

7/621.893

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de Master Académique
Domaine : **Sciences et Technologie**
Filière : **Electronique**
Spécialité : **Systemes Electroniques**

Etude d'un banc de caractérisation de linéarité des dispositifs non linéaires

Présenté par :

BOUYEDDA Abdellatif

Sous la direction de :

Dr. BOUKHEROUBA Abdelhak

Université de Guelma-Algérie

Pr. BARATAUD Denis

Université de Limoges-France

Jun 2016

Dédicace

A ceux qui n'ont cessé de m'encourager, à mes chers parents.



Résumé

Les travaux de ce stage de fin d'étude, sont réalisés au sein du laboratoire d'XLIM à l'Université de Limoges- France dans le cadre de la collaboration avec l'Université du 08 mai 1945 Guelma-Algérie, sous la direction de Pr.BARATAUD Denis de l'Université de Limoges-France et Dr.BOUKHEROUBA Abdelhak de l'université du 08 mai 1945 Guelma-Algérie. Dans ce travail, on a étudié un banc de caractérisation de linéarité de dispositifs non linéaires comme des amplificateurs de puissance et surtout un mélangeur aux fréquences RF. L'objectif est de faire des mesures propres des intermodulations engendrées par les non linéarités des dispositifs non linéaires. Pour cela, on a étudié théoriquement les réponses de ces dispositifs non linéaires à une excitation mono-porteuse et bi-porteuse variable en puissance et en fréquence. Après avoir assimilé les notions de base, on a mis en place un banc de mesure permettant de réaliser les caractérisations de linéarité. On fait une étude approfondie sur le fonctionnement des équipements du banc en les caractérisant et en les étalonnant de façon exhaustive. On a abordé les problématiques bas niveau et fort niveau de puissance liées à la dynamique de l'instrument de mesure (analyseur de spectre). On a automatisé le banc de mesure pour un contrôle à distance à travers le serveur d'application de l'Université de Limoges.

Les résultats de mesure de ce stage vont être utilisés par un doctorant travaillant sur la modélisation comportementale des mélangeurs RF, pour valider son modèle.

Contents

Dédicace.....	1
Résumé	2
CHAPITRE I : Introduction, concepts fondamentaux et définitions	5
I.1 Introduction	5
I.2 Linéarité et non linéarité	5
I.3 Etude théorique de la réponse fréquentielle d'une non linéarité à une excitation monoporteuse et biporteuse.....	6
I.3.1 Principe de la caractérisation monoporteuse.....	7
I.3.1 Principe de la caractérisation biporteuse	11
CHAPITRE II : Présentation du banc de mesure.....	17
II.1 Présentation du banc de mesure de base	17
II.1.1 Présentation des instruments de mesure.....	17
II.1.2 Principe et caractéristique principale d'un réflectomètre microonde.....	26
II.1.3 Circulateur RF	31
II.1.4 Combiner RF	32
CHAPITRE III : Caractérisation d'un amplificateur de puissance	33
III.1 Caractérisation des instruments utilisés dans le banc de mesure	33
III.1.1 Caractérisation du SMBV100a	33
III.1.2 Caractérisation du ZVL.....	35
III.1.2.2 Cas des signaux de faible niveau de puissance	36
III.2 Mise en place du banc de mesure fonctionnel et configuration optimale du ZVL6.....	37
III.3 Description du DST	38
III.4 Mesures.....	38
III.4.1 Mesure des paramètres S du DST.....	38
III.4.2 Caractérisation monoporteuse.....	39
III.4.3 Caractérisation biporteuse	41
Conclusion :	45
CHAPITRE IV : Caractérisation d'un mélangeur RF	46
IV.1 Principe de fonctionnement d'un mélangeur aux fréquences RF et Microondes	46
III.2 Description du DST et principe de fonctionnement	47
III.3 Manipulation.....	50
III.4.2 Caractérisation monoporteuse	50

<i>III.4.3 Caractérisation biporteuse</i>	53
Conclusion	55
Conclusion générale	56
Référence	57

CHAPITRE I : Introduction, concepts fondamentaux et définitions

I.1 Introduction

Les progrès technologiques réalisés dans l'industrie des télécommunications au cours de ces dernières décennies se sont accompagnés d'une augmentation considérable du nombre d'utilisateurs potentiels sur un même support de transport d'information (réseau câblé, réseau hertzien...). Avec l'essor des communications numériques les techniques d'accès et de modulations sont devenues de plus en plus complexes générant des signaux de transport de l'information occupant des bandes de fréquences de plus en plus importantes. Dans ce contexte la menace de saturation des bandes fréquentielles disponibles requiert une gestion plus efficace des ressources énergétiques lors de la conception de systèmes de télécommunications modernes. La conception de circuits radiofréquences s'appuie sur l'utilisation d'outils CAO performants. Même s'ils demeurent toujours en évolution les modèles de cellules actives (Transistor...) et passives (lignes de transmission...) sont aujourd'hui bien maîtrisés et ont été très largement validés. De plus, de nombreuses méthodes de calcul sont disponibles, de l'intégration temporelle au transitoire d'enveloppe en passant par l'équilibrage harmonique. Grâce à cette palette d'outils, les simulations de circuits radiofréquences peuvent aujourd'hui être considérées comme fiables et robustes ce qui permet une description fine des performances du circuit désigné.

Aujourd'hui les mêmes approches devraient être menées au niveau système. Mais si les algorithmes de calcul efficaces sont plus ou moins disponibles il en va autrement pour les modèles CAO Système. Ces modèles encore appelés modèles comportementaux ou modèles boîte noire constituent alors un axe de recherche important. En effet c'est par l'amélioration des performances de ce type de modèles que l'on pourra diminuer les coûts et délais de conception du système complet. Le développement de modèle boîte noire précis constitue alors un sujet d'étude important. Ce travail a pour but de réaliser des mesures expérimentales pour valider un modèle comportementale fait pour un mélangeur RF.

I.2 Linéarité et non linéarité

La réalité de l'électronique est que les circuits électroniques sont quasiment tous non linéaires. L'hypothèse de la linéarité qui est un concept idéal est juste une approximation en pratique. Certains circuits, comme les amplificateurs de signaux faibles sont non linéaires mais ils ont aussi un fonctionnement linéaire à très bas niveau de puissance. Pour ce type de circuits, la non linéarité dégrade les performances du système ; il faut la minimiser. D'autres circuits comme certains mélangeurs, modulateur d'amplitude et des diviseurs de fréquence, fonctionnent grâce à la non linéarité.

Les circuits linéaires sont par définition ceux qui obéissent au théorème de superposition. Le théorème de superposition veut dire que si deux excitations x_1 et x_2 sont appliquées séparément sur un circuit ayant une réponse y_1 et y_2 , respectivement, la réponse à l'excitation $ax_1 + bx_2$ est $ay_1 + by_2$, avec a et b des constants arbitraires peuvent être réelles, complexes, variant ou invariant dans le temps. Cette définition implique que si les excitations sont des sinusoïdes pures, la sortie ne comporte que les fréquences étant en entrée. En revanche, un circuit non linéaire ne respecte pas le théorème de superposition. Dans le cas des excitations sinusoïdales, la sortie ne comporte pas seulement les fréquences en entrée mais d'autres nouvelles fréquences apparaissent aussi. On parle des fréquences harmoniques et des produits d'intermodulation.

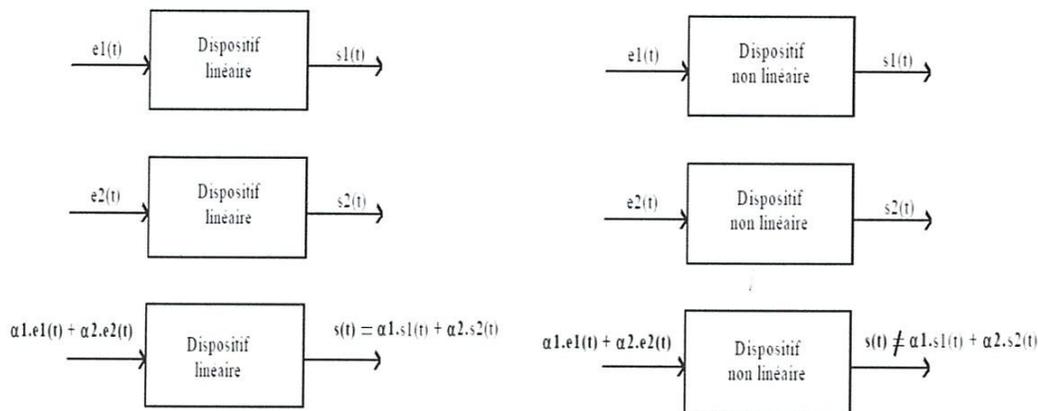


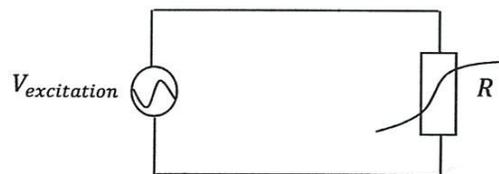
Figure I.1.a : Dispositifs linéaires.

Figure I.1.a : Dispositifs non linéaires.

1.3 Etude théorique de la réponse fréquentielle d'une non linéarité à une excitation monoporteuse et biporteuse

Parmi les caractéristiques qui décrivent la non linéarité d'un dispositif non linéaire, la plus fondamentale est caractéristique I/V qui établit la relation du courant traversant le dispositif en fonction de la tension à ses bornes c'est notamment . Autour du point de fonctionnement, à l'hypothèse des signaux faibles puissance, l'expression du courant en fonction de la tension peut être développée en série de Taylor. Autrement dit, le courant peut être décrit par une série de puissance d'ordre n . Le coefficient du terme d'ordre n de cette série de puissance ($I(V)$ au voisinage de V_0) est la valeur de la dérivée n^{eme} de I par rapport à V au point V_0 .

Dans le but de décrire la non linéarité du dispositif sous test, on l'excite avec un signal bien choisi et on essaie d'établir la relation entrée/sortie à partir de sa réponse. Selon le type du signal d'excitation, on distingue deux approches de caractérisation .Une caractérisation dite mono-porteuse et l'autre dite biporteuse. Afin d'illustrer le principe de chacune des deux, on va prendre l'exemple le plus simple étant une résistance non linéaire :



Soit l'expression du courant qui la traverse en fonction de la tension à ses bornes définie par :

$$i(t) = a_1 v(t) + a_2 v^2(t) + a_3 v^3(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) \quad (\text{eq 1.1})$$

Tel que,

$$i_1(t) = a_1 v(t), i_2(t) = a_2 v^2(t), i_3(t) = a_3 v^3(t)$$

On suppose que les coefficients de cette non linéarité sont connus

$$a_1 = 1 \Omega^{-1}, a_2 = -1 \Omega^{-2}, a_3 = 0.5 \Omega^{-3}$$

$$i(t) = v(t) - v^2(t) + 0.5v^3(t)$$

1.3.1 Principe de la caractérisation monoporteuse

La caractérisation monoporteuse consiste à exciter le dispositif non linéaire par une sinusoïde pure, c'est-à-dire en absence de la modulation et de canaux adjacent. Lorsque ce signal est envoyé à l'entrée d'un amplificateur non linéaire des fréquences harmoniques apparaissent. La forme du signal est la suivante :

$$V_{excitation}(t) = V_0 + v(t)$$

Si $V_0 = 0$,

$$V_{excitation}(t) = v(t) = A \cos(2\pi ft + \varphi)$$

Où

A : L'Amplitude.

f : La fréquence.

φ : La phase.

On va exciter la résistance non linéaire de l'exemple précédent avec $V_{excitation}(t)$, en fixant $A = 1 \text{ V}$, $f = 99 \text{ KHz}$ et $\varphi = 0 \text{ rad}$. L'allure temporelle, le spectre d'amplitude et de phase sont présentés dans les figures 1.2.a, 1.2.b et 1.2.c :

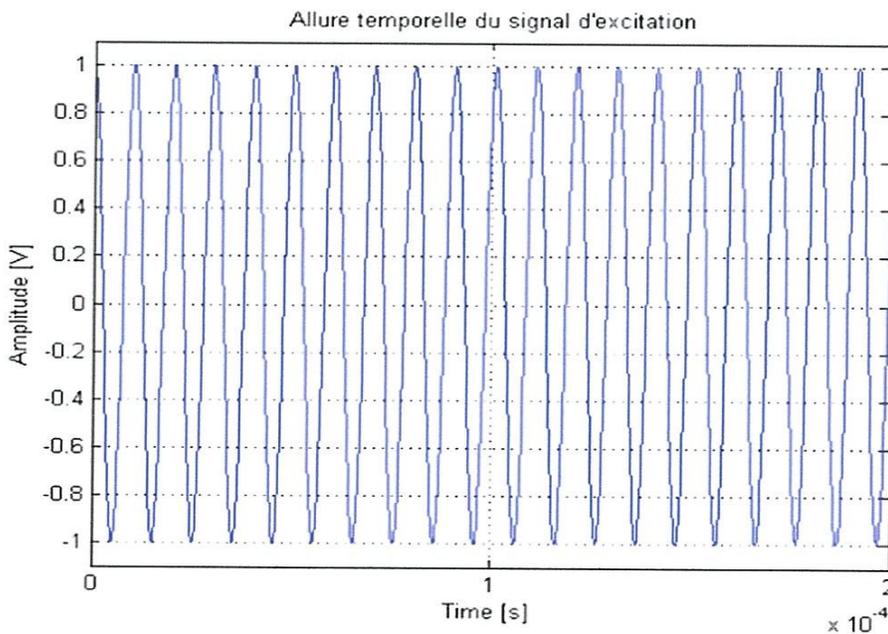


Figure 1.2.a : Allure temporelle du signal d'excitation.

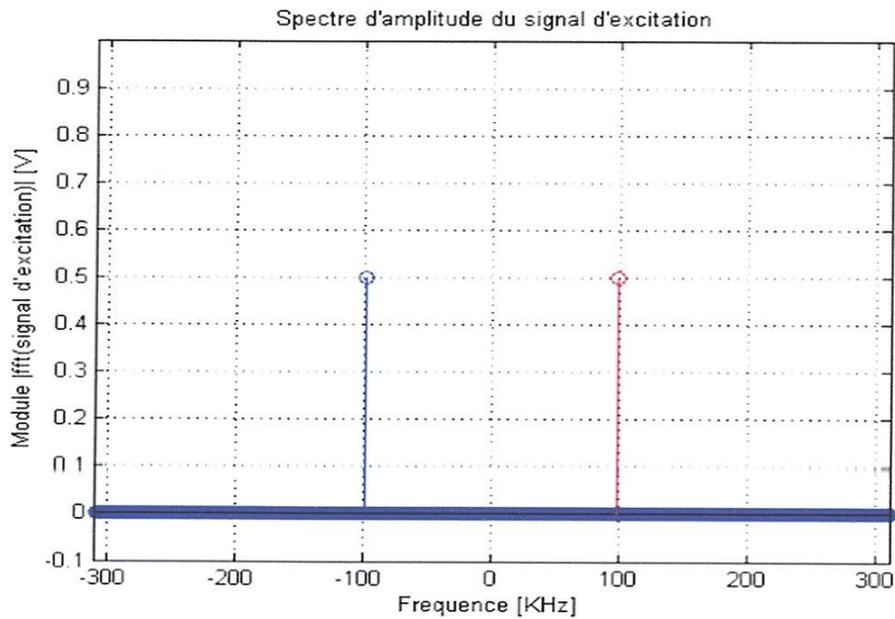


Figure I.2.b : Spectre d'amplitude du signal d'excitation.

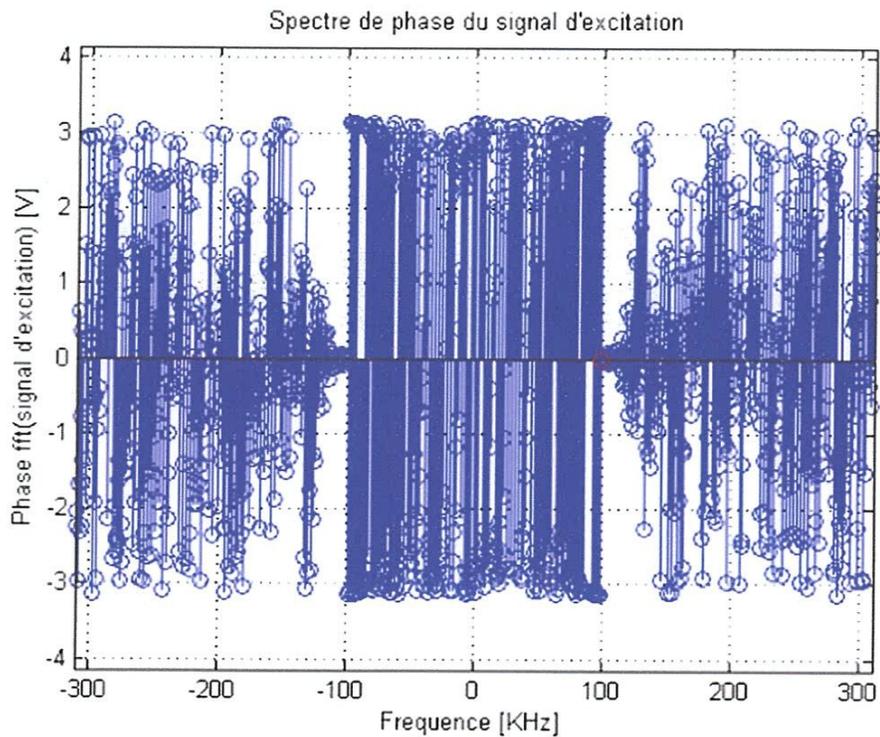


Figure I.2.c : Spectre de phase du signal d'excitation.

Quand la tension $v(t)$ est appliquée aux bornes de la résistance, après développement, on trouve :

$$v(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$$

$$i_1(t) = \alpha_1 A \cos(\omega t + \varphi)$$

$$i_2(t) = \frac{\alpha_2}{2} (A^2 + A^2 \cos(2\omega t + 2\varphi))$$

$$i_3(t) = \frac{\alpha_3}{4} (A^3 \cos(3\omega t + 3\varphi) + 3A^3 \cos(\omega t + \varphi))$$

Alors,

$$i(t) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\alpha_2 A^2}{2} \\ \left(\alpha_1 A + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cos(\omega t + \varphi) \\ \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos(2\omega t + 2\varphi) \\ \frac{\alpha_3}{4} A^3 \cos(3\omega t + 3\varphi) \end{array} \right\} \quad (\text{eq 1.2})$$

La représentation temporelle du courant qui traverse la résistance ainsi que ses spectres d'amplitude et de phase sont présentés dans les figures I.3.a, I.3.b et I.3.c :

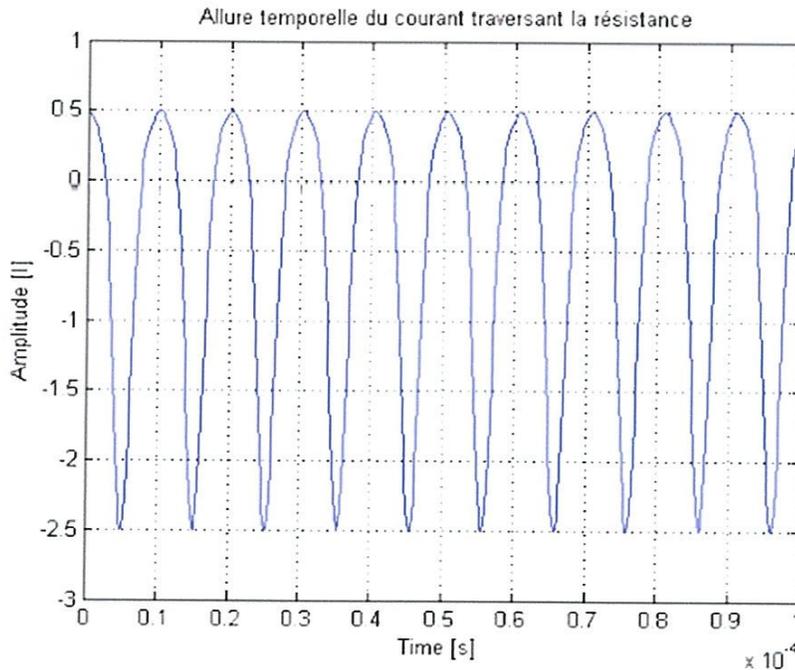


Figure I.3.a : Allure temporelle du courant traversant la résistance.

