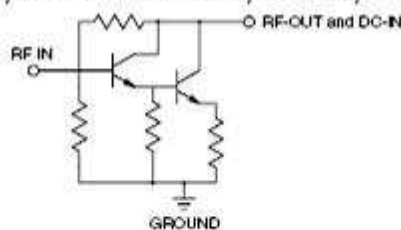
*+ RoHS compliant in accordance
with EU Directive (2002/95/EC)*

The +Suffix has been added in order to identify RoHS
Compliance. See our web site for RoHS Compliance
methodologies and qualifications.

General Description

ERA-8SM+ (RoHS compliant) is a wideband amplifier offering high dynamic range. It has repeatable performance from lot to lot. It is enclosed in a Micro-X package. ERA-8SM+ uses Darlington configuration and is fabricated using InGaP HBT technology. Expected MTBF is 13,000 years at 85°C case temperature.

simplified schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.

Mini-Circuits®
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

ALL NEW
minicircuits.com

P.O. Box 350100, Brooklyn, New York 11235-0008 (718) 564-4500 Fax (718) 332-4001 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site
The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com



REF: MICROWAVE COMPONENTS

REV. B
M106530
ERA-8SM+
070725
Page 1 of 4

Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

ERA-8SM+

Electrical Specifications at 25°C and 36mA, unless noted

Parameter		Min.	Typ.	Max.	Units	Cpk
Frequency Range*		DC		2	GHz	
Gain	f=0.1 GHz	29.3	31.5	32.3	dB	≥ 1.5
	f=1 GHz	22.9	24.4	25.9		
	f=2 GHz		19			
	f=3 GHz		15			
	f=4 GHz		12			
Magnitude of Gain Variation versus Temperature (values are negative)	f=0.1 GHz		.0079	.016	dB/°C	
	f=1 GHz		.0071	.016		
	f=2 GHz		.0076	.016		
	f=3 GHz		.0089			
	f=4 GHz		.0095			
Input Return Loss	f=0.1 GHz		14.5		dB	
	f=1 GHz		16			
	f=2 GHz		15			
	f=3 GHz		13			
	f=4 GHz		10			
Output Return Loss	f=0.1 GHz		12		dB	
	f=1 GHz		13.5			
	f=2 GHz		12			
	f=3 GHz		10			
	f=4 GHz		8			
Reverse Isolation	f=2 GHz	20	23		dB	
Output Power @ 1 dB compression	f=0.1 GHz		12.5		dBm	≥ 1.33
	f=1 GHz	10	12.5			
	f=2 GHz		10.5			
	f=3 GHz		7.5			
Saturated Output Power (at 3dB compression)	f=0.1 GHz		14.9		dBm	
	f=1 GHz		13.7			
	f=2 GHz		11.9			
	f=3 GHz		8.7			
Output IP3	f=0.1 GHz	24	27		dBm	≥ 1.33
	f=1 GHz	22	25			
	f=2 GHz	18	21.5			
	f=3 GHz		18			
Noise Figure	f=0.1 GHz		2.2	3	dB	
	f=1 GHz		2.8	3.8		
	f=2 GHz		3	4		
Group Delay	f=1 GHz		130		ps/c	
Recommended Device Operating Current			36		mA	
Device Operating Voltage		3.5	3.7	3.9	V	≥ 1.5
Device Voltage Variation vs. Temperature at 36mA			-0.5		mV/°C	
Device Voltage Variation vs. Current at 25°C			6.4		mV/mA	
Thermal Resistance, junction-to-case ¹			140		°C/W	

*Guaranteed specification DC-2 GHz. Low frequency cut off determined by external coupling capacitors.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Rating
Operating Temperature ¹	-45°C to 85°C
Storage Temperature	-65°C to 150°C
Operating Current	65mA
Power Dissipation	250mW
Input Power	13dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.
 These ratings are not intended for continuous normal operation.
¹Case is defined as ground leads.
²Based on typical case temperature (rise 5°C above ambient).

Mini-Circuits
 ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

ALL NEW
 minicircuits.com

P.O. Box 350100, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 932-4001 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site Page 2 of 4



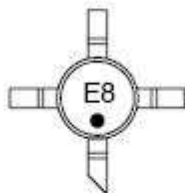
The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RFIIF MICROWAVE COMPONENTS

Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

ERA-8SM+

Product Marking



Additional Detailed Technical Information

Additional information is available on our web site. To access this information enter the model number on our web site home page.