Le signal temporel du courant est affecté et distordu par la non linéarité de la résistance. La non linéarité est le responsable de la génération d'autres fréquences qui ne se présentent pas dans le signal d'excitation. On appelle ces fréquences les fréquences harmoniques dont les spectres d'amplitude et de phase sont présentés dans les deux figures suivantes.

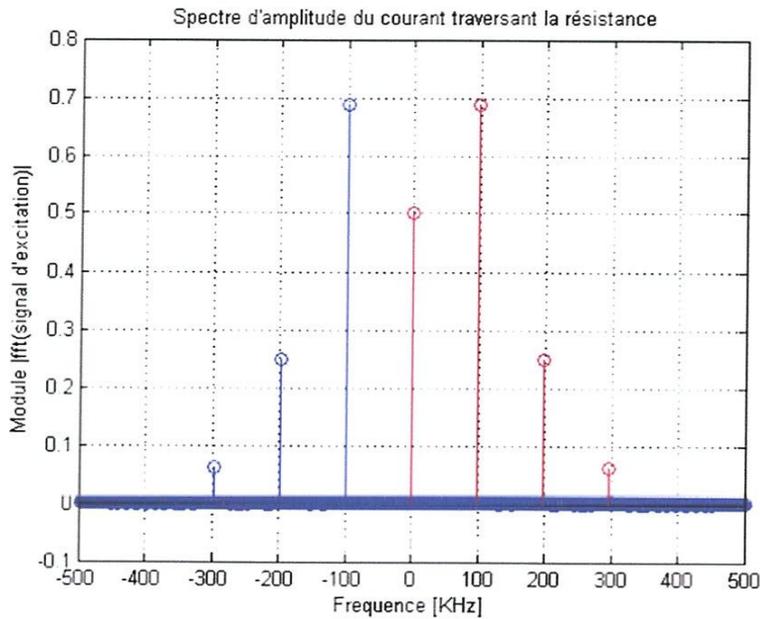


Figure 1.3.b : Spectre d'amplitude du courant traversant la

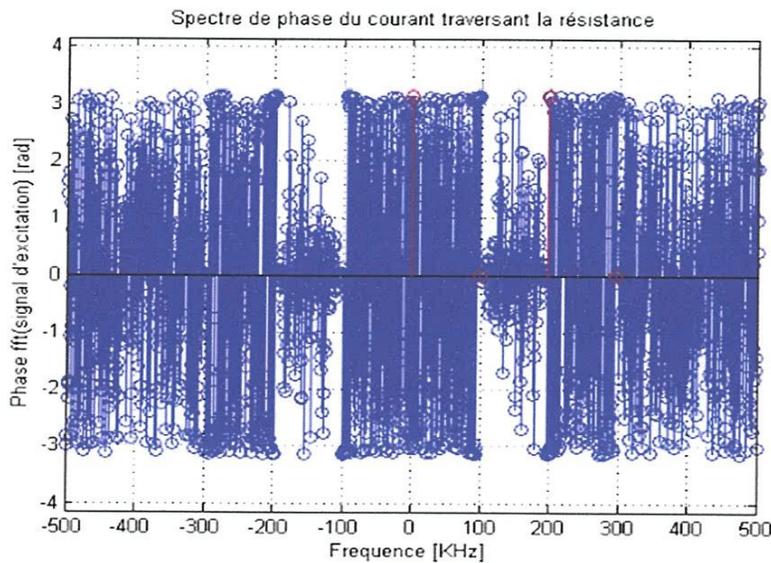


Figure 1.3.c : Spectre de phase du courant traversant la résistance.

Parmi les caractéristiques intéressantes qui décrivent la non linéarité qu'on peut extraire à l'issue de la caractérisation mono porteuse, il y a la conversion amplitude/amplitude (AM/AM) et la conversion amplitude/phase (AM/PM). La conversion AM/AM consiste à mesurer l'amplitude du signal d'excitation en sortie du DST (dispositif sous test) en fonction du niveau de puissance du signal en entrée. La conversion AM/PM consiste à mesurer la différence de phase du signal en sortie du DST par rapport au signal d'excitation en entrée du DST et fonction du niveau de puissance du signal en entrée. La nécessité de la conversion amplitude/amplitude se manifeste dans les systèmes de télécommunication fonctionnant avec la modulation d'amplitude. Bien que, la conversion

amplitude/phase est nécessaire pour les systèmes à base de modulation de phase. Les deux caractéristiques deviennent indispensables quand il s'agit d'une modulation en quadrature (I/Q).

I.3.1 Principe de la caractérisation biporteuse

Cette caractérisation consiste à utiliser un signal de test composé de deux porteuses sinusoïdales non modulées de fréquences proches. Lorsque ce signal est envoyé à l'entrée d'un dispositif sous test non linéaire, des fréquences harmoniques et d'intermodulation apparaissent en sortie. Reprenant l'exemple de la résistance non linéaire. Cette fois-ci le signal d'excitation est la superposition de deux sinusoïdes

$$\begin{cases} v_1 = A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ v_2 = A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \end{cases} \text{ avec } \omega_2 > \omega_1 \quad \begin{cases} \varphi_1 = \varphi_2 = 0 \text{ rad} \\ f_1 = 99 \text{ KHz}, f_2 = 101 \text{ KHz} \end{cases}$$

Si on prend le cas particulier où, $A_1 = A_2 = 1 \text{ V}$ et la tension d'excitation $v(t) = v_1(t) + v_2(t)$, on peut être l'écrire, en utilisant les formules trigonométriques, sous la forme :

$$\begin{aligned} v(t) &= v_1(t) + v_2(t) \\ v(t) &= A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \\ v(t) &= A_1 (\cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \cos(\omega_2 t + \varphi_2)) \\ v(t) &= A_1 \cos\left(\frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2} t + \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)}{2}\right) \cos\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2} t + \frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) \quad (\text{eq I.3}) \end{aligned}$$

Ce qui est une la modulation d'amplitude où le signal modulant est $A_1 \cos\left(\frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2} t + \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)}{2}\right)$ et le signal modulé est $\cos\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2} t + \frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right)$. Les figures I.4.a, I.4.b et I.4.c et illustrent les deux différentes vues du signal d'excitation.

$$IF1 = \frac{\omega_1}{2\pi}, \quad IF2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$$

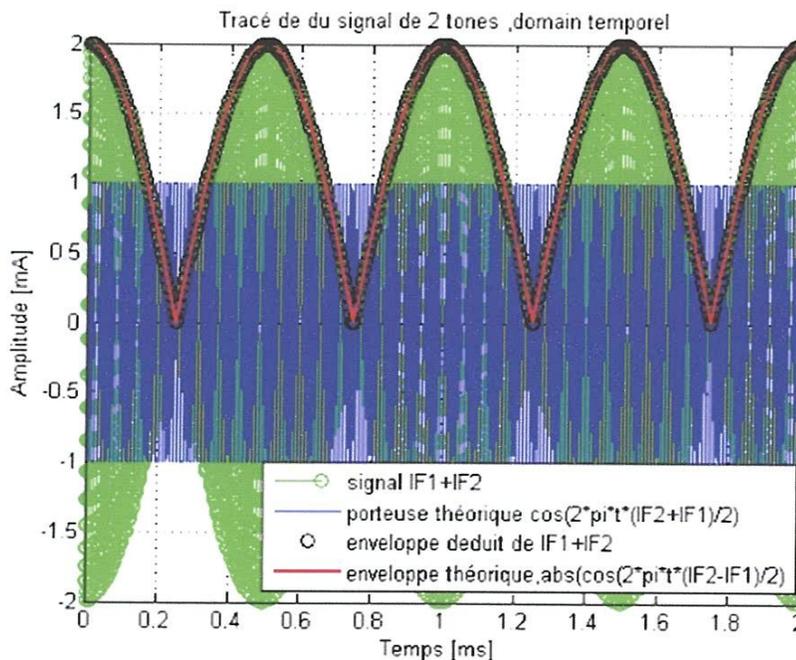


Figure I.4.a : Allure temporelle du signal biporteuse et l'enveloppe engendré.

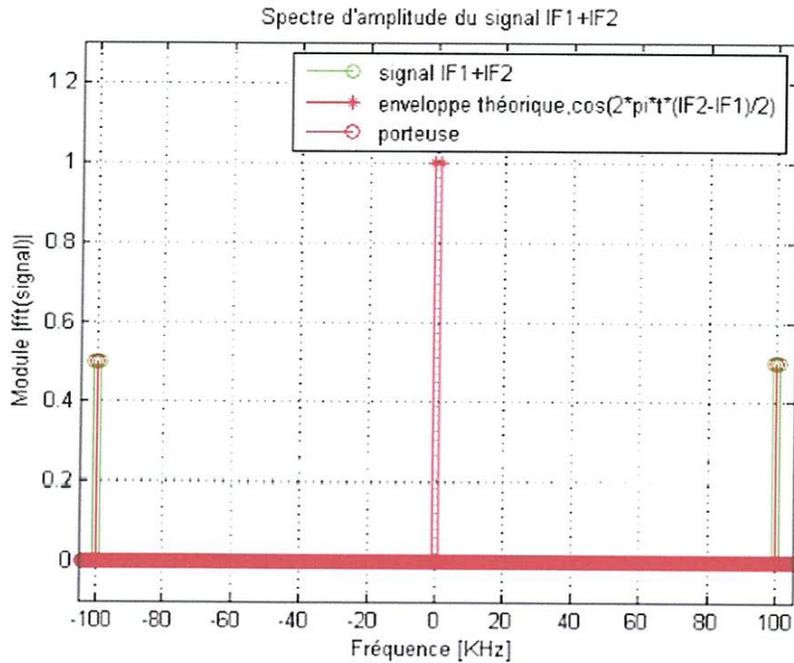


Figure I.4.b : Spectre d'amplitude du signal biporteuse.

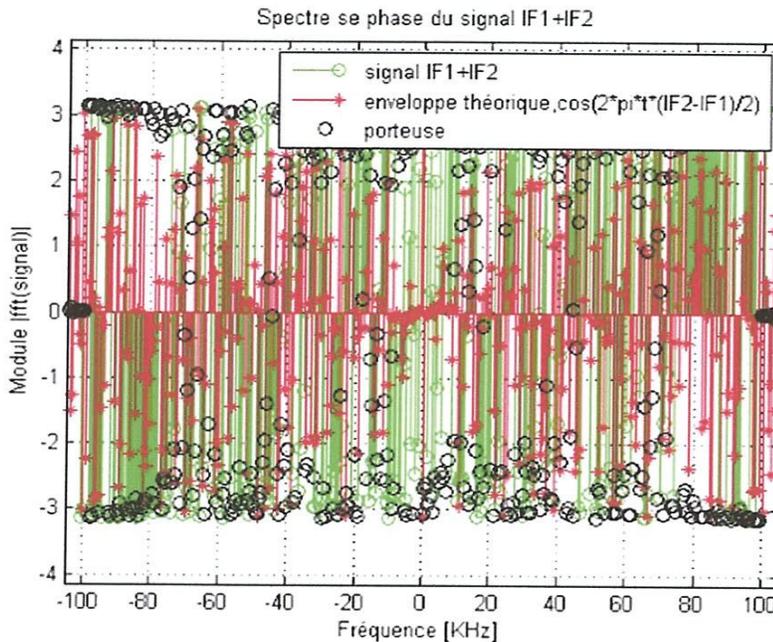


Figure I.4.c : Spectre de phase du signal biporteuse.

Développons le terme de la porteuse,

$$\begin{aligned} \cos\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2}t + \frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) \\ = \cos\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2}t\right)\cos\left(\frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) - \sin\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2}t\right)\sin\left(\frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) \end{aligned}$$

$$v(t) = A_1 \cos\left(\frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2} t \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)}{2}\right) \left[\cos\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2} t\right) \cos\left(\frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) - \sin\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2} t\right) \sin\left(\frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) \right]$$

$$v(t) = \left[A_1 \cos\left(\frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2} t \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)}{2}\right) \cos\left(\frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) \right] \cos\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2} t\right) - \left[A_1 \cos\left(\frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2} t \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)}{2}\right) \sin\left(\frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) \right] \sin\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2} t\right)$$

$$I(t) = \left[A_1 \cos\left(\frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2} t \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)}{2}\right) \cos\left(\frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) \right]$$

$$Q(t) = \left[A_1 \cos\left(\frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2} t \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)}{2}\right) \sin\left(\frac{(\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) \right]$$

$$v(t) = I(t) \cos\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2} t\right) - Q(t) \sin\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2} t\right) \quad (\text{eq 1.4})$$

Ceci montre qu'on peut considérer le signal biton dans le cas d'équi-amplitude comme une modulation I/Q.

La figure I.4.d qui suit représente l'allure temporelle du signal $I(t)$, $Q(t)$, $\sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}$ et $\tan^{-1}\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right)$

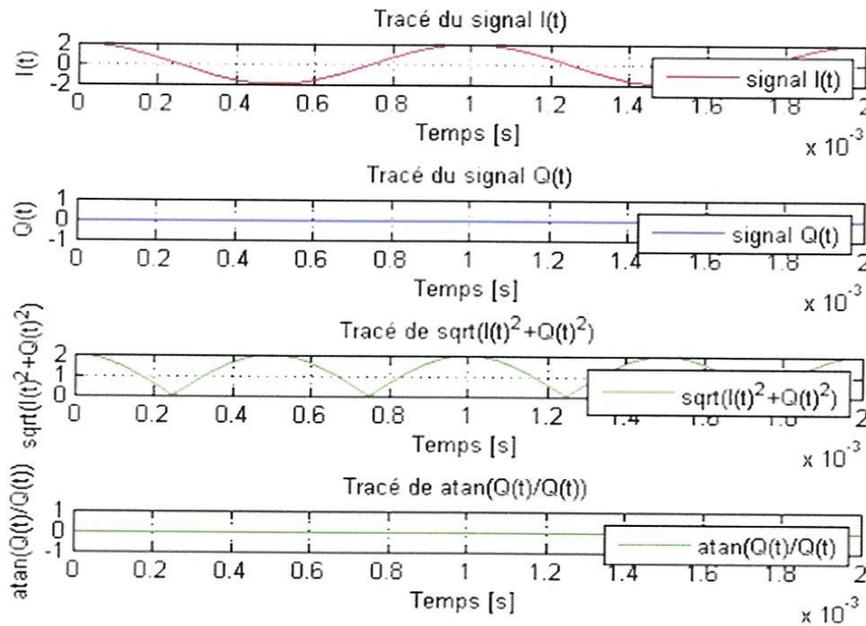


Figure I.4.d : Allure temporelle des signaux I/Q du signal biporteuse.

En appliquant la tension $v(t) = v_1(t) + v_2(t)$, aux bornes de la résistance on trouve :

$$\begin{cases} v_1(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ v_2(t) = A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \end{cases} \text{ avec } \omega_2 > \omega_1$$

$$i_1(t) = \alpha_1 A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \alpha_1 A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$$

$$i_2(t) = \frac{\alpha_2}{2} \left\{ \begin{aligned} &A_1^2 + A_2^2 + A_1^2 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) + A_2^2 \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) + \\ &2A_1 A_2 \cos((\omega_2 - \omega_1)t + (\varphi_2 - \varphi_1)) + \\ &2A_1 A_2 \cos((\omega_2 + \omega_1)t + (\varphi_2 + \varphi_1)) \end{aligned} \right\}$$

$$i_3(t) = \frac{\alpha_3}{4} \left\{ \begin{aligned} &A_1^3 \cos(3\omega_1 t + 3\varphi_1) + A_2^3 \cos(3\omega_2 t + 3\varphi_2) \\ &+ 3A_1^2 A_2 \left(\cos((2\omega_1 + \omega_2)t + (2\varphi_1 + \varphi_2)) + \cos((2\omega_1 - \omega_2)t + (2\varphi_1 - \varphi_2)) \right) \\ &+ 3A_1 A_2^2 \left(\cos((2\omega_2 + \omega_1)t + (2\varphi_2 + \varphi_1)) + \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + (2\varphi_2 - \varphi_1)) \right) \\ &+ 3(A_1^3 + 2A_1 A_2^2) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ &+ 3(A_2^3 + 2A_1^2 A_2) \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \end{aligned} \right\}$$

L'expression globale du courant traversant la résistance en appliquant le signal 2tones est :

$$i(t) = \left\{ \begin{aligned} &\frac{\alpha_2}{2} (A_1^2 + A_2^2) \\ &+ (\alpha_3 A_1 (\frac{3}{4} A_1^2 + \frac{3}{2} A_2^2) + \alpha_1 A_1) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ &+ (\alpha_3 A_2 (\frac{3}{4} A_2^2 + \frac{3}{2} A_1^2) + \alpha_1 A_2) \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \\ &+ 6 \frac{\alpha_2 A_1^2}{2} \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) \\ &+ \frac{\alpha_2 A_2^2}{2} \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) \\ &+ \frac{\alpha_3 A_1^3}{4} \cos(3\omega_1 t + 3\varphi_1) \\ &+ \frac{\alpha_3 A_2^3}{4} \cos(3\omega_2 t + 3\varphi_2) \\ &+ \alpha_2 A_2 A_1 \cos((\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1) \\ &+ \alpha_2 A_2 A_1 \cos((\omega_2 + \omega_1)t + \varphi_2 + \varphi_1) \\ &+ \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + 2\varphi_2 - \varphi_1) \\ &+ \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 \cos((2\omega_2 + \omega_1)t + 2\varphi_2 + \varphi_1) \\ &+ \frac{3}{4} \alpha_3 A_2 A_1^2 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t - 2\varphi_1 + \varphi_2) \\ &+ \frac{3}{4} \alpha_3 A_2 A_1^2 \cos((2\omega_1 + \omega_2)t - 2\varphi_1 + \varphi_2) \end{aligned} \right\} \quad (\text{eq 1.5})$$

En plus des harmoniques, le calcul montre la génération des produits d'intermodulation des fréquences d'excitation. Un terme DC apparait aussi.

Les figures 1.5.a, 1.5.b et 1.5.c représentent les tracés du courant I dans le domaine temporel et fréquentiel.

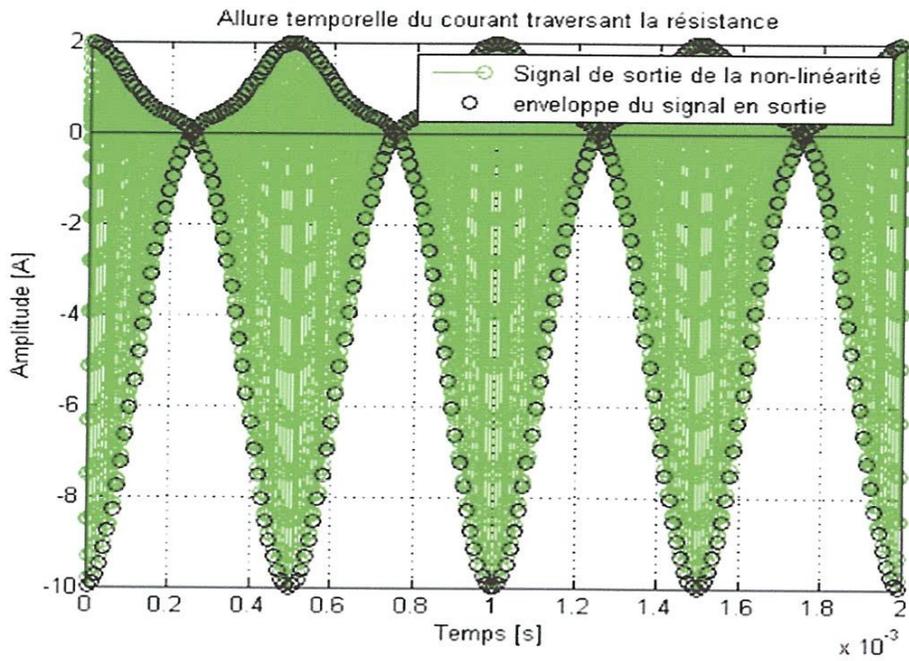


Figure 1.5.a : Allure temporelle du courant traversant la résistance non linéaire après une excitation bi porteuse.

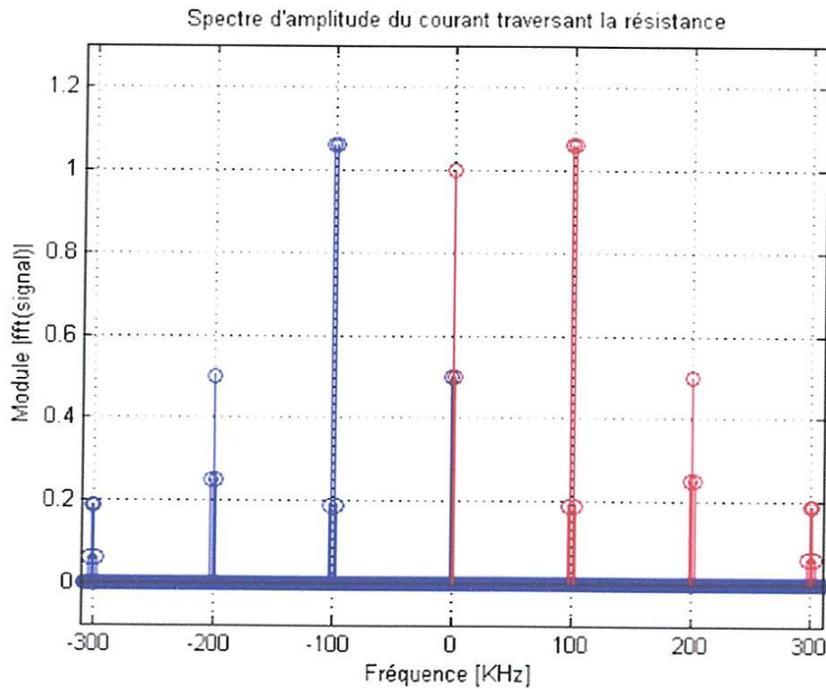


Figure 1.5.b : Spectre d'amplitude du courant traversant la résistance non linéaire après une excitation bi porteuse.

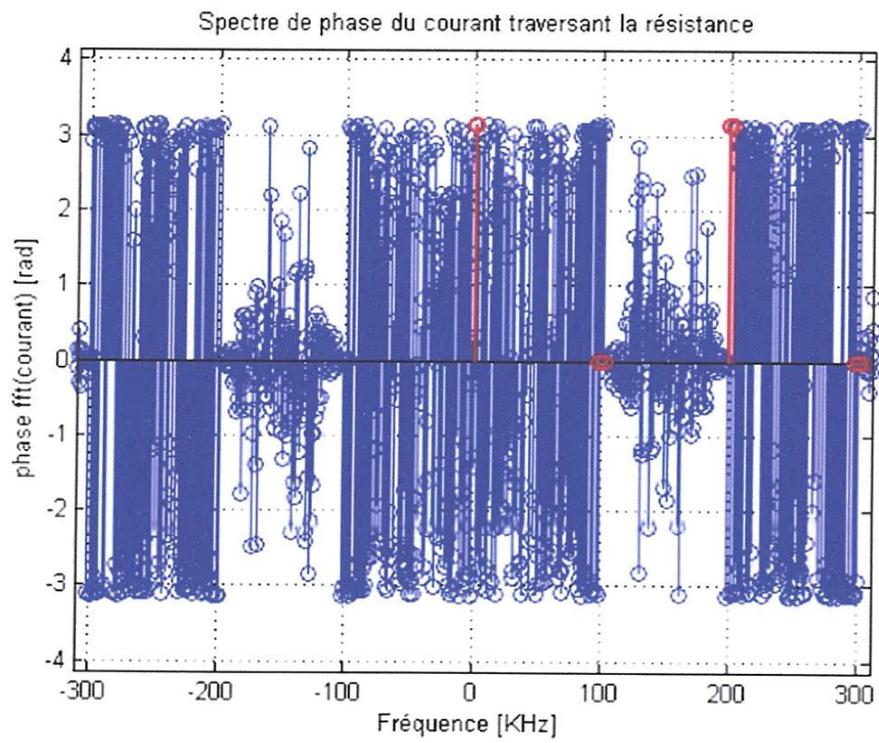


Figure I.5.c : Spectre de phase du courant traversant la résistance non linéaire après une excitation bi porteuse.

CHAPITRE II : Présentation du banc de mesure

Dans ce chapitre, on va présenter les différents instruments de mesures. On a essayé d'expliquer le principe de fonctionnement de l'analyseur de réseau vectoriel (ZVL) avec lequel on peut accéder et mesurer les paramètres S de n'importe quel dispositif microonde. Le principe de fonctionnement de l'analyseur de spectre (ZVL) et les précautions d'utilisation sont également inclus dans ce chapitre. Le principe de fonctionnement du réflectomètre qui représente un élément très important pour l'analyseur de réseaux vectoriel, comme un dispositif capable d'extraire une partie de la puissance des ondes de puissance en entrée et en sortie du dispositif sous test est présenté. Le rôle et le principe de fonctionnement de chacun des autres éléments RF qui constituent le banc sont aussi expliqués.

II.1 Présentation du banc de mesure de base

Le banc de mesure de base proposé ressemble au banc interne de l'analyseur de réseau vectoriel scalaire (même principe). Il donne la possibilité ,après un étalonnage en puissance, d'accéder au module du signal RF en entrée et en sortie du DST, grâce au réflectomètres microonde (coupleurs) qui permettant d'extraire une partie de la puissance des ondes de puissance incidentes et réfléchies au plan d'entrée et de sortie du DST. En revanche, ce banc ne permet pas d'accéder à la phase du signal en entrée et en sortie du DST. Donc, il faut trouver un moyen pour pouvoir mesurer la phase. Avec la mesure de l'amplitude et de la phase on peut accéder au profil temporel du signal en entrée et en sortie du DST. La figure II. 1 représente le banc de base :

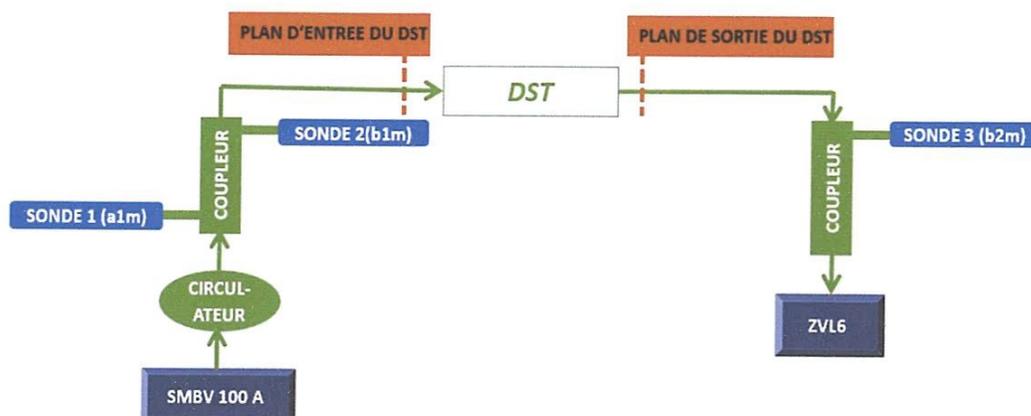


Figure II. 1 : Schéma synoptique du banc de mesure classique.

II.1.1 Présentation des instruments de mesure

II.1.1.1 Générateur de signaux vectoriel

Ce générateur permet la synthèse de signaux Radiofréquences CW ou modulés grâce à un modulateur IQ interne.

II.1.1.2 Analyseur de spectre

Dans notre banc de mesure, on utilisera le Rohde & Schwarz ZVL6 .L'intérêt du ZVL6 est qu'il présente deux modes de fonctionnement (comme le nôtre) selon la licence, analyseur de spectre et/ou analyseur de réseau vectoriel.

Comme tout instrument, le ZVL doit être configuré avant d'être l'utiliser. La configuration joue un rôle critique pour avoir une bonne qualité de mesure. Selon le niveau de la puissance du signal à mesurer on distingue des signaux de faible puissance et des signaux de forte puissance. Le ZVL6 travaille avec une certaine dynamique limitée par le niveau du plancher du bruit, pour le cas des faibles puissances et par sa propre zone de saturation dans le cas des fortes puissances comme le montre la figure II. 2.

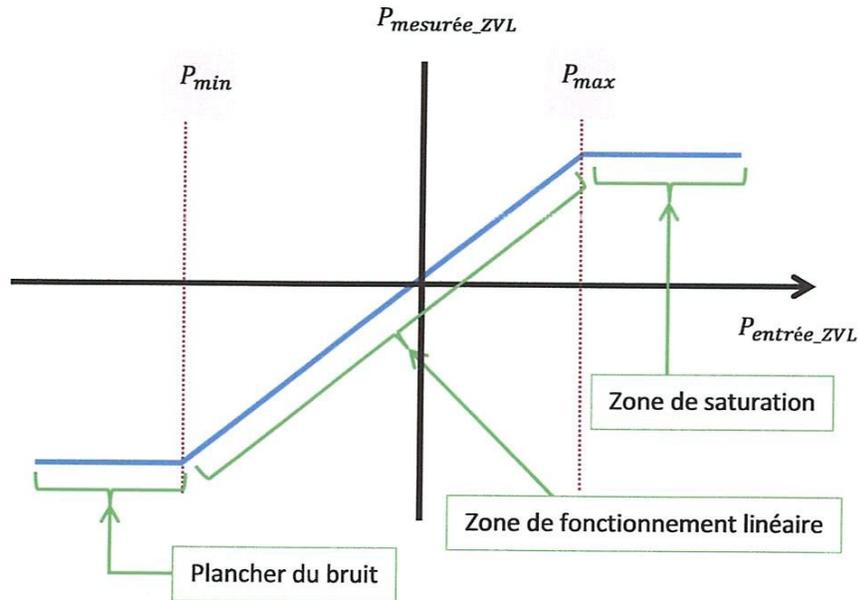


Figure II.2: Schéma représentatif de la dynamique du ZVL6.

On a également trois paramètres à choisir pour améliorer la qualité des mesures selon le niveau de puissance des signaux .Le premier est la « Resolution Band Width » qui sert à diminuer le plancher du bruit quand on diminue sa résolution, ce qui permet de rendre possible la mesure des signaux de faible puissance perdus dans le bruit (par rapport à des RBW grandes) . Le deuxième, est le RF atténuateur qui a pour but d'atténuer les signaux ayant une forte puissance. Cela peut être traduit par décalage de la zone linéaire vers la droite. Le troisième et le dernier est le préamplificateur qui ajoute un gain de 20 dB. Le préamplificateur permet de mesurer des signaux de très faible amplitude.

II.1.1.2.1 Principe de fonctionnement

Il y a différents types d'analyseurs de spectre selon le principe de fonctionnement. Des analyseurs de spectre utilisent un grand nombre de filtres fixes (banc de filtres) .D'autres utilisent un filtre

accordable.

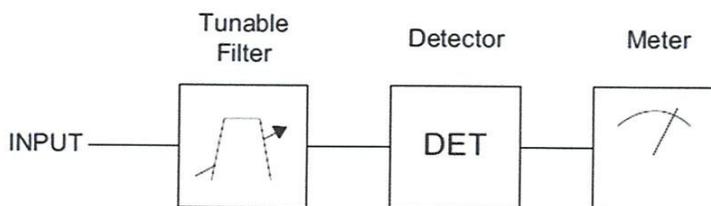


Figure II.3: Architecture de base d'un analyseur de spectre utilisant un filtre accordable.

Le principe de fonctionnement de l'analyseur de spectre Rohde & Schwarz ZVL est basé sur la conversion fréquentielle. Quand on veut mesurer un signal hyperfréquence on le translate aux basses fréquences car en hyperfréquence on n'a pas d'échantillonneurs et de convertisseurs analogiques numériques sont opérationnels. La figure ci-dessous explique le principe de fonctionnement du ZVL :

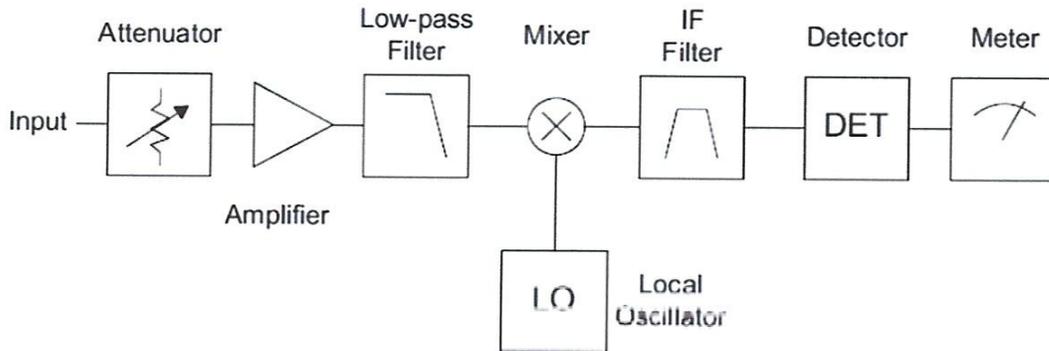


Figure II.4 principe de la translation fréquentielle.

Les atténuateurs jouent un rôle de protection des forts niveaux de puissance. L'amplificateur a pour but d'amplifier les signaux de faible puissance. Le filtre passe-bas a pour but de filtrer les signaux qui tombent hors la gamme de fonctionnement du mélangeur.

Le cœur du diagramme est le mélangeur. Le mélangeur a trois accès, un accès pour le signal *RF* le deuxième pour le signal de pompe *OL* (oscillateur local) et le dernier pour le signal *IF*. Le filtre *IF* est toujours fixe et centré à la fréquence *IF*. Donc, c'est le signal *OL* qui change pour que le signal en sortie du mélangeur tombe dans filtre *IF*. Le RBW est la largeur du filtre *IF*.

II.1.1.3 Analyseur de réseau vectoriel

Afin de mesurer les signaux hyperfréquence en entrée et en sortie du dispositif sous test, il faut avoir des systèmes hyperfréquences capable de mesurer les ondes de puissance incidente et réfléchie dans les différents plans du DST. Pour cela, il existe des systèmes qui peuvent être classés en deux grands groupes. Le premier concerne les systèmes de mesure scalaire qui permettent de mesurer la puissance du signal reçu à l'aide d'un analyseur de réseau scalaire. La deuxième famille regroupe les systèmes de mesure vectoriels qui peuvent accéder au module et phase du signal hyperfréquence. Ces derniers peuvent être divisés en deux catégories : des systèmes hétérodynes comme le VNA (Vector Network Analyser) et les systèmes homodynes.

Dans cette partie, on va présenter le principe de fonctionnement de l'analyseur de réseau vectoriel en définissant le principe de mesure des paramètres [S]

II.1.1.3.1 Description du principe de mesure des paramètres S

Principe théorique

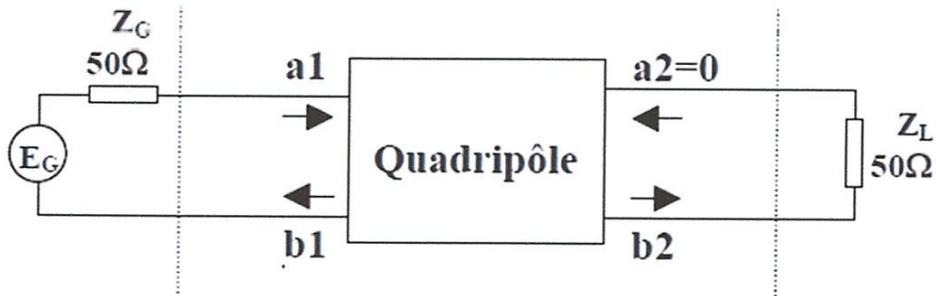
Pour effectuer la mesure des paramètres S , il faut se placer expérimentalement dans les conditions des définitions des S_{ij} .

Rappel des définitions des paramètres S_{ij} :

- Paramètres S_{11} et S_{21}

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{et} \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

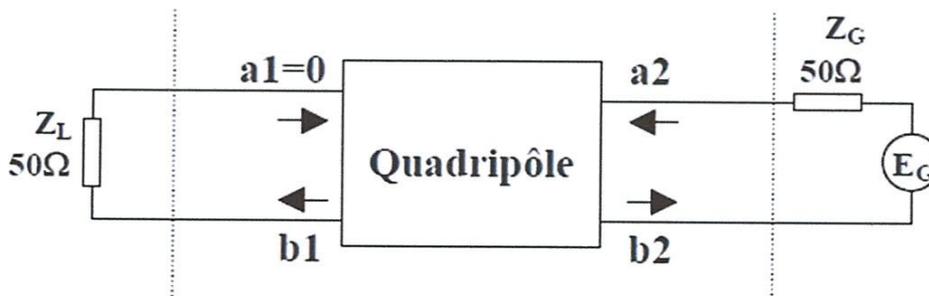
Le schéma correspondant aux définitions de S_{11} et S_{21} est donc le suivant :



- Paramètres S_{12} et S_{22}

$$S_{12} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{et} \quad S_{22} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Le schéma correspondant aux définitions de S_{12} et S_{22} est donc le suivant :



Lorsque les conditions de fermeture sont réalisées en entrée et en sortie, la caractérisation consiste à mesurer des rapports d'onde $\frac{b_i}{a_i}$ et $\frac{b_j}{a_j}$. Ces mesures doivent être vectorielles (module et phase) puisque chaque paramètre S_{ij} est une grandeur complexe

II.1.1.3.2 Mise en œuvre pratique

- Pratiquement, le système de mesure doit réaliser deux fonctions essentielles :
1. Réaliser les conditions de fermeture aux accès du quadripôle (définitions) et dissocier les différentes ondes incidentes et réfléchies afin de les mesurer séparément,
 2. Effectuer une conversion de fréquence pour procéder au traitement des signaux dans le domaine des basses fréquences.