Performance data, graphs, s-parameter data set (.zip file)

Case Style: WW107

Plastic micro-x, .085 body diameter, lead finish: tin/silver/nickel

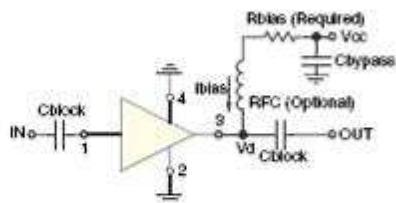
Tape & Reel: F4

Suggested Layout for PCB Design: PL-075

Evaluation Board: TB-408-8+

Environmental Ratings: ENV08T2

Recommended Application Circuit



Test Board includes case, connectors, and components (in bold) soldered to PCB

R BIAS	
Vcc	"1%" Res. Values (ohms) for Optimum Biasing
7	88.7
8	118
9	143
10	174
11	200
12	232
13	255
14	280
15	309
16	340
17	365
18	392
19	422
20	453

Mini-Circuits[®]

ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

P.O. Box 350100, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4001 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/MICROWAVE COMPONENTS

ALL NEW
minicircuits.com

Page 3 of 4

Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier**ERA-8SM+****ESD Rating**

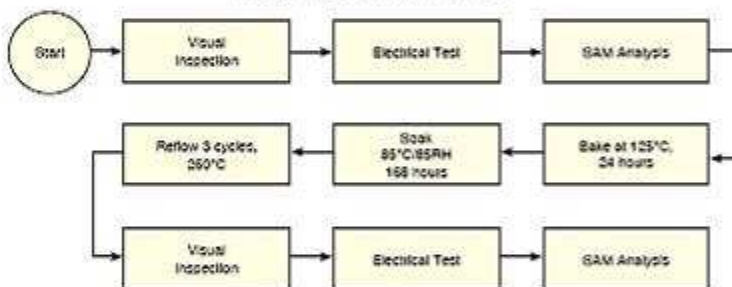
Human Body Model (HBM): Class 1B (500 v to < 1,000 v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

Machine Model (MM): Class M1 (< 100 v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.2 - 1999

MSL Rating

Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDECJ-STD-020C

No.	Test Required	Condition	Standard	Quantity
1	Visual Inspection	Low Power Microscope Magnification 40x	MIP-IN-0003 (MCT spec)	45 units
2	Electrical Test	Room Temperature	SCD (MCL spec)	45 units
3	SAM Analysis	Less than 10% growth in term of delamination	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units
4	Moisture Sensitivity Level 1	Bake at 125°C for 24 hours Soak at 85°C/85%RH for 168 hours Reflow 3 cycles at 260°C peak	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units

MSL Test Flow Chart

Mini-Circuits®
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

ALL NEW
minicircuits.com

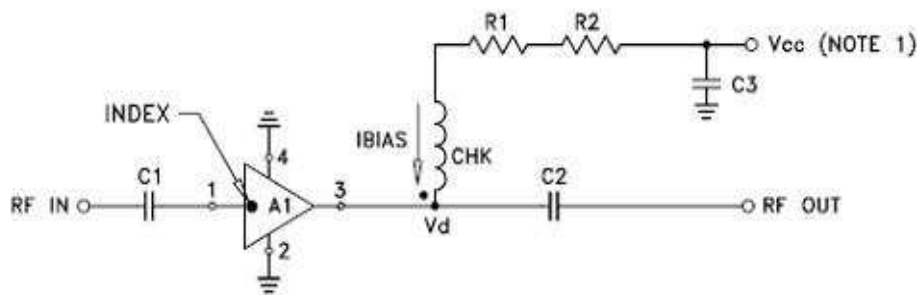
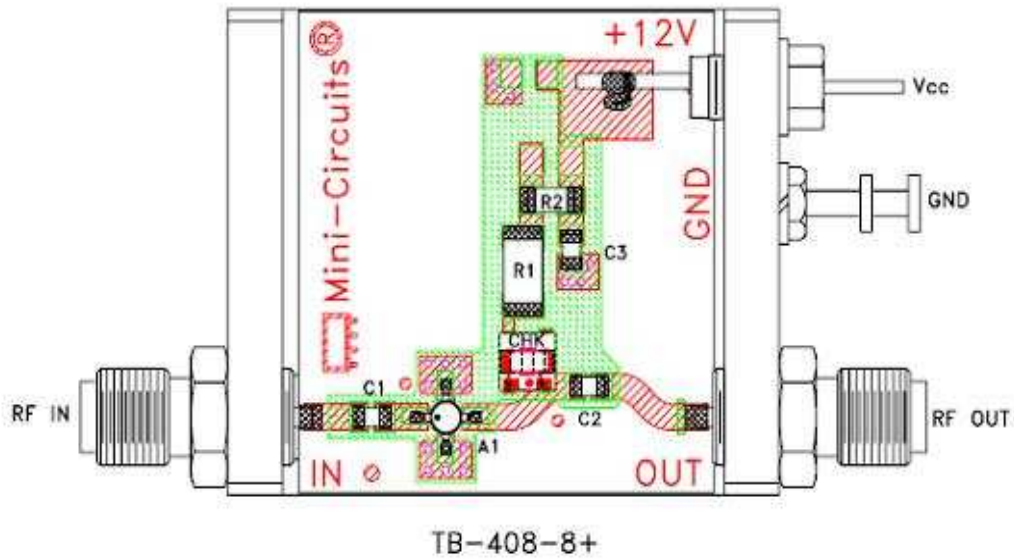
P.O. Box 350100, Brooklyn, New York 11235-0000 (718) 334-4500 Fax (718) 332-4001 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site Page 4 of 6