Le synoptique général d'un système de mesure vectorielle de réseaux est présenté sur la figure II.5 :

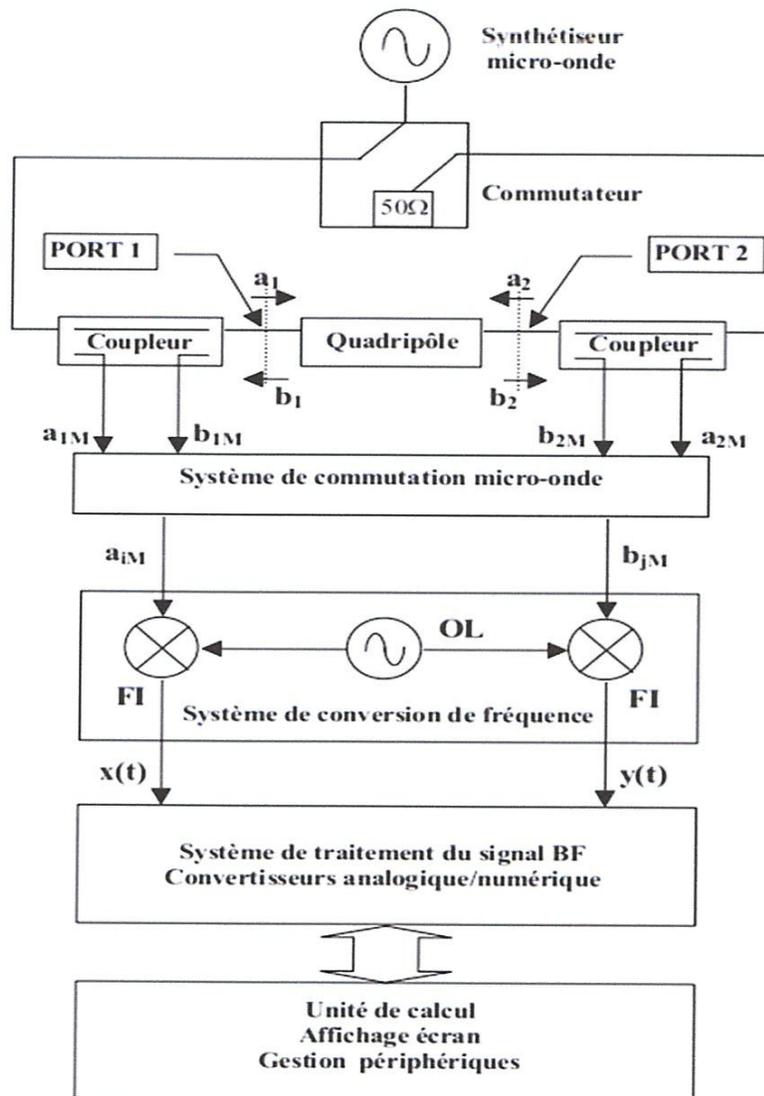


Figure II.5: Architecture de l'analyseur de réseau vectoriel.

Un **synthétiseur** de fréquence assure la génération du signal micro-onde ainsi que le balayage en fréquence (sweep).

Un **commutateur** permet d'envoyer le signal micro-onde :

- ❖ Soit sur l'entrée du quadripôle à tester (port1) et de charger sa sortie sur 50 Ω (port2). Dans cette configuration, on réalise les conditions de fermeture correspondant aux définitions de S_{11} et S_{21} , c'est à dire $a_2=0$.
- ❖ Soit sur la sortie du quadripôle à tester (port2) et de charger son entrée sur 50 Ω (port1). Dans cette configuration, on réalise les conditions de fermeture correspondant aux définitions de S_{12} et S_{22} , c'est à dire $a_1=0$.

Deux **coupleurs bidirectionnels** permettent de prélever une partie des ondes incidentes et réfléchies. Ces ondes existent simultanément sur le même support de transmission (câble coaxial). Le coupleur bidirectionnel est un dispositif passif utilisant des lignes couplées. Il permet de récupérer sur les voies couplées une fraction des ondes incidentes et réfléchies présentes sur sa voie directe. Le fonctionnement détaillé du coupleur est décrit et étudié par la suite.

a_{1M} est proportionnelle à l'onde a_1 ; b_{1M} est proportionnelle à l'onde b_1 .
 a_{2M} est proportionnelle à l'onde a_2 ; b_{2M} est proportionnelle à l'onde b_2 .

Un **système de commutation micro-onde** permet de sélectionner deux ondes de puissances parmi les quatre issues des coupleurs. Par exemple, pour mesurer le rapport d'onde $\frac{b_2}{a_1}$, on sélectionne les ondes a_{1M} et b_{2M} .

Un **système de conversion de fréquence** permet de translater les signaux microondes vers une fréquence intermédiaire FI située dans le domaine des basses fréquences (quelques MHz). La technologie actuelle ne permet pas de traiter directement et simplement les signaux temporels micro-onde. La conversion de fréquence permet d'obtenir des signaux BF que l'on sait traiter et numériser sans difficulté. La conversion de fréquence est en réalité réalisée non pas par un seul mélangeur mais par une chaîne de deux et parfois trois mélangeurs.

Un **système de traitement** des signaux BF. Ce module assure les fonctions de filtrage et d'amplification nécessaires. Il réalise notamment la quantification et la numérisation des signaux à l'aide de convertisseurs analogique/numérique.

Enfin, un **système informatique** permet de gérer les fonctions d'affichage, de commande, de calcul ainsi que le contrôle des différents périphériques.

Lorsque le commutateur est positionné comme indiqué sur la figure II.5, le système est configuré pour la mesure de S_{11} et S_{21} . Le système de commutation sélectionnera :

- Les ondes a_{1M} et b_{1M} pour déterminer S_{11} . S_{11} est proportionnel au rapport $\frac{b_{1M}}{a_{1M}}$.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{b_{1M}}{a_{1M}}$$

- Les ondes a_{1M} et b_{2M} pour déterminer S_{21} . S_{21} est proportionnel au rapport $\frac{b_{2M}}{a_{1M}}$.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{b_{2M}}{a_{1M}}$$

Lorsque le commutateur sera positionné de façon à exciter le port2 et charger le port1 par 50Ω , le système sera configuré pour la mesure de S_{22} et S_{12} . Le système de commutation sélectionnera:

- Les ondes a_{2M} et b_{2M} pour déterminer S_{22} . S_{22} est proportionnel au rapport $\frac{b_{2M}}{a_{2M}}$.

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{b_{2M}}{a_{2M}}$$

- Les ondes a_{1M} et b_{1M} pour déterminer S_{12} . S_{12} est proportionnel au rapport $\frac{b_{1M}}{a_{2M}}$.

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{b_{1M}}{a_{2M}}$$

II.1.1.3.3 Etalonnage du système de mesure

Nécessité d'un étalonnage

Considérons la partie micro-onde du système de mesure pour le port 1:

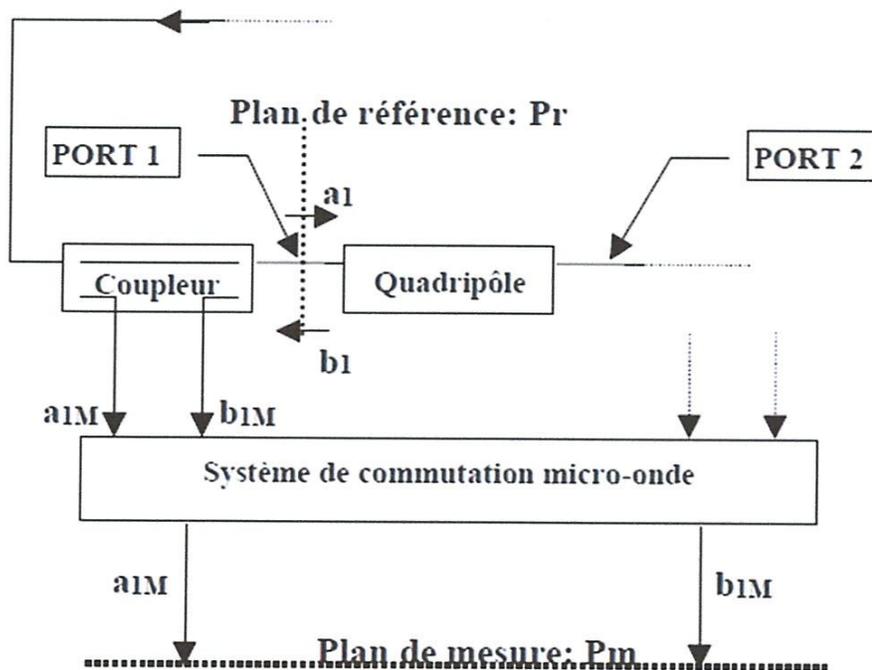


Figure II.6: Schéma représentant le principe de la mesure de a_1 et b_1 .

Supposons que l'on souhaite mesurer le coefficient de réflexion $\Gamma = \frac{b_1}{a_1}$. Ce coefficient de réflexion est défini dans le plan de référence Pm . L'analyseur, par le biais du coupleur bidirectionnel et du système de commutation, mesure le coefficient de réflexion $\Gamma_M = \frac{b_{1M}}{a_{1M}}$ défini dans le plan de mesure Pm .

Entre le plan de référence et le plan de mesure, les ondes de puissance sont atténuées et déphasées. Le coefficient Γ_M mesuré n'est donc pas égal au coefficient recherché Γ . On voit

donc qu'il est nécessaire de corriger la valeur mesurée afin de tenir compte des pertes et déphasages apportés par les éléments situés entre le plan de référence et le plan de mesure. On observe la même situation lorsque l'on mesure un coefficient de transmission. Pour pouvoir corriger la valeur mesurée (ou valeur brute), on réalise un étalonnage (ou calibrage) du système de mesure.

Etalonnage du système.

Le principe de l'étalonnage consiste à caractériser le système micro-onde situé entre les plans Pr et Pm en déterminant des coefficients complexes appelés *termes d'erreurs*. A une fréquence donnée, ces termes d'erreur permettent de relier par une équation les mesures brutes aux mesures corrigées. On aura par exemple pour le coefficient Γ une relation du type:

$$\Gamma = \text{fonction}(\Gamma_M, \text{termes d'erreur})$$

Il existe une relation de ce type pour chacun des quatre paramètres S.

L'étalonnage consiste donc à déterminer les valeurs des termes d'erreurs et ceci pour chaque fréquence de travail. Pour ce faire, on mesure des éléments micro-ondes (dipôles ou quadripôles) parfaitement connus: ce sont les *standards d'étalonnage*. Les standards d'étalonnage sont généralement des charges 50Ω , des courts-circuits, des circuits ouverts, des lignes sans pertes.

A partir de ces mesures de standards, on peut calculer les différents termes d'erreur. Toutes les procédures de calcul de termes d'erreur puis de correction des mesures brutes sont réalisées automatiquement par l'analyseur de réseau. Pendant la phase d'étalonnage, le rôle de l'utilisateur se limite à connecter les différents standards et suivre la procédure interne de l'analyseur.

Il est possible d'effectuer simplement un *étalonnage en réflexion* pour la mesure de dipôles (utilisation du port 1 seul) ou d'effectuer un *étalonnage en réflexion/transmission* pour la caractérisation de quadripôles.

II.1.1.3.4 Présentation du matériel:

Connecteurs coaxiaux micro-ondes

Il existe plusieurs types de connecteurs coaxiaux fonctionnant dans le domaine RF et microondes, chacun d'eux possédant des caractéristiques mécaniques et électriques particulières.

Le choix d'un type de connecteur se fait en fonction de la fréquence maximum de travail, de son TOS et de ses pertes d'insertions dans la bande de fréquence utile, de sa taille et du nombre de connections/déconnections qu'il peut supporter sans dégradation. Certains connecteurs sont sexués et doivent donc être appairés (mâle-femelle), d'autres sont asexués.

La gamme de fréquence d'un connecteur coaxial est limitée par l'excitation des modes de propagation supérieurs TE ou TM dans la structure coaxiale. (Mode fondamental: TEM). En règle générale, une diminution du diamètre de la structure coaxiale permet d'augmenter la fréquence maximum d'utilisation.

Les connecteurs présentent une impédance caractéristique de 50Ω identique à celle des câbles RF et micro-ondes. (Il existe des connecteurs 75Ω pour certains équipements: TV, réseaux informatique).

Connecteur BNC:

Ce connecteur est le plus utilisé dans le domaine RF, VHF et UHF. Il n'est quasiment jamais utilisé au-delà du gigahertz à cause de pertes trop importantes et d'une connexion qui n'est pas stable mécaniquement (dégradation du TOS).

Ce connecteur a été conçu initialement pour des applications militaires ("Bayonet Navy Connector").

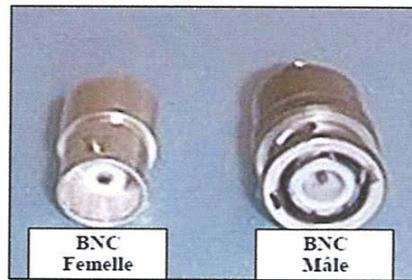


Figure II.7: Connecteurs BNC mâle et femelle.

Connecteur N:

Le connecteur type N a été conçu dans les années 1940 pour des applications militaires jusqu'à 5 GHz. Des améliorations dans les années 60 ont permis d'augmenter sa gamme de fréquence et on dispose aujourd'hui de connecteurs N fonctionnant jusqu'à 18 GHz. Ce connecteur est très couramment utilisé en RF et hyperfréquences. Ce type de connecteur est très robuste et se prête bien à de multiples connexions/déconnexions, d'où sa présence sur bon nombre d'appareils d'instrumentation.

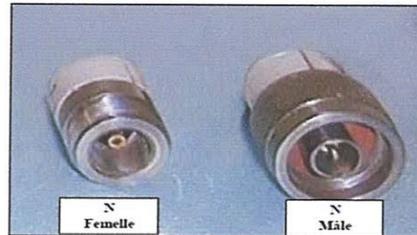


Figure II.8: Connecteurs N mâle et femelle.

Connecteur SMA:

Le connecteur SMA (Subminiature A) a été conçu par Bendix Scintilla Corporation et est un des connecteurs les plus utilisés en RF et hyperfréquence. Le connecteur standard SMA fonctionne jusqu'à 18 GHz, des versions améliorées travaillent jusqu'à 26.5 GHz. L'encombrement de ce connecteur étant nettement moindre que le connecteur N, on le rencontre fréquemment sur des câbles semi-rigides et circuits en boîtier. Il est moins résistant que le type N à nombre important de connexions/déconnexions. Le connecteur SMA est aussi appelé connecteur 3.5 mm. (Diamètre du conducteur extérieur).



Figure II.9: Connecteurs SMA mâle et femelle.

Dans cette catégorie de connecteurs miniatures, il existe d'autres modèles permettant de travailler à des fréquences plus élevées, notamment :

- le connecteur K (Wiltron) ou le connecteur 2.92mm (HP) permettent de fonctionner jusqu'à 40 GHz (voire 46 GHz),
- le connecteur 2.4mm (HP) permet de fonctionner jusqu'à 50 GHz.
- le connecteur V (Wiltron) ou le connecteur 1.85mm (HP) permettent de fonctionner jusqu'à 65 GHz.

Connecteur APC-7:

Le connecteur APC-7 (Amphenol Precision Connector – 7mm) est un connecteur sans sexe, ce qui en fait un connecteur très souple d'utilisation. Le diamètre interne du conducteur extérieur est de 7mm. Le connecteur APC-7 fonctionne jusqu'à 18 GHz. Il présente d'excellentes performances électriques (TOS), une très bonne reproductibilité à la connexion et une bonne résistance aux connexions/déconnexions. De ce fait, il est très utilisé pour les expérimentations en laboratoire, en métrologie et étalonnage.

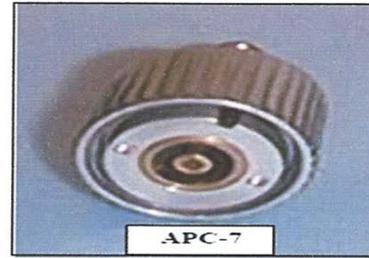


Figure II.10: Connecteurs APC-7.

II.1.2 Principe et caractéristique principale d'un réflectomètre microonde

II.1.2.1 Présentation du réflectomètre

Un réflectomètre est un composant passif constitué de deux lignes de transmission suffisamment proches l'une de l'autre pour qu'un couplage électromagnétique se produise entre ces deux lignes. Lorsqu'une de ces lignes est excitée par un signal microonde, il se produit un transfert d'une partie de l'énergie entre d'une ligne à l'autre sans qu'il y ait aucune connexion directe entre ces deux lignes.

Dans le cas qui nous intéresse, chaque ligne est constituée d'un conducteur central et d'un plan de masse parallélépipédiques séparés par un matériau diélectrique de permittivité ϵ_r .

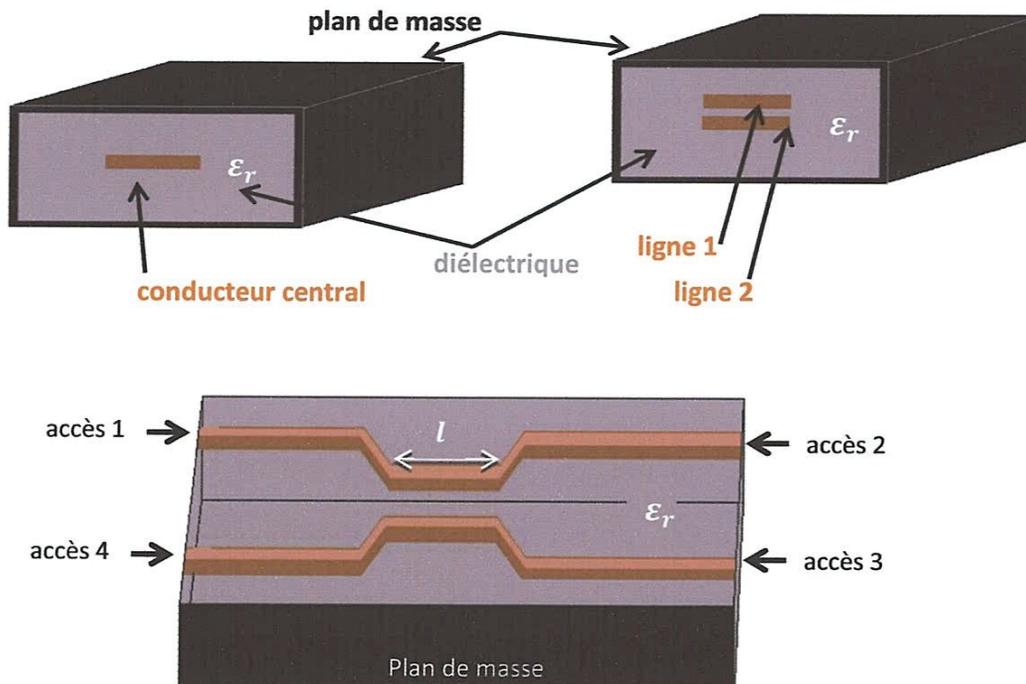
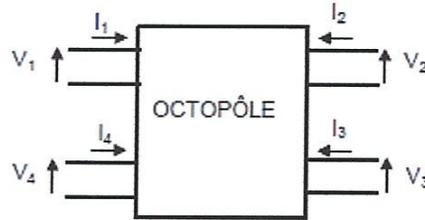


Figure II.11: Schémas représentent les différentes constitutions d'un réflectomètre.

Le couplage électromagnétique entre les deux lignes conductrices s'effectue sur le tronçon de longueur l , figure II.11. L'étude de tels dispositifs est basée sur la théorie des lignes couplées. Un

élément ainsi constitué de deux lignes couplées comprend quatre accès physique. D'un point de vue électrique on est en présence d'un octopôle.



On représentera par convention l'octopôle comme le montre la figure 3. Les tensions V_1, V_2, V_3 et V_4 sont les tensions à chaque accès. La référence des tensions est le plan de masse commun. Cet octopôle peut être décrit par ses matrices d'admittance Y ou impédance Z reliant les tensions et les courants.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}$$

On peut également représenter l'octopôle par sa matrice de répartition S reliant les ondes de puissance incidentes aux ondes de puissances réfléchies définies par :

$$a_i = \frac{V_i + R_0 I_i}{2\sqrt{R_0}} \quad \text{et} \quad b_i = \frac{V_i - R_0 I_i}{2\sqrt{R_0}}, \quad \text{avec } R_0 = 50 \Omega \quad \text{et } i = 1, 2, 3, 4.$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

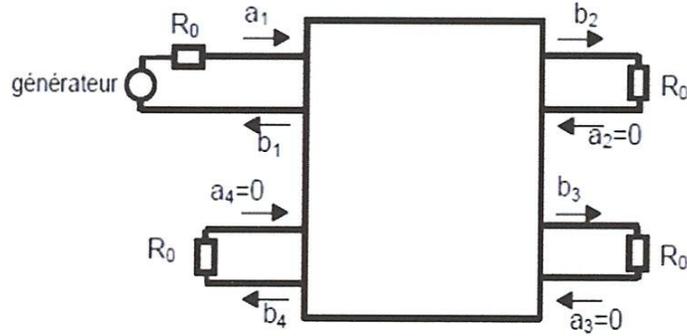
Le système de quatre équations associées s'écrit :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 + S_{14}a_4 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 + S_{24}a_4 \\ b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 + S_{34}a_4 \\ b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}a_2 + S_{43}a_3 + S_{44}a_4 \end{cases}$$

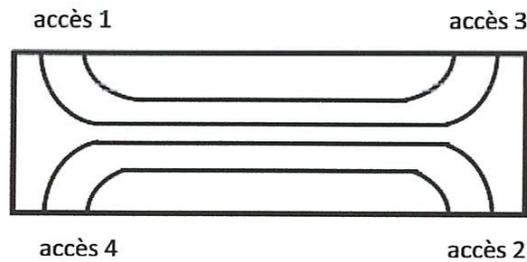
Chaque terme S de la diagonale de la matrice représente le coefficient de réflexion à l'accès i lorsque tous les autres accès sont connectés à une charge de 50Ω ou à une charge adaptée à 50Ω . Les autres termes $S_{i,j}$ représentent les coefficients de transmission entre les divers accès.