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/MICROWAVE COMPONENTS

Evaluation Board and Circuit



COMPONENT	VALUE
A1	ERA-8SM(+)
C1 (NOTE 4)	2400 pF
C2 (NOTE 4)	2400 pF
C3 (bypass)	0.1 uF
R1	232 Ohms, 0.75W
R2	0 Ohm, 0.25W
CHK	Mini-Circuits TCCH-80+

Schematic Diagram

NOTE:

1. Vcc voltage: $+12 \pm 0.2V$.
2. SMA Female connectors.
3. PCB material: Rogers R04350 or equivalent, dielectric constant=3.5, dielectric thickness=.030 inch.
4. Capacitors, C1 & C2 should be free of resonance up to the highest frequency specified.

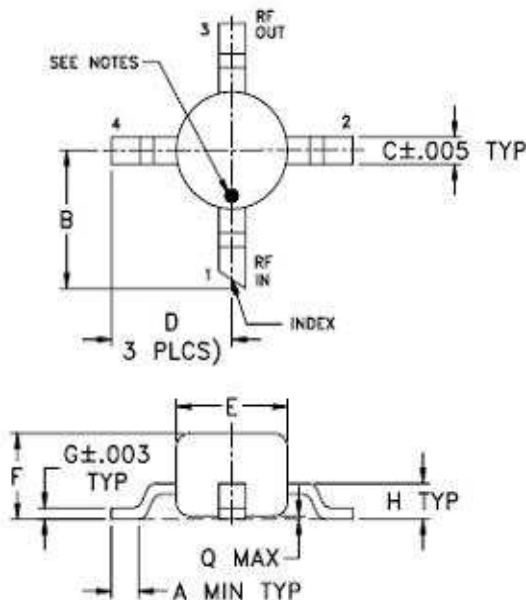
Mini-Circuits®

Case Style

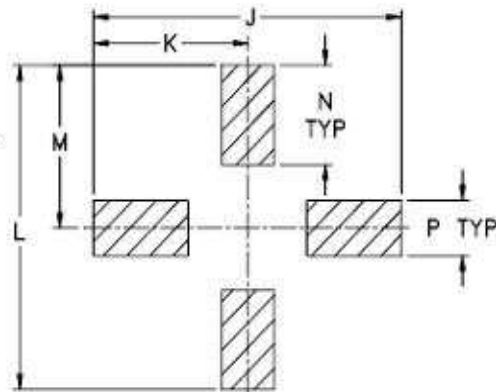
WW

WW107

Outline Dimensions



PCB Land Pattern



Suggested Layout,
Tolerance to be within $\pm .002$

CASE#	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	WT. GRAMS
WW107	.012 (0.30)	.10 (2.54)	.020 (0.51)	.092 (2.34)	.085 (2.16)	.060 (1.52)	.007 (0.18)	.026 (0.66)	.235 (5.97)	.118 (3.00)	.235 (5.97)	.118 (3.00)	.072 (1.83)	.040 (1.02)	.020 (0.51)	.015

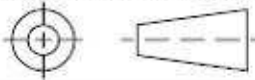
Dimensions are in inches (mm). Tolerances: 2 Pl. $\pm .03$; 3 Pl. $\pm .015$

Notes:

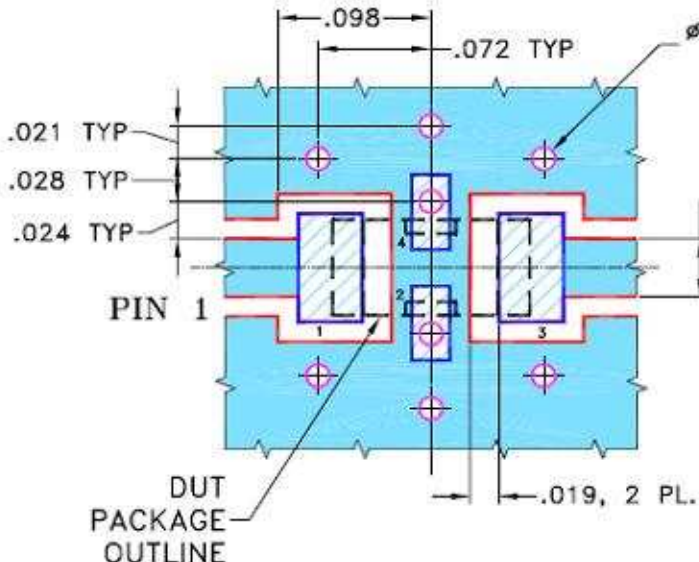
- Case material: Plastic.
- Termination finish:
For RoHS Case Styles: Tin-Silver-Nickel plate.
For RoHS-5 Case Styles: Tin-Lead plate.
- RF input termination (1) identified by one or both of the following at factory option:
 - diagonally cut termination, which may be 45° (ref) in either direction;
 - orientation mark on the case. Model dash number is identified by color dot or alphanumeric code on case. See specification data sheet.

INTERNET <http://www.minicircuits.com>
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661
Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010
Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified

Annexe 4 : Filtre passe-bas FI

THIRD ANGLE PROJECTION 	REVISIONS																		
	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th>REV</th> <th>ECN No.</th> <th>DESCRIPTION</th> <th>DATE</th> <th>DR</th> <th>AUTH</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>OR</td> <td>M88634</td> <td>NEW RELEASE</td> <td>08/28/03</td> <td>GF</td> <td>ABD</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>M102713</td> <td>ADDED "...WITH SMOBC"</td> <td>01/17/06</td> <td>MMG</td> <td>IL</td> </tr> </tbody> </table>	REV	ECN No.	DESCRIPTION	DATE	DR	AUTH	OR	M88634	NEW RELEASE	08/28/03	GF	ABD	A	M102713	ADDED "...WITH SMOBC"	01/17/06	MMG	IL
REV	ECN No.	DESCRIPTION	DATE	DR	AUTH														
OR	M88634	NEW RELEASE	08/28/03	GF	ABD														
A	M102713	ADDED "...WITH SMOBC"	01/17/06	MMG	IL														

**SUGGESTED MOUNTING CONFIGURATION
FOR FV1206 CASE STYLE, "nx" PIN CONNECTION**




COPLANAR WAVEGUIDE:
.038 TRACE WIDTH,
& .013 GAP, 2 PL.
(SEE NOTE BELOW)

NOTES:

- COPLANAR WAVEGUIDE PARAMETERS ARE SHOWN FOR ROGERS RO4350B WITH THICKNESS .020" ± .0015".
COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE.
FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH & GAP MAY NEED TO BE MODIFIED.
- BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.

DENOTES PCB COPPER LAYOUT WITH SMOBC
(SOLDER MASK OVER BARE COPPER)

DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

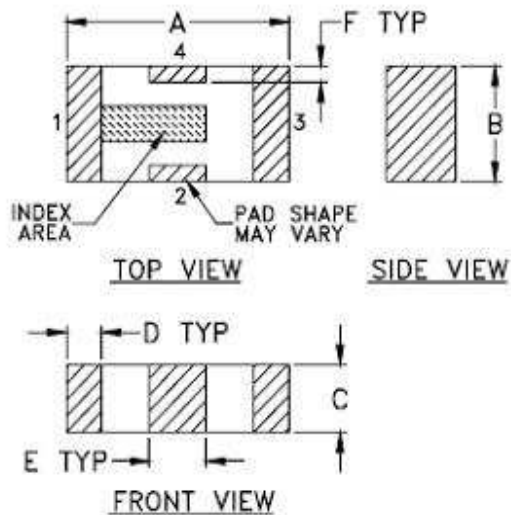
UNLESS OTHERWISE SPECIFIED	INITIALS	DATE			
<small> DIMENSIONS ARE IN INCHES TOLERANCES ON: 2 PL DECIMALS ± 3 PL DECIMALS ± .005 ANGLES ± FRACTIONS ± </small>	DRAWN	GF	08/27/08	 Mini-Circuits® 13 Neptune Avenue Brooklyn NY 11235	
	CHECKED	AV	08/28/03		
	APPROVED	ABD	08/28/03		
PL, nx, FV1206, LFCN/HFCN, TB-270					
<small> THIS DOCUMENT AND ITS CONTENTS ARE THE PROPERTY OF MINI-CIRCUITS. EXCEPT FOR USE EXPRESSLY GRANTED, IN WRITING, TO ITS VENDORS, VENDOR AND THE UNITED STATES GOVERNMENT, MINI-CIRCUITS RESERVES ALL PROPRIETARY DESIGN, USE, MANUFACTURING AND REPRODUCTION RIGHTS THEREON. THESE CONTENTS SHALL NOT BE USED, REPLICATED OR DISCLOSED TO ANY OUTSIDE PARTY, IN WHOLE OR IN PART, WITHOUT WRITTEN PERMISSION OF MINI-CIRCUITS. </small>		SIZE A	CODE IDENT 15542	DRAWING NO: 98-PL-137	REV: A
ASHEETA1.DWG REV:A DATE:01/12/95		FILE: 98PL137	SCALE: 10:1	SHEET: 1 OF 1	