Le schéma de la figure 4 permet de mesurer les quatre paramètres S_{11}, S_{21}, S_{31} et S_{41} .

Avec : $S_{ij} = \frac{b_i}{a_j}$ quand $a_k = 0$ pour $k \neq j$



Le réflectomètre dont nous disposons a ses acces numerotes comme suit :



On montre d'après la théorie des lignes couplées que la matrice S d'un tel dispositif est du type :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & T & 0 & C \\ T & 0 & C & 0 \\ 0 & C & 0 & T \\ C & 0 & T & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

Avec :

T : Le coefficient de transfert des lignes directes.

C : Le coefficient de couplage d'une ligne à l'autre.

II.1.2.2 Utilisation pratique d'un tel système

Un tel système nous permet de mesurer le coefficient de réflexion d'une charge connectée à son deuxième accès, sans perturber le signal d'excitation (onde incidente sur la charge) et le signal de réponse (onde réfléchi par cette onde). Si on utilise le circuit suivant :

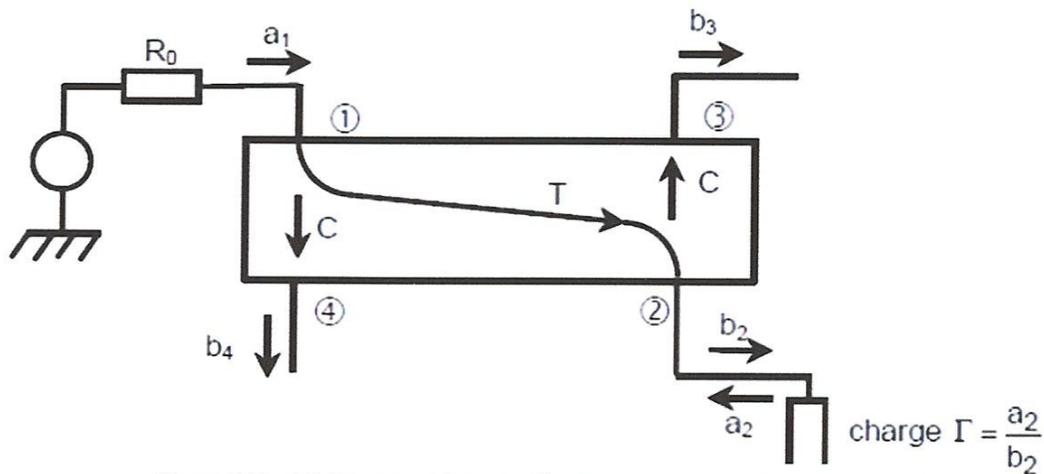


Figure II.12: Schémas représentent l'utilisation du réflectomètre pour la mesure du coefficient de réflexion.

On a les relations suivantes :

$$b_4 = C \cdot a_1$$

$$b_2 = T \cdot a_1 \text{ et } a_2 = T \cdot b_2$$

$$b_3 = C \cdot a_2 = C \cdot \Gamma b_2 = C \cdot \Gamma \cdot T \cdot a_1$$

Si on fait le rapport entre les signaux b_3 et b_4 , on obtient :

$$\frac{b_3}{b_4} = \frac{C \cdot \Gamma \cdot T \cdot a_1}{C \cdot a_1} = \Gamma \cdot T, \forall a_1$$

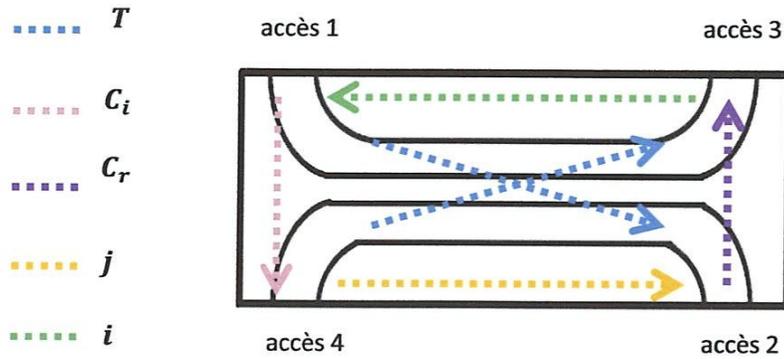
Avec :

$\Gamma = \frac{a_2}{b_2}$: est le coefficient de réflexion de la charge.

T : Le coefficient de transfert des lignes directes.

II.1.2.3 Matrice S d'un réflectomètre réel

Dans la réalité, il ne peut pas y avoir symétrie parfaite des couplages "accès1" à "accès4" que l'on appellera C_i (couplage de l'onde incidente sur la charge) et de "accès2" à "accès3" que l'on appellera C_r (couplage de l'onde réfléchi par la charge). De plus, il existe des coefficients de transfert i de "accès1" à "accès3" et j de "accès2" à "accès4" non négligeable. On appelle les coefficients de transfert i et j , des coefficients d'isolation. On considère néanmoins que les coefficients de transfert direct T des deux lignes sont identiques et voisins de 1. On considère également que les quatre accès sont adaptés à 50Ω c'est-à-dire $S_{ij} = 0$ pour $i = j$. En tenant compte de ces imperfections on obtient une matrice plus proche de la réalité :



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & T & i & C_i \\ T & 0 & C_r & j \\ i & C_r & 0 & T \\ C_i & j & T & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

II.1.2.4 Présentation du réflectomètre pratique

Connectons à l'accès 1 du réflectomètre une source microonde fonctionnant dans la bande de fonctionnement du réflectomètre, et des charges adaptées aux autres accès comme le montre le schématique de la figure II.13.

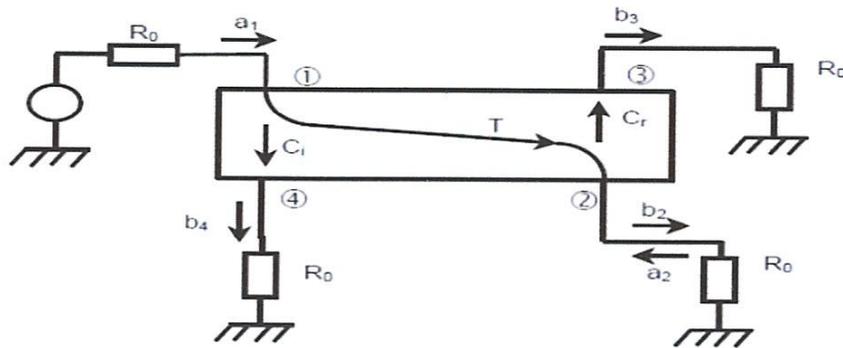


Figure II.13: Schémas représentent l'utilisation du réflectomètre pour la mesure de a_1 et b_1 .

La puissance du signal a_1 (en mW) dont on dispose est :

$$P_1 = \frac{1}{2} |a_1|^2 \text{ (mW)}$$

Les puissances absorbées par les charges adaptées aux autres accès valent :

$$P_2 = \frac{1}{2} |b_2|^2, P_3 = \frac{1}{2} |b_3|^2, P_4 = \frac{1}{2} |b_4|^2$$

Dans les conditions d'adaptation :

$$\begin{cases} b_2 = T \cdot a_1 \\ b_3 = i \cdot a_1 \\ b_4 = C_i \cdot a_1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} P_2 = \frac{1}{2} |b_2|^2 = \frac{1}{2} |T \cdot a_1|^2 \\ P_3 = \frac{1}{2} |b_3|^2 = \frac{1}{2} |i \cdot a_1|^2 \\ P_4 = \frac{1}{2} |b_4|^2 = \frac{1}{2} |C_i \cdot a_1|^2 \end{cases}$$

D'où :

$$\begin{cases} \frac{P_2}{P_1} = |T|^2 \\ \frac{P_3}{P_1} = |i|^2 \\ \frac{P_4}{P_1} = |C_i|^2 \end{cases}$$

Si on exprime ces grandeurs en dB, on obtient :

$$\begin{cases} 10 \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) = 10 \log(|T|^2) = 20 \log(T) = \text{Pertes d'insertion} \\ 10 \log\left(\frac{P_3}{P_1}\right) = 10 \log(|i|^2) = 20 \log(i) = \text{Isolation} \\ 10 \log\left(\frac{P_4}{P_1}\right) = 10 \log(|C_i|^2) = 20 \log(C_i) = \text{Couplage} \end{cases}$$

On définit la directivité du réflectomètre par la relation :

$$(\text{Directivité})_{dB} = (\text{Isolation})_{dB} - (\text{Couplage})_{dB}$$

II.1.3 Circulateur RF

Un circulateur est un dispositif de protection, utilisé pour protéger les sources RF contre les désadaptations d'impédance, des dispositifs sous test, susceptibles de les endommager. En effet, lorsqu'un amplificateur n'est pas adapté à 50 Ω, une partie de la puissance délivrée par la source est réfléchiée par le plan d'entrée du DST. Ceci peut conduire à sa destruction.

Un circulateur possède trois ports, une entrée et deux sorties généralement numérotées de 1 à 3.

A l'intérieur du circulateur, l'énergie HF ne peut circuler que dans un seul sens de rotation: de 1 vers 2, de 2 vers 3 ou de 3 vers 1.

Le port 1 est l'entrée, le port 2 est la sortie normale, le port 3 est connecté à une charge 50 Ω dite "charge poubelle".

On relie la source RF à l'entrée 1 et la charge (l'entrée du DST) à la sortie 2. Sur la sortie 3 on connecte une charge 50 Ω. Si la charge normale connectée en 2 est bien adaptée à 50 Ω, la puissance transite de 1 vers 2 avec une perte minimale et la charge poubelle ne reçoit aucune puissance. En cas de désadaptation de la charge connectée en 2, une partie de la puissance est réfléchiée, elle entre en 2 et est donc dirigée vers la charge 50 Ω connectée en 3. La source ne voit donc pas la désadaptation et est protégée.



Figure II.14: Circulateur RF.

II.1.4 Combiner RF

Les combineurs RF sont largement utilisés dans les applications RF. Ils permettent les puissances RF en entrée de se superposer en sortie. Le combineur est dispositif symétrique, il peut donc être utilisé comme un diviseur de puissance en inversant la sortie en entrée et l'entrée en sortie.



Figure II.15: Combinaireur RF.

CHAPITRE III : Caractérisation d'un amplificateur de puissance

Dans ce chapitre, on propose de réaliser une caractérisation d'un amplificateur de puissance. Le but de la caractérisation de ce dispositif est de mesurer les intermodulations créées par sa non linéarité. A la fin de cet exercice on sera capable de maîtriser les compétences suivantes :

Compétences visées :

- Maîtrise des instruments et savoir leurs limites d'utilisation.
- Etablir la bonne configuration des instruments.
- Mise en place du banc de mesure.
- Automatisation du Banc de mesure.
- Caractérisation de l'amplificateur de puissance.

Après avoir maîtrisé les compétences visées, on applique la même méthodologie pour caractériser un mélangeur RF (objectif finale du stage).

III.1 Caractérisation des instruments utilisés dans le banc de mesure

III.1.1 Caractérisation du SMBV100a

La source RF, SMBV100a, n'est pas une source idéale à laquelle on peut faire confiance quand on veut faire de bonnes mesures. Pour assurer le bon fonctionnement du banc de mesure, nous avons caractérisé la source SMBV100a. On a généré un signal test CW mono porteuse (sinusoïde pure) de fréquence $f_0 = 956.6 \text{ MHz}$ et de phase $\varphi_0 = 0 \text{ rad}$, et on a fait varier son niveau de puissance de -140 dBm jusqu'à 20 dBm . En sortie du SMBV100a, on a mesuré le niveau de puissance du signal test ainsi que celui de ses harmoniques (générées par la non linéarité de la source). La figure III.1 montre les résultats obtenus :

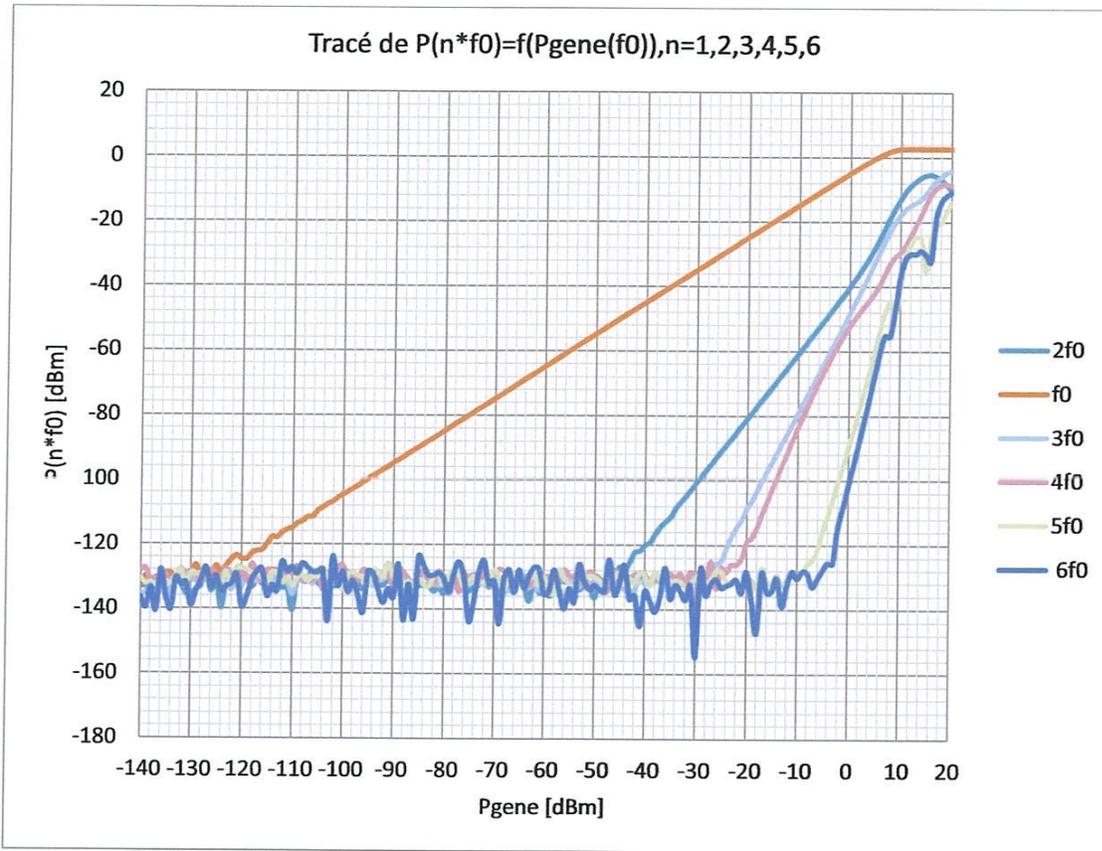


Figure III.1: Mesures des harmoniques générées par le SMBV100a.

En réalité, ces résultats sont obtenus en mettant entre le plan de sortie du SMBV100a et le plan du ZVL, un filtre accordable à la fréquence f_0 en cascade avec un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure $f_c = 3 \text{ GHz}$.

Cette mesure (avec filtres) nous permet de définir, aux meilleures conditions, la plage dans laquelle la source est linéaire. On voit bien qu'en dessous de -45 dBm les harmoniques de f_0 sont en dessous du plancher du bruit.

- De -40 dBm jusqu'à -25 dBm : seule l'harmonique 2 apparaît avec un minimum d'isolation, par rapport à la fondamentale, égale à 62 dB . La source est quasi-linéaire.
- De -25 dBm jusqu'à -10 dBm : l'harmonique 3 et 4 apparaissent avec un minimum d'isolation, par rapport à la fondamentale, égale à 63 dB . L'isolation de la fondamentale par rapport à l'harmonique 2 diminue de 62 dB à 44 dB .
- De -10 dBm jusqu'à -9 dBm : dans cette plage, la source est devenue fortement non linéaire ; ce qui lui rend inutilisable pour les signaux de forte puissance.
- De -9 dBm jusqu'à $+20 \text{ dBm}$: cette fois-ci, la forte puissance des signaux en entrée du ZVL arrivent à le saturer. C'est pourquoi on mesure une puissance constante à f_0 .

La source SMBV100a permet une caractérisation faible puissance d'un DST. Pour aller plus loin en niveau de puissance, il faut avoir une source ultra-linéaire (qui ne génère pas d'harmoniques), ou bien, mettre des filtres en sortie de la source, capable d'atténuer les signaux harmonique.

III.1.2 Caractérisation du ZVL

Le ZVL, lui aussi n'est pas parfaitement linéaire. Le ZVL est l'instrument le plus important dans le banc de mesure puisque il nous donne accès à la mesure du niveau de puissance des signaux à mesurer fréquence par fréquence. Il faut donc bien déterminer sa plage de fonctionnement linéaire. Ainsi que la bonne configuration qui nous permet de mesurer les signaux de forte puissance et ceux de faible puissance.

III.1.2.1 Cas des signaux de fort niveau de puissance

D'après ce qu'on a vu dans la partie qui explique le principe de fonctionnement du ZVL, il est constitué d'atténuateurs RF qui permettent d'atténuer le signal de forte puissance quand le message IOver ou OVERload s'affichent. Ces deux messages signifient que la mesure fournie par l'instrument n'est pas juste.

Pour savoir l'influence des signaux forte puissance sur l'étage de réception de l'instrument, on a proposé de le tester avec un signal test CW en faisant varier son niveau de puissance de -140 dBm (niveau de puissance du plancher du bruit) jusqu'à 20 dBm (7 dBm de la limite 27 dBm), tout en gardant la résolution de la largeur de bande fixe, $RBW = 10\text{ Hz}$. Ces mesures sont faites avec un amplificateur de puissance dans le but de distinguer la source de saturation. Les résultats de la manipulation sont présentés dans la figure III.2:

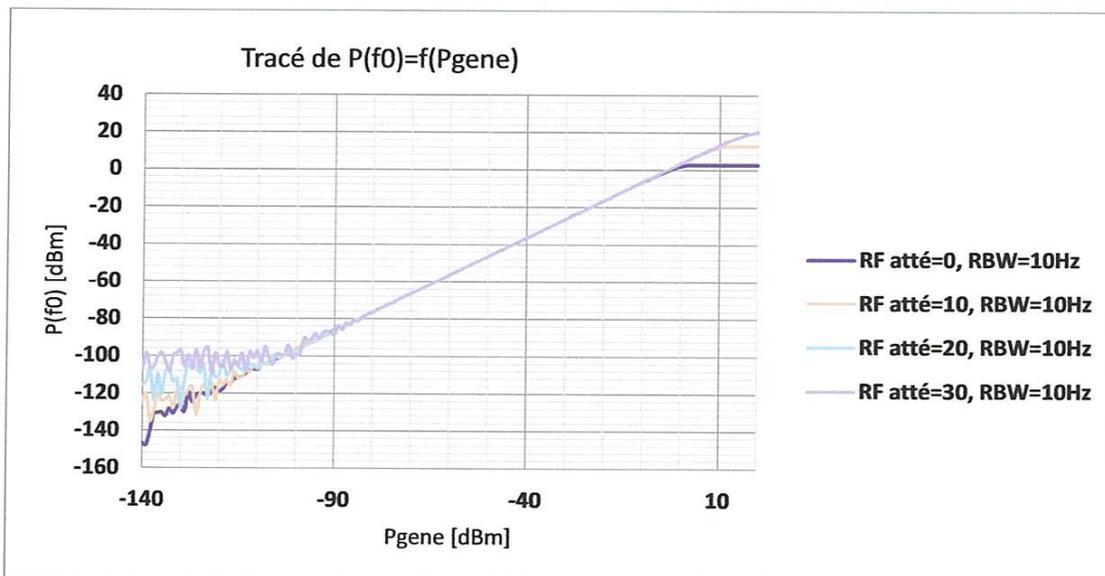


Figure III.2: Tracés de la $P_s(P_e(956.6\text{MHz}))$ pour différentes valeurs d'atténuation.

- *RF atténuation = 0 dB* : on voit bien que le niveau de puissance du signal d'excitation sature l'étage en entrée du ZVL au-delà de 0 dBm . Donc la source de saturation est le ZVL.
- *RF atténuation = 10 dB* : le ZVL entre dans sa zone de saturation au-delà de 10 dBm .
- *RF atténuation = 20 dB* : cette fois-ci la source de saturation est la saturation de l'amplificateur de puissance.
- On remarque aussi que lorsque l'atténuation RF augmente, le niveau du plancher du bruit augmente.

On conclut de ces mesures qu'on ne peut pas mesurer des signaux de forte puissance et d'autres faibles puissances à la fois. Il faut donc les mesurer séparément. La méthodologie proposée pour pouvoir mesurer les signaux de forte puissance est d'utiliser des atténuateurs avant le plan d'entrée du ZVL ou bien utilisé ceux à l'intérieur du ZVL6. Ceci est pour assurer que le ZVL fonctionne dans sa zone linéaire.

III.1.2.2 Cas des signaux de faible niveau de puissance

Les mesures précédentes nous ont montré que ce n'est pas possible de mesurer simultanément des signaux de forte puissance et de faible puissance. Le paramètre étudié cette fois-ci est la résolution de la largeur de bande du filtre IF de l'étage de réception du ZVL. Les résultats de la manipulation sont représentés dans la figure ci-dessous :

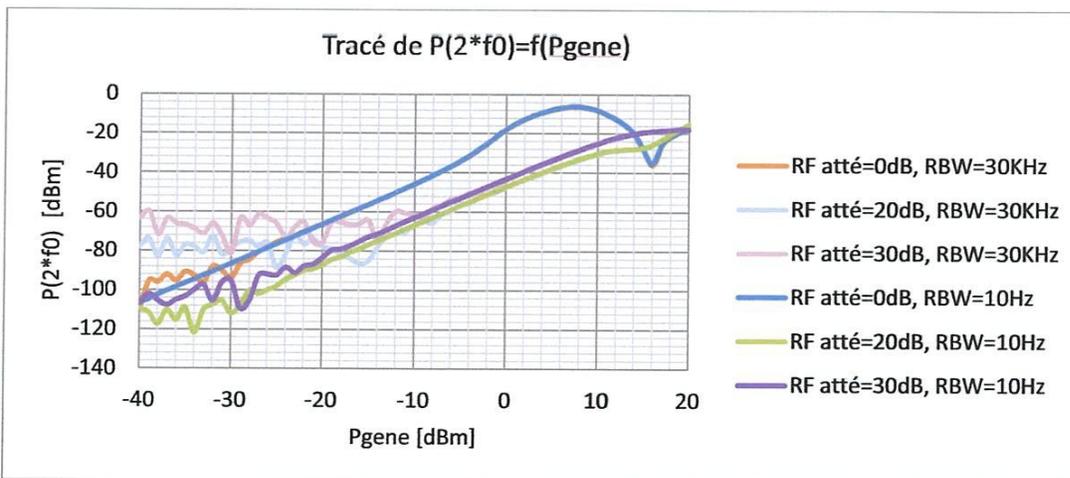


Figure III.3: Tracés de $P_s(1.9132GHz) = f(P_e(956.6MHz))$ pour différentes valeurs d'atténuation et de RBW.

La figure III.3 explique bien l'effet de la RBW du filtre IF du ZVL. Plus la RBW diminue plus le niveau du plancher du bruit diminue ce qui permet de descendre le plus bas possible en puissance. L'autre solution pour abaisser le niveau du plancher du bruit le maximum possible, est d'activer le préamplificateur du ZVL qui permet de rajouter un gain de 20 dB ce qui abaisse le plancher de bruit 20 dB de plus.

III.2 Mise en place du banc de mesure fonctionnel et configuration optimale du ZVL6

A partir des résultats obtenus de la caractérisation du SMBV100a et du ZVL6, le banc de mesure fonctionnel est représenté dans la figure III.4 :

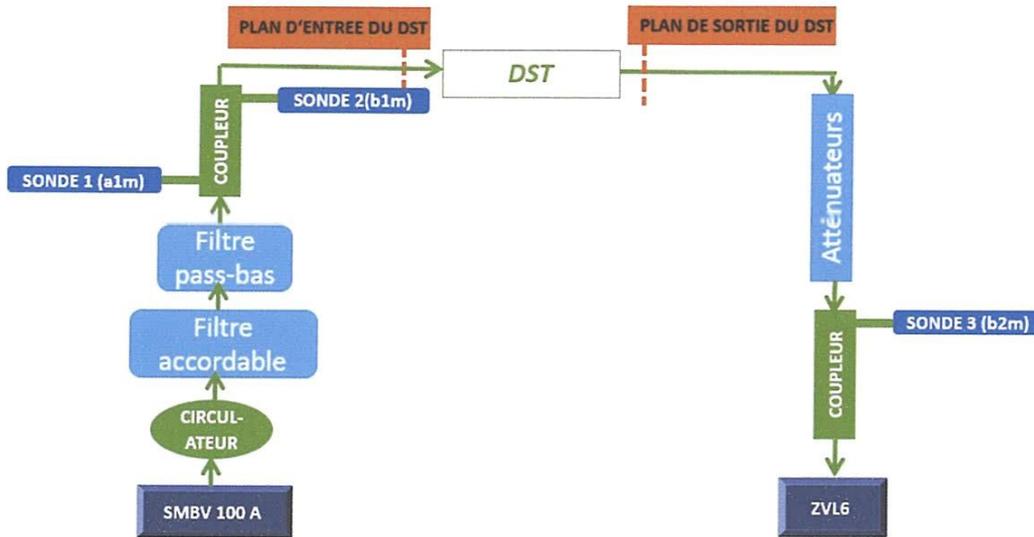


Figure III.4: Schéma synoptique du banc de mesure répondant aux contraintes des instruments.

La configuration optimale de l'analyseur de spectre ZVL6 pour la caractérisation d'un amplificateur de puissance, est présentée dans le tableau III.1 :

Paramètre	Signaux faible puissance	Signaux forte puissance
Fréquence centrale	Fixée à la fréquence d'intérêt	
Span de fréquence	100 Hz ce qui donne un temps de balayage de 1s pour un RBW=10Hz	
Atténuateur	0 dB	30 dB
Préamplificateur	Activé	Désactivé
Résolution de la largeur de bande du filtre IF (RBW)	10 Hz	

Tableau III.1: La configuration optimale de l'analyseur de spectre ZVL6 pour la caractérisation de l'amplificateur de puissance.

III.3 Description du DST

Le DST est un amplificateur de puissance à base de LDMOS. Il est implémenté sur un circuit d'évaluation. Le point de fonctionnement est choisi de telle façon que l'amplificateur de puissance fonctionne en classe A.

III.4 Mesures

III.4.1 Mesure des paramètres S du DST

Pour savoir la fréquence de fonctionnement en puissance de l'amplificateur de puissance, il faut réaliser des mesures en paramètres S que l'on présente dans la figure III.5 :

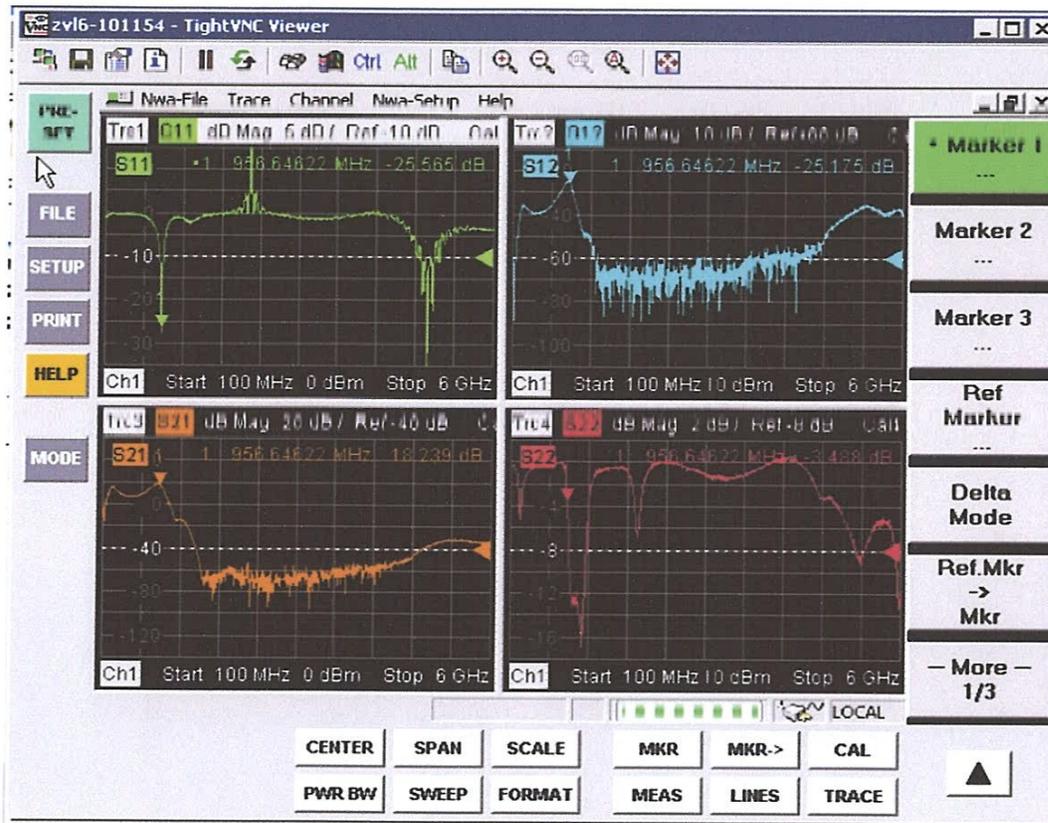


Figure III.5: Mesure des paramètres S de l'amplificateur de puissance.

Commentaires :

- Le S_{11} atteint son valeur minimale à la fréquence 956.6 MHz. $|S_{11}| = -25.5$ dB Ce qui juge l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'amplificateur de puissance
- Le S_{21} atteint son valeur maximale à la fréquence 956.6 MHz. $|S_{21}| = 18.2$ dB Ce qui traduit que le gain de l'amplificateur de puissance.
- $|S_{22}| = -3.4$ dB, l'amplificateur de puissance est donc l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance est mal adapté.

- $|S_{12}| = -25.1 \text{ dB}$, ceci se traduit par l'asymétrie de l'amplificateur de puissance, c'est-à-dire il atténue le signal à la fréquence d'adaptation réfléchi vers son sortie.

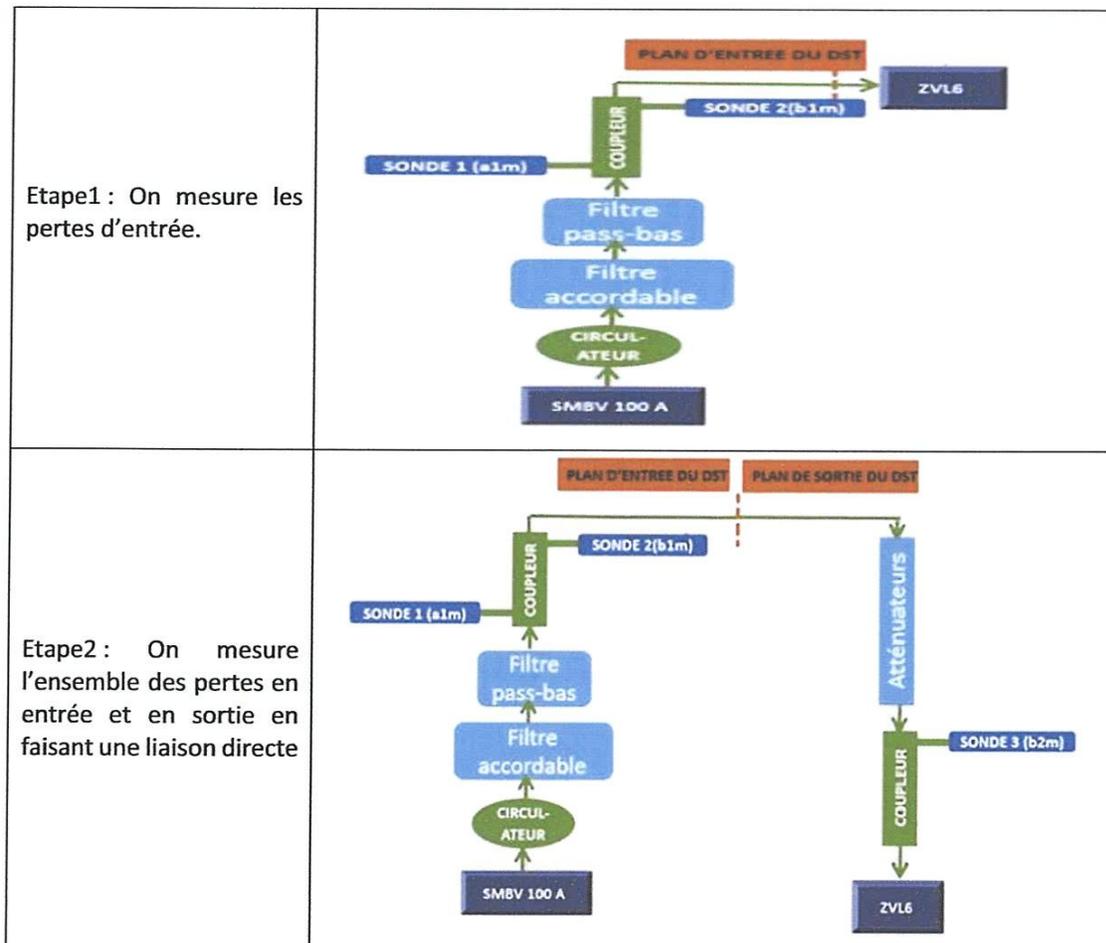
La mesure des paramètres S montre que la fréquence de fonctionnement optimale est $f_0 = 956.6 \text{ MHz}$.

III.4.2 Caractérisation monoporteuse

III.4.2.1 étalonnage du banc de mesure

L'étalonnage du banc consiste à mesurer les pertes en entrée et en sortie du DST. En connaissant le niveau de perte à chaque fréquence entre le plan de la source RF et le plan d'entrée du DST, ainsi, le niveau de perte entre le plan de sortie du DST et le plan de l'instrument de mesure, on peut accéder à la mesure du niveau de puissance aux plan d'entrée et de sortie du DST.

La procédure de l'étalonnage est la suivante :



La figure III.6 représente les pertes mesurées en entrées et en sortie mesurées pour les fréquences de -951.1 MHz jusqu'à 963.1 MHz avec un pas de 1 MHz .

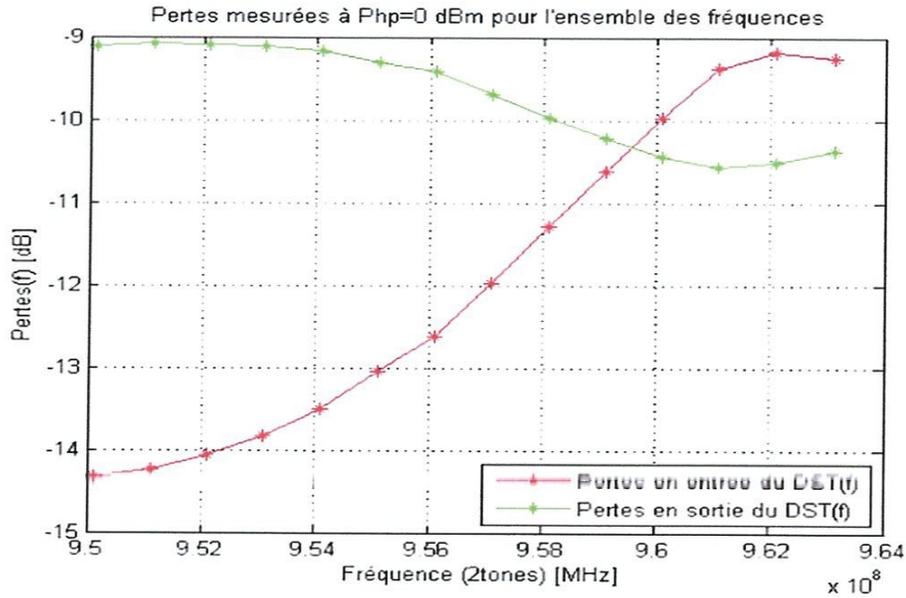


Figure III.6: Mesure des pertes en entrée et en sortie du DST en fonction de la fréquence.

III.4.2.2 La caractéristique $P_s(P_e(f))$

La figure III.7 représente les caractéristiques $P_s(P_e(f))$ de l'amplificateur faites pour les fréquences de -951.1 MHz jusqu'à 963.1 MHz avec un pas de 1 MHz.

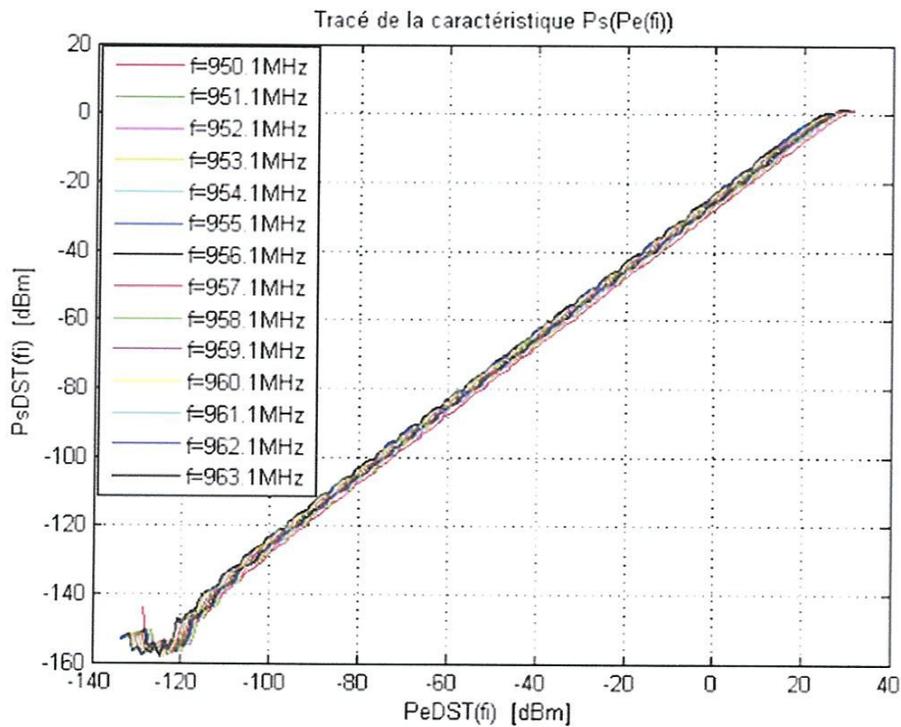


Figure III.7: Tracés de $P_s(P_e(f_i))$.