Case Style

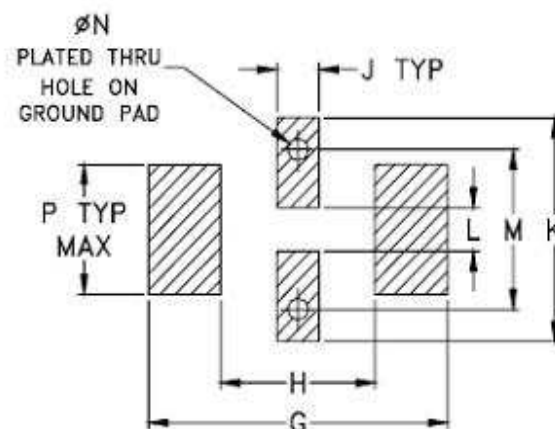
FV

FV1206

Outline Dimensions



PCB Land Pattern



Suggested Layout,
Tolerance to be within ± 0.02

CASE #	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	WT. GRAM
FV1206	.126 (3.20)	.063 (1.60)	.037 (0.94)	.020 (0.51)	.032 (0.81)	.009 (0.23)	.169 (4.29)	.087 (2.21)	.024 (0.61)	.122 (3.10)	.024 (0.61)	.087 (2.21)	.012 (0.30)	.071 (1.80)	.020

Dimensions are in inches (mm). Tolerances: 2 PL $\pm .01$; 3 PL $\pm .005$

Notes:

- Open style, ceramic base.
- Termination finish:
For RoHS Case Styles: Tin plate over Nickel plate. All models, (+) suffix.
For RoHS-5 Case Styles: Tin-Lead plate. All models, no (+) suffix.

Mini-Circuits[®]

INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010

Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified

98-FV Rev: H (06/28/07) M113146 File: 98-FV.doc
This document and its contents are the property of Mini-Circuits.

Sheet 1 of 2

Ceramic

Low Pass Filter

50Ω DC to 160 MHz

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input*	8W at 25°C
DC Current Input to Output	0.5A max. at 25°C

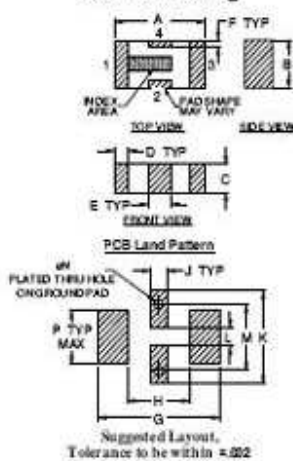
*Passband rating, derate linearly to 3 W at 100°C ambient

Pin Connections

RF IN	1**
RF OUT	3**
GROUND	2, 4

**RF IN & RF OUT can be interchanged

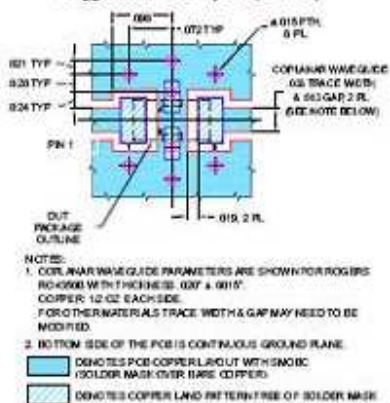
Outline Drawing



Outline Dimensions (inch mm)