Commentaires :

- Pour $PeDST(fi) \in [-140, -110]dBm$: on mesure du bruit, les puissances $PsDST(fi)$ sont en dessous du plancher du bruit.
- Pour $PeDST(fi) \in [-110,25]dBm$: les puissances $PsDST(fi)$ sont dans la plage linéaire de l'instrument de mesure. Les $PsDST(fi)$ suivent bien une loi linéaire 1 dB/dB.
- Pour $PeDST(fi) \in [25,30]dBm$:L'amplificateur commence à rentrer dans sa zone de saturation. les puissances $PsDST(fi)$ suivent une loi non-linéaire. Après les 30 dBm les courbes conformes aux caractéristique données par le constructeur. Les $Ps(Pe(fi))$ ont une pente nulle.

Les cassures qui apparaissent sur les caractéristiques $Ps(Pe(fi))$ viennent de la source de puissance utilisée. En effet, il existe dans l'appareil des atténuateurs qui basculent en fonction de la puissance du signal généré.

III.4.3 Caractérisation biporteuse

L'objectif est de mesurer le niveau de puissance des fréquences d'intermodulations. Pour cela, on va exciter l'amplificateur de puissance avec un signal 2 tons aux fréquences f_1 et f_2 , écartées de Δf autour de la fréquence de fonctionnement f_c , tout en variant leurs niveaux de puissance avec $P(f_1) = P(f_2)$. En sortie du DST, on mesure les niveaux de puissance aux fréquences d'intermodulation d'ordre 3 gauche et droite $f_{IM_{3,g}}$ et $f_{IM_{3,d}}$ et ceux des porteuses f_1 et f_2 .

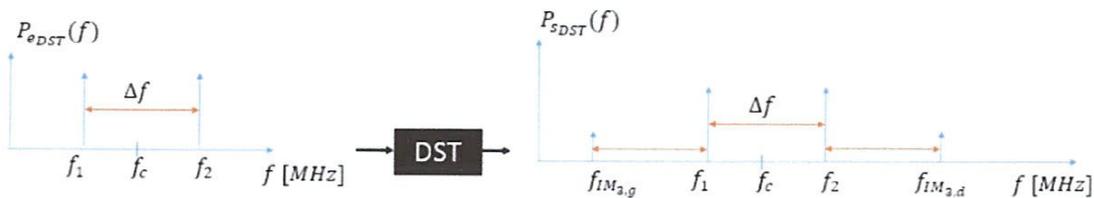


Figure III.8: Schéma synoptique représentant les fréquences du signal d'excitation et les fréquences d'intérêt en sortie du DST.

On a fait des mesures pour différents écarts fréquentiels Δf de 1 MHz jusqu'à 9 MHz, avec un pas de 2 MHz. Le tableau III.2 représente l'ensemble des fréquences d'intérêts :

Écart fréquentiel [MHz]	Δf	1	3	5	7	9
Fréquences d'intérêt [MHz]	f_c	956,6	956,6	956,6	956,6	956,6
	$f_1 = f_c - \Delta f/2$	956,1	955,1	954,1	953,1	952,1
	$f_2 = f_c + \Delta f/2$	957,1	958,1	959,1	960,1	961,1
	$f_{IM_{3,g}} = 2f_1 - f_2$	955,1	952,1	949,1	946,1	943,1
	$f_{IM_{3,d}} = 2f_2 - f_1$	958,1	956,1	964,1	967,1	970,1

Tableau III.2: Tableau comporte les fréquences d'intérêt.

III.4.2.1 étalonnage du banc de mesure

L'étalonnage se fait pour toutes les fréquences d'intérêts. La figure II.9 représente les pertes en entrée et en sortie des fréquences porteuses et les pertes en sortie aux fréquences d'intermodulation.

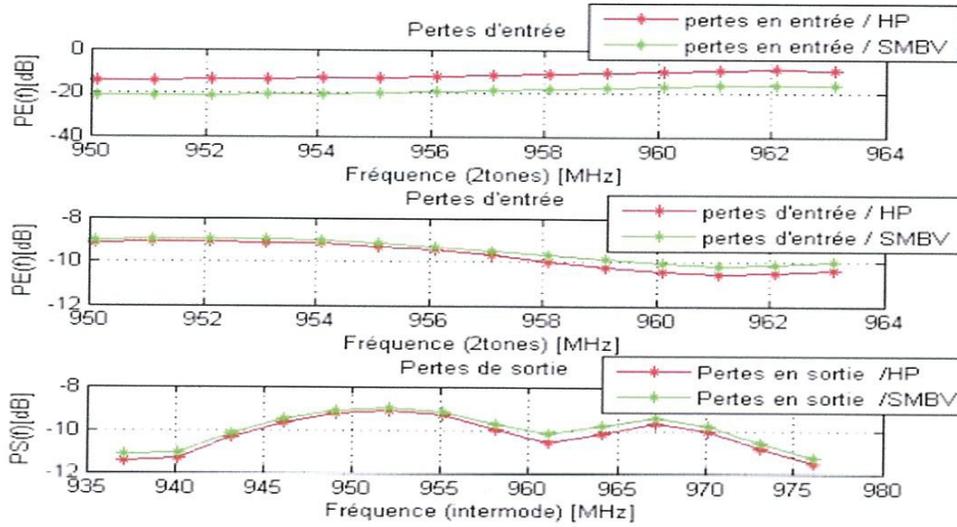


Figure III.9: Mesure des pertes en entrée et en sortie.

III.4.2.2 Mesures d'intermodulations

Après avoir effectué l'étalonnage du banc de mesure, on a réalisé la mesure d'intermodulation pour les différentes Δf . Les figures suivantes représentent des mesures faites avec moyennage de 5 pour diminuer la fluctuation du bruit en très bas niveau de puissance.

$\Delta f = 1 \text{ MHz}$:

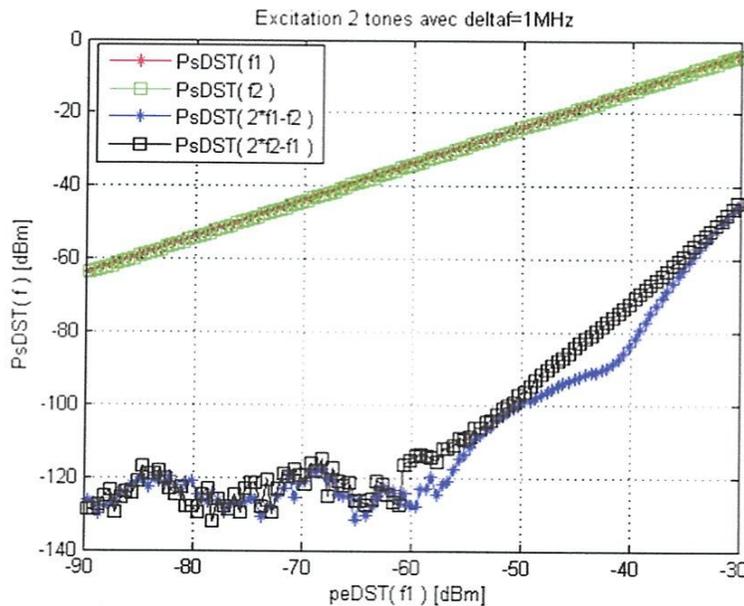


Figure III.10: Mesure de la puissance en sortie du DST aux fréquences d'intérêt pour $\Delta f = 1 \text{ MHz}$.

$\Delta f = 3 \text{ MHz}$:

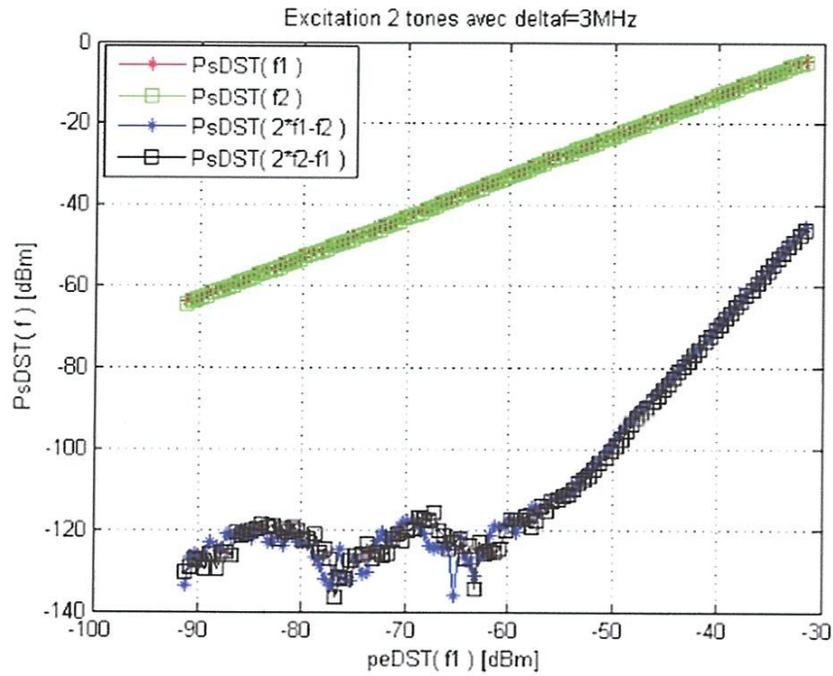


Figure III.11: Mesure de la puissance en sortie du DST aux fréquences d'intérêt pour $\Delta f = 3 \text{ MHz}$.

$\Delta f = 5 \text{ MHz}$:

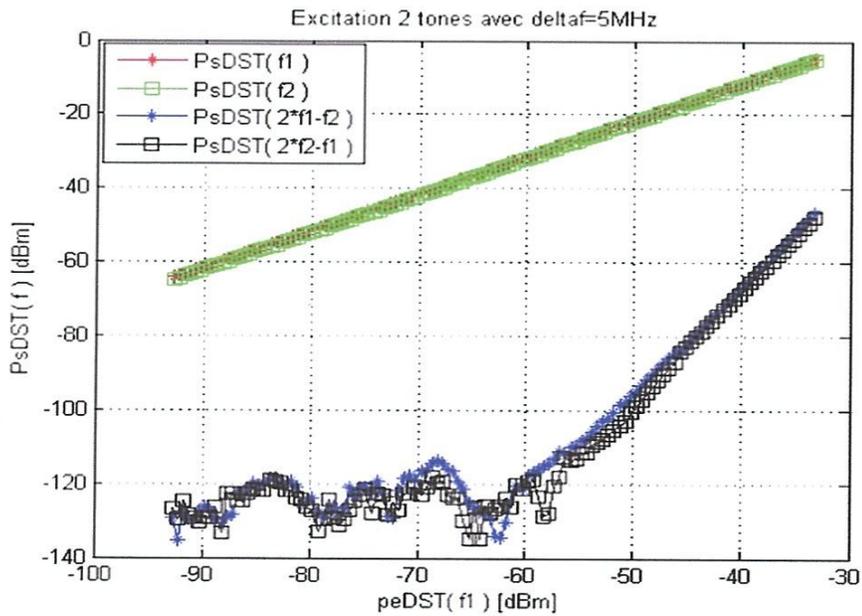


Figure III.12: Mesure de la puissance en sortie du DST aux fréquences d'intérêt pour $\Delta f = 5 \text{ MHz}$.

$\Delta f = 7 \text{ MHz}$:

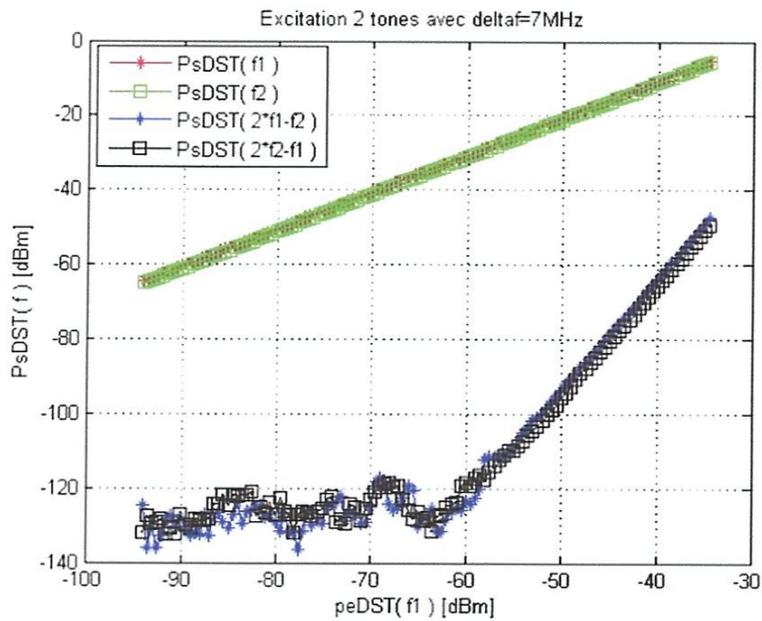


Figure III.13: Mesure de la puissance en sortie du DST aux fréquences d'intérêt pour $\Delta f = 7 \text{ MHz}$.

$\Delta f = 9 \text{ MHz}$:

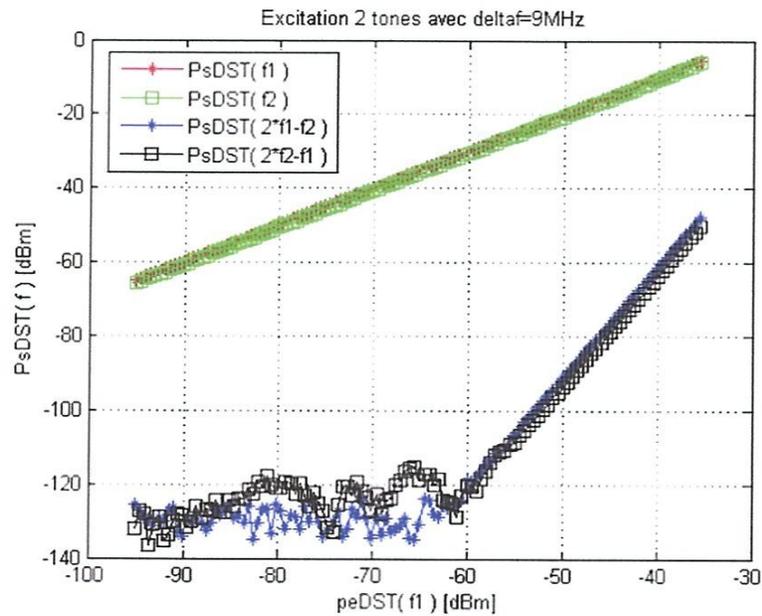


Figure III.14: Mesure de la puissance en sortie du DST aux fréquences d'intérêt pour $\Delta f = 9 \text{ MHz}$.

Commentaires :

- Le plancher du bruit tombe à -130dBm en valeur moyenne.
- A $\Delta f = 1\text{ MHz}$, on voit que les deux porteuses suivent une loi linéaire avec une pente de 1 dB/dB . La $IM_{3,d}$ elle aussi suit une loi linéaire avec une pente 3 dB/dB . Par contre, la $IM_{3,g}$ suit une loi non linéaire et elle n'obéit pas une pente entière de 3 dB/dB . Ceci peut-être expliqué par des phénomènes thermiques.
- Pour les autres écarts fréquentiels, les porteuses ainsi que l' $IM_{3,d}$ et $IM_{3,g}$ suivent globalement une loi linéaire de pente 1 dB/dB , 3 dB/dB respectivement.

Conclusion :

On a réussi à atteindre les objectifs énoncés au début du chapitre. On a abordé les problématiques bas niveau et fort niveau avant d'être capable de réaliser la mesure d'intermodulation créée par le mélangeur RF.

CHAPITRE IV : Caractérisation d'un mélangeur RF

Dans ce chapitre on va caractériser un mélangeur RF. Pour cela, une caractérisation monoporteuse et bi porteuse sont mises en place. L'objectif de la caractérisation monoporteuse est d'étudier la variation du gain de conversion dans la bande d'intérêt. Ce qui nous intéresse beaucoup dans la caractérisation bi porteuse est la loi de variation des intermodulations qui représente l'objectif majeur de ce travail de stage.

IV.1 Principe de fonctionnement d'un mélangeur aux fréquences RF et Microondes

Un mélangeur est un dispositif non linéaire à trois accès qui réalise l'opération de transposition de fréquence indispensable à tout système de télécommunication.

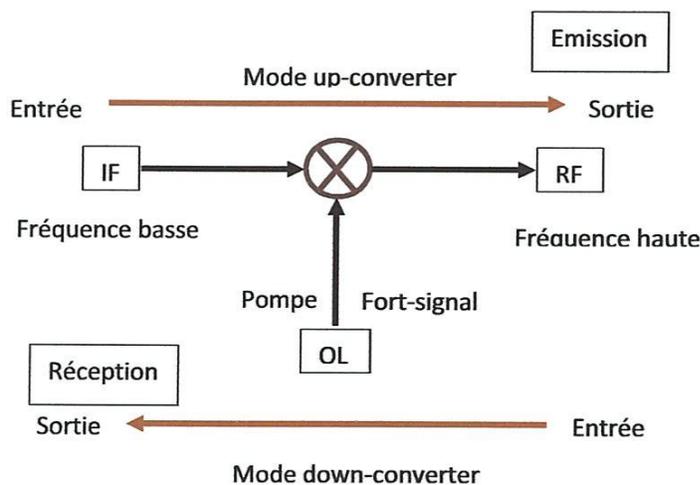
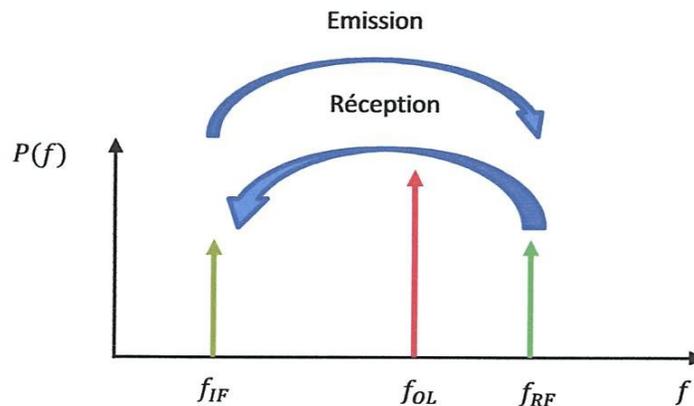


Figure IV.1: Principe de translation fréquentielle dans les systèmes d'émission/réception.

III.2 Description du DST et principe de fonctionnement

Le mélangeur utilisé est un mélangeur doublement différentiel. Il est composé de deux mélangeurs passifs opérant en opposition de phase par rapport au signal de commande OL . Chaque mélangeur se compose de deux transistors fonctionnant en commutation. La figure IV.2 montre l'architecture du mélangeur.

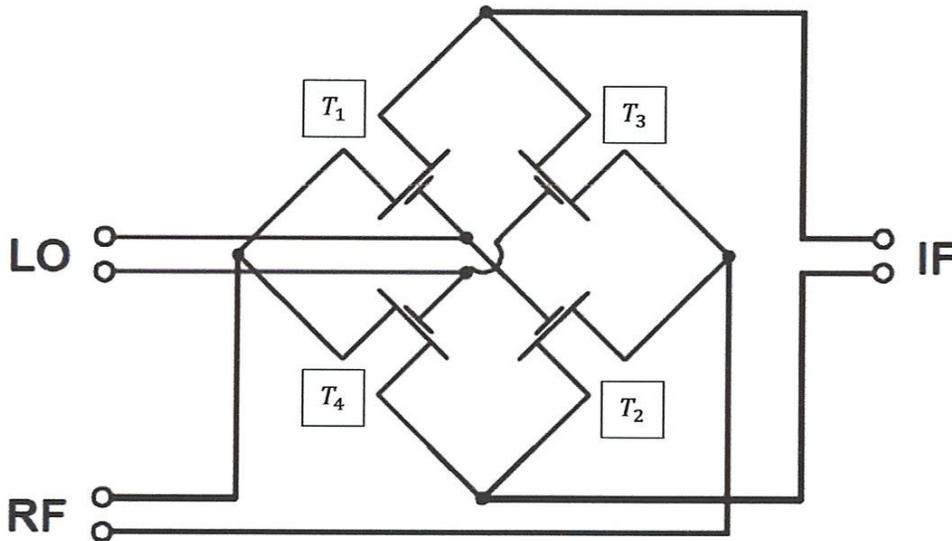


Figure IV.2: Architecture du mélangeur en anneau.