A	B	C	D	E	F	G	
.126	.083	.037	.020	.032	.009	.169	
3.20	1.60	0.94	0.51	0.81	0.23	4.29	
H	J	K	L	M	N	P	wt
.087	.034	.122	.024	.087	.012	.071	grams
2.21	0.87	3.10	0.61	2.21	0.30	1.80	.020

Demo Board MCL P/N: TB-270 Suggested PCB Layout (PL-137)



LFCN-160+



CASE STYLE: FV1206

Model	Price	Qty.
LFCN-160+	\$299	(10-49)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Features

- excellent power handling, 8W
- small size
- 7 sections
- temperature stable
- protected by US Patent 6,943,646

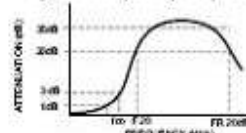
Applications

- harmonic rejection
- VHF/UHF transmitters/receivers
- lab use

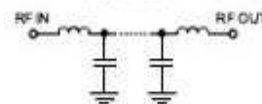
Low Pass Filter Electrical Specifications (T_{AMB} = 25°C)

PASSBAND (MHz) (loss < 1 dB) Max.	f _{co} , MHz Nom. (loss 3 dB) Typ.	STOP BAND (MHz) (loss, dB)			VSWR (:1)		NO. OF SECTIONS
		F 20 Min.	35 Typ.	FR 20 Typ.	Stopband Typ.	Passband Typ.	
DC - 160	230	330	480 - 2700	6100	17	1.2	7

typical frequency response



schematic

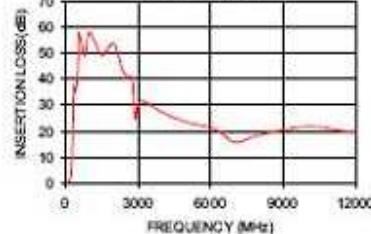


Typical Performance Data at 25°C

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	VSWR (:1)
40	0.29	1.07
100	0.53	1.07
150	0.77	1.09
160	0.85	1.11
210	1.60	1.41
230	2.50	1.74
260	5.92	2.80
290	10.64	3.89
310	21.67	5.22
330	30.84	5.74
350	37.58	6.13
480	39.25	12.26
1000	54.13	59.91
2700	41.64	56.04
6100	20.85	27.59
9000	33.07	14.03
12000	19.52	4.50

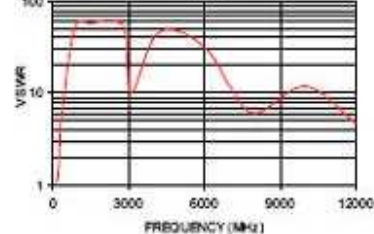
LFCN-160+

INSERTION LOSS



LFCN-160+

VSWR



Mini-Circuits®

ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 994-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/MICROWAVE COMPONENTS

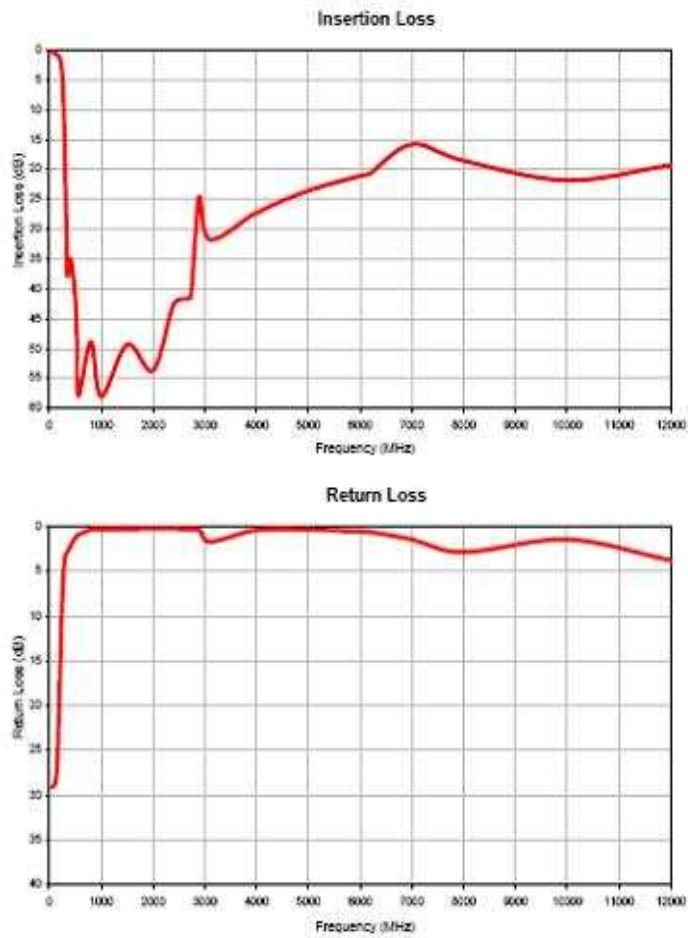
ALL NEW
minicircuits.com

REV. B
M12060
E06-2071-0
LFCN-160+
RAV
07/03
Page 1 of 1

Ceramic Low Pass Filter

LFCN-160+

Typical Performance Curves



INTERNET <http://www.minicircuits.com>
 P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661
 Distribution Centers NORTH AMERICA 800-554-7949 • 417-335-0935 • Fax 417-335-0946 • EUROPE 44-1252-852660 • Fax 44-1252-857010
 Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified



REV. X1
 LFCN-160+
 081116
 Page 2 of 2

Ceramic Low Pass Filter

LFCN-160+

Typical Performance Data

FREQUENCY (MHz)	INSERTION LOSS (dB)	RETURN LOSS (dB)
50	0.34	29.15
80	0.44	28.95
100	0.52	28.81
120	0.61	28.51
140	0.71	27.86
153	0.79	26.17
160	0.85	25.93
170	0.92	23.39
175	0.98	22.47
180	1.03	21.48
220	1.92	13.44
230	2.50	11.39
236	2.82	10.43
253	4.61	7.62
276	9.21	4.97
291	13.84	4.00
303	18.41	3.54
314	23.23	3.27
324	27.97	3.11
330	30.84	3.06
333	32.31	3.00
348	37.83	2.84
410	34.96	2.19
480	39.25	1.42
483	39.17	1.42
512	43.57	1.21
532	48.05	1.07
560	57.86	0.92
800	48.67	0.39
1000	57.99	0.29
1500	49.30	0.30
2000	53.64	0.28
2400	42.54	0.28
2700	41.64	0.31
2740	40.61	0.31
2830	29.85	0.35
2900	24.55	0.44
3100	31.70	1.73
4000	27.26	0.43
5000	23.53	0.37
6100	20.65	0.63
6190	20.69	0.63
7000	15.79	1.48
8000	18.52	2.69
10000	21.78	1.48
12000	19.27	3.79

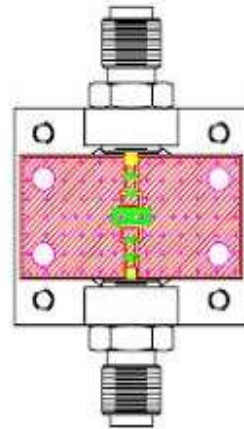


INTERNET <http://www.minicircuits.com>
 P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4061
 Distribution Centers NORTH AMERICA: 800-554-7948 • 417-335-3535 • Fax 417-335-0945 • EUROPE: 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010
 Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified

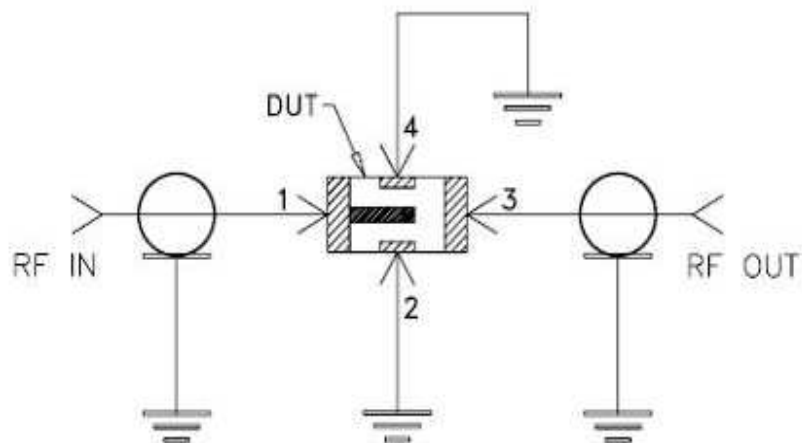


REV. X1
 LFCN-160+
 061118
 Page 1 of 2

Evaluation Board and Circuit




TB-270



Schematic Diagram

Notes:

1. SMA Female connectors.
2. PCB Material: ROGERS R04350 or equivalent,
Dielectric Constant=3.5, Thickness=.020 inch.

 Mini-Circuits®

Annexe 10 : Publications et communications relatives à ce travail

[A] M. Abouchahine, A. Saleh, G. Neveux, T. Reveyrand, J.P. Teyssier, D. Barataud, and J. M. Nebus, "Broadband Time-Domain Measurement System applied to the Characterization of Cross-Modulation in Nonlinear Microwave Devices", IMS2009-MTT- USA- BOSTON-Juin2009.

[B] M. Abou Chahine, A. Saleeh, T. Reveyrand, G. Neveux, D. Barataud, J.P Teyssier, J.M.Nebus. "Caractérisation Temporelle de Transmodulation Large Bande d'un Amplificateur de Très Forte Puissance (50W)", JNM2009- FRANCE- GRENOBLE- MAI2009.

[C]M. Abou chahine, A. Saleh, D. Rousset, G. Neveux, D. Barataud, and J. M. Nebus, "Time-Domain Characterization Using LSNA of a Broad Band Cross Modulation in CDMA Communications Systems", ACTEA2009-LEBANON-ZOUKMOSBEH- JULY2009.

[D] M. Abouchahine, A. Saleh, G. Neveux, T. Reveyrand, J.P. Teyssier, D. Rousset, D. Barataud, and J. M. Nebus, "Broadband Time Domain Measurement System for the Characterization of Nonlinear Microwave Devices with Memory", IEEE Trans. MTT- APRIL 2010.

[E] A.Saleh, M. Abou Chahine, T.Reveyrand ,G. Neveux, D. Barataud, J.Michel Nebus, R. Quéré, Y.Bouvier, .Godin, and M. Riet, "40 ns Pulsed I/V Set-up and Measurement Method applied to InP HBT characterization and Electro-thermal modeling", IMS2009-RFIC- USA- BOSTON- Juin2009.

[F] A. Saleh, M. Abou Chahine,G. Neveux, D. Barataud, J.M. Nebus, R. Quéré, Y. Bouvier, J. Godin, and M. Riet, "Méthode de mesure I/V en impulsion courte de 40 ns appliquée à la caractérisation des HBT InP", JNM2009- FRANCE- GRENOBLE- MAI2009.

Résumé : Face à l'explosion du trafic des télécommunications numériques et leurs volumes d'informations associés à transmettre, les bandes passantes nécessaires pour satisfaire aux contraintes de débit deviennent de plus en plus larges. Les formats de modulations deviennent eux aussi de plus en plus complexes imposant de nouvelles contraintes de linéarité, de puissance et de consommation aux amplificateurs de puissance des chaînes émission soumis à des signaux multiporteuse modulés. La conception de ces amplificateurs passe donc par la caractérisation et/ou la modélisation des effets non linéaires des composants le constituant. La connaissance et l'identification de ces effets suppose de travailler dans le domaine temporel pour prendre en compte les effets mémoire liés aux largeurs de bande passante mis en œuvre.

Ce mémoire de thèse présente donc une étude théorique et expérimentale de la conception d'un outil de caractérisation avancé de dispositifs microondes dans le domaine temporel. Cet outil est fondé sur la mise en œuvre d'un nouveau récepteur utilisant le «sous-échantillonnage large bande ». Ce récepteur a été associé à un banc complet de caractérisation de dispositifs non linéaires soumis à des signaux radiofréquences modulés large bande (160 MHz) de forte puissance (50 Watts). Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet Lipsys soutenu par le pôle de compétitivité Elopsys.

Mots clés : caractérisations temporelles, sous-échantillonnage, large bande, multi-porteuse, amplificateur de puissance, non linéarités

Development of a Broadband Functional Characterization Bench (Carriers and Envelopes) in the Time Domain of nonlinear microwave devices

Abstract: Faced with the explosion of digital telecommunications, traffic and their associated information volumes to transmit, the bandwidth necessary to satisfy the flow constraints are becoming increasingly broad. The modulation formats become also more and more complex imposing new constraints of linearity and power consumption to power amplifiers channels using multicarrier modulated signals. Therefore the design of these amplifiers requires to characterize and / or to model nonlinear effects of their components. Knowledge and identification of these effects involve working in the time-domain to take into account the memory effects related to the implemented bandwidths.

Therefore this thesis presents a theoretical and experimental study of design of an advanced tool for characterizing microwave devices in the time-domain. This tool is based on the implementation of a new receiver using the "broadband sub-sampling". This receiver has been associated with a full characterization bench of nonlinear devices driven by wideband (160 MHz) high power (50 watts) modulated radio frequency signals. This work was performed in the context of the ELOPSYS cluster's Lipsys project.

Keywords: time-domain characterization, sub-sampling, broadband, multi-carrier, power amplifier, nonlinearities.

XLIM – UMR CNRS n° 6172

123 Avenue Albert Thomas – 87060 LIMOGES CEDEX