Principe de fonctionnement :

Le premier mélangeur:

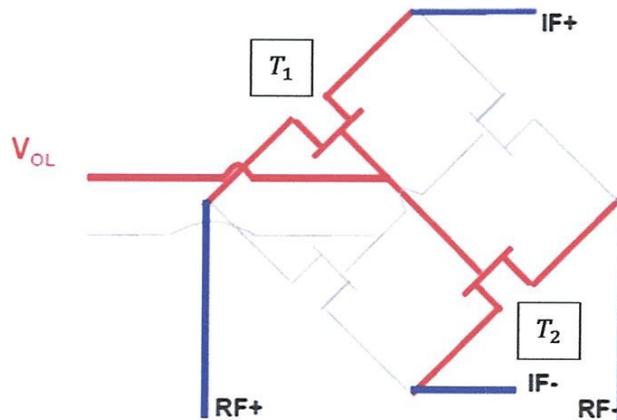


Figure IV.3.a: Transistors fonctionnant pendant l'alternance positive d' OL .

- T_1, T_2 fonctionnent dans la demi-période $t \in [0, T/2]$ du signal OL . Le signal en sortie est en phase avec le signal OL . Il résulte que $IF^+ \approx RF^+$ et $IF^- \approx RF^-$.

Le deuxième mélangeur :

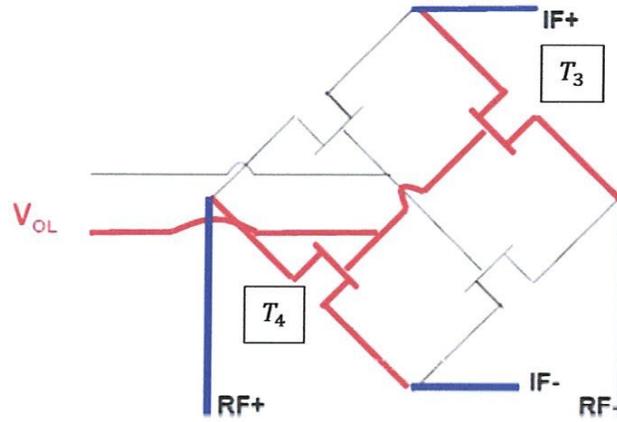


Figure IV.3.b: Transistors fonctionnant pendant l'alternance négative d'OL.

- T_1, T_2 fonctionnent dans la deuxième demi-période $t \in [T/2, T]$ du signal OL. Le signal en sortie est en opposition de phase avec le signal OL. Il résulte que $IF^+ \approx RF^-$ et $IF^- \approx RF^+$.

La figure IV.5 montre une simulation du fonctionnement du mélangeur. Le signal IF est à la fréquence $f = 100 \text{ Hz}$ et le signal OL est à la fréquence $f_{OL} = 1 \text{ KHz}$. La figure IV.4 montre l'allure temporelle ainsi le spectre d'amplitude des deux signaux IF et OL.

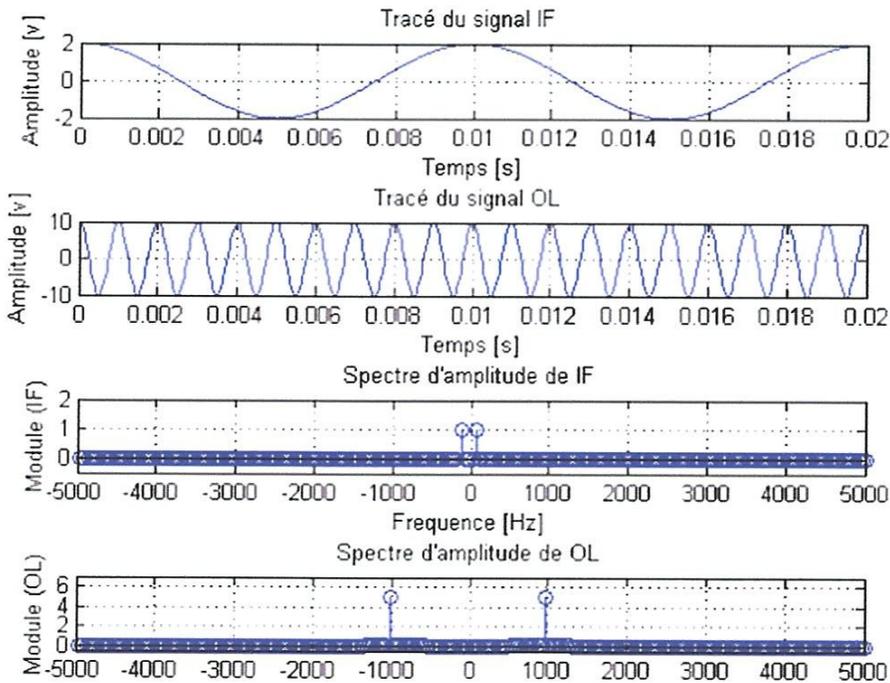


Figure IV.4: Allures temporelle et spectres d'amplitude des signaux IF et OL.

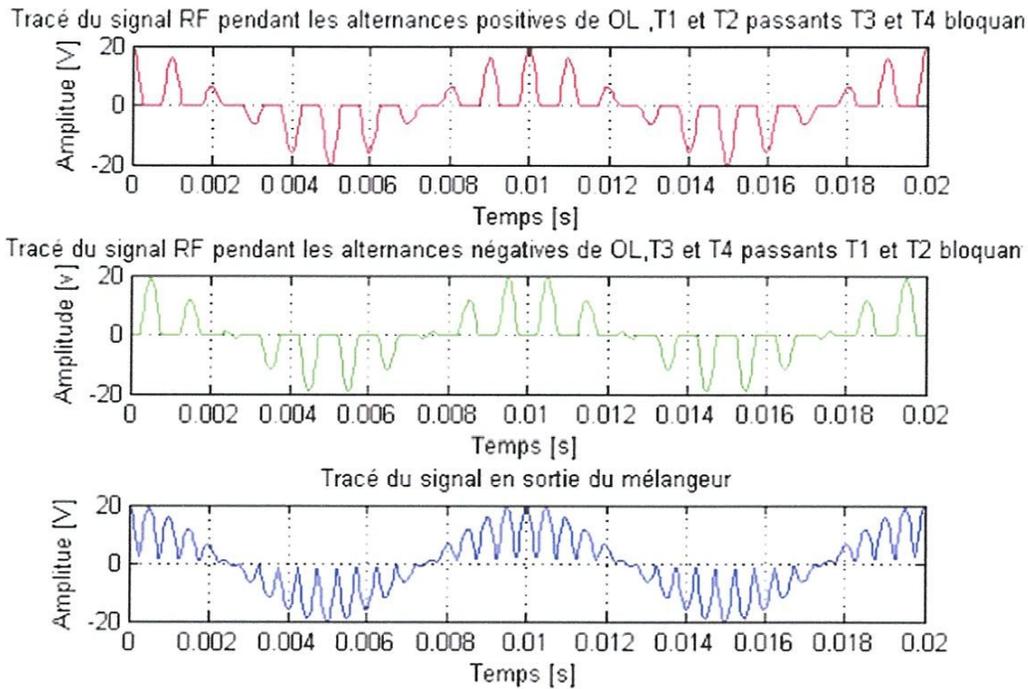


Figure IV.5: En rouge et en vert, allures temporelle du signal par rapport aux deux mélangeurs .En bleu, l'allure de la superposition des deux signaux résultants (signal en sortie du mélangeur).

III.3 Manipulation

III.4.2 Caractérisation monoporteuse

On applique le même principe utilisé pour l'amplificateur de puissance. On excite l'accès *OL* avec un signal sinusoïdal dont la fréquence et la puissance sont fixées, $P_{OL} = 15 \text{ dBm}$ et $f_{OL} = 00 \text{ MHz}$. Pour l'accès *RF*, on l'excite avec un signal sinusoïdal variable en puissance et en fréquence. On varie la puissance du signal *RF* de -143 dBm jusqu'à 20 dBm avec un pas de 1 dBm , et son fréquence de 505 MHz jusqu'à 535 MHz avec un pas de 5 MHz .

La configuration optimale de l'analyseur de spectre ZVL6 choisi est présentée dans le tableau suivant :

Paramètre	Signaux faible puissance	Signaux forte puissance
	$< -50 \text{ dBm}$	$\geq -50 \text{ dBm}$
Fréquence centrale	Fixée à la fréquence d'intérêt	
Span de fréquence	100 Hz ce qui donne un temps de balayage de 1s pour un RBW=10Hz	
Atténuateur	15 dB	30 dB
Préamplificateur	Activé (un gain de 5 dB)	Désactivé
Résolution de la largeur de bande du filtre IF (RBW)	10 Hz	

Tableau IV.1:Tracés de la puissance RF mesuré en sortie du mélangeur pour différente excitation RF en entrée.

La figure IV.6 montre les tracés de la puissance mesurée à la fréquence f_{OL} au plan de sortie du mélangeur pour différente excitation RF en entrée.

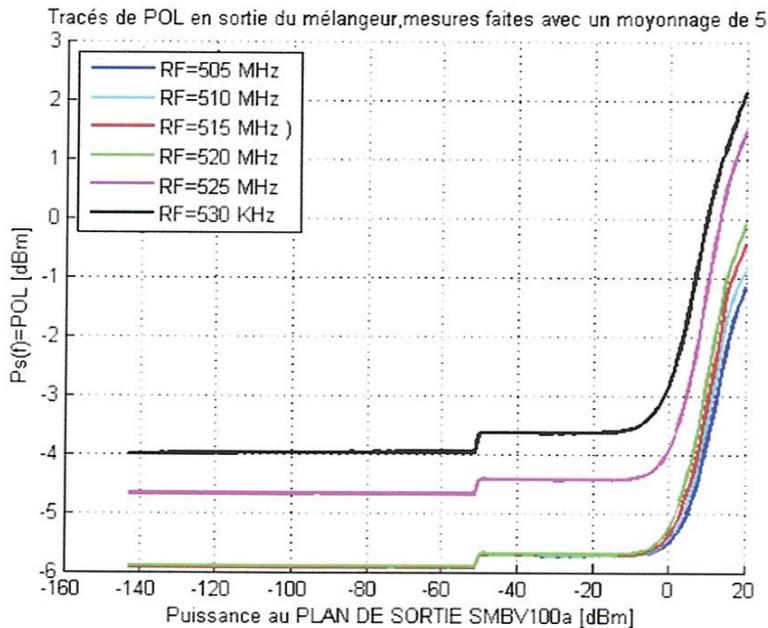


Figure IV.6:Tracés de la puissance OL mesuré en sortie du mélangeur pour différente excitation RF.

Commentaires :

- De -143dBm jusqu'à -15dBm la puissance mesurée est quasiment constante. A -50dBm le saut vient du basculement de l'atténuateur à l'intérieur du ZVL6.
- De -15dBm jusqu'à 20dBm le mélangeur rentre dans sa zone de non linéarité. L'allure de la puissance mesurée suit une loi non linéaire.

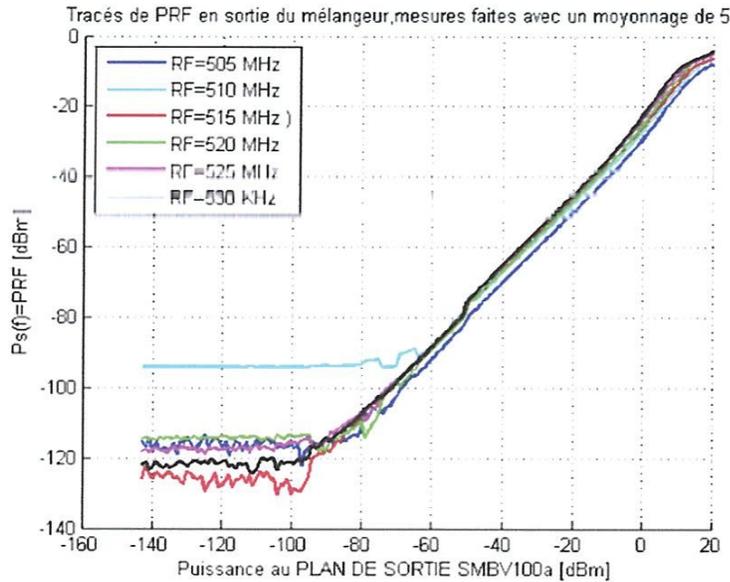


Figure IV.7:Tracés de la puissance RF mesuré en sortie du mélangeur pour différente excitation RF en entrée.

Commentaires :

- De -143dBm jusqu'à -90dBm , on mesure du bruit. Le plancher du bruit n'est pas à son niveau bas. Cela revient de l'utilisation des atténuateurs du ZVL.
- De -90dBm jusqu'à -10dBm la puissance mesuré pour les différentes fréquences RF, suit une loi linéaire. A -50dBm , le saut revient au basculement de l'atténuateur RF.
- De -10dBm jusqu'à 20dBm la puissance mesuré pour les différentes fréquences RF, suit une loi non linéaire.

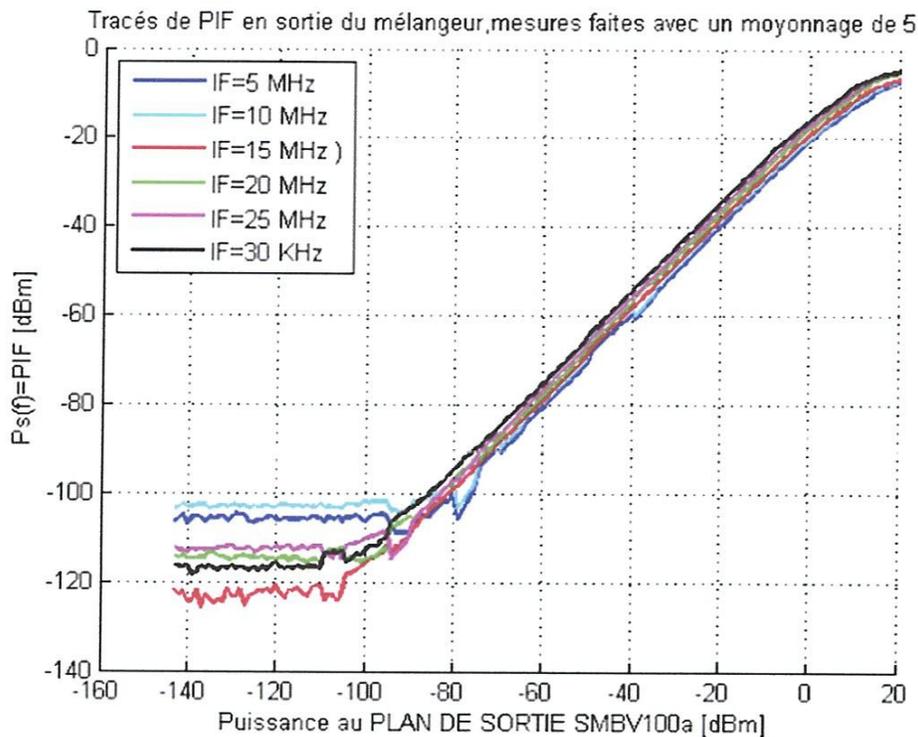


Figure IV.8:Tracés de la puissance IF mesuré en sortie du mélangeur pour différente excitation RF.

Commentaires :

- De -143dBm jusqu'à -90 dBm , on mesure du bruit. Le plancher du bruit n'est pas à son niveau bas. Cela revient de l'utilisation des atténuateurs du ZVL.
- De -90 dBm jusqu'à -10 dBm la puissance mesuré pour les différentes fréquences RF, suit une loi linéaire. A -50 dBm , le saut revient au basculement de l'atténuateur RF.
- De -10 dBm jusqu'à 20 dBm la puissance mesuré pour les différentes fréquences RF, suit une loi non linéaire.

III.4.3 Caractérisation biporteuse

Dans la figure ci-dessous, on présente une mesure bi porteuse faite avec un moyonnage de 20. On a fixé le niveau de puissance de la pompe OL à 12 dBm en variant le niveau de puissance des deux signaux RF_1 et RF_2 . En sortie, on a mesuré le niveau de puissance de RF_1 , RF_2 et OL . Ainsi, on a mesuré le niveau de puissance de IF_1 , IF_2 et leurs intermodulations d'ordre 3 $2IF_1 - IF_2$ et $2IF_2 - IF_1$. On garde la même configuration du ZVL montrée dans le tableau IV.1.

La figure IV.9 représente une mesure faite avec un moyonnage de 20, aux fréquences d'excitation RF_1 et RF_2 et aux fréquences IF_1 et IF_2 et aux fréquences de leurs produits d'intermodulations d'ordre 3 ($2IF_1 - IF_2$ et $2IF_2 - IF_1$).

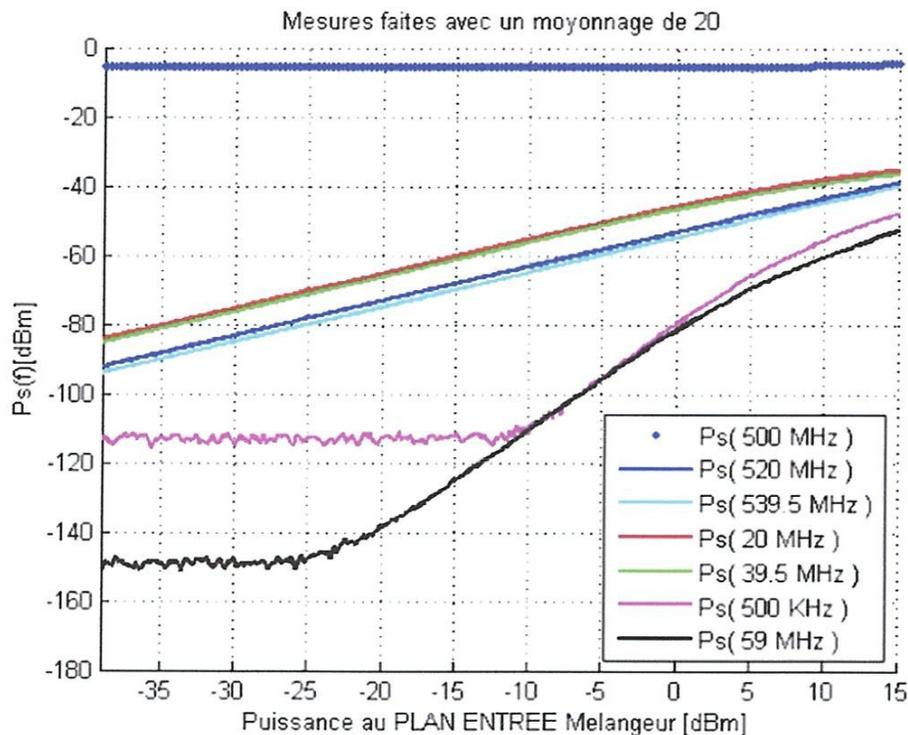


Figure IV.9: Tracés de la puissance mesurée en sortie du mélangeur aux fréquences f_{OL} , f_{RF1} , f_{RF2} , f_{IF1} , f_{IF2} , f_{IM3g} et f_{IM3d} , en fonction de la puissance d'excitation des signaux $RF1$ et $RF2$.

Commentaires :

- De -40dBm jusqu'à -10dBm , la puissance mesurée à la fréquence $f_{OL} = 500\text{MHz}$ est quasiment constante. De -10dBm jusqu'à 20dBm , elle suit une loi non linéaire.
- De -40dBm jusqu'à 20dBm la puissance mesurée aux fréquences $RF_1 = 520\text{MHz}$ et $RF_2 = 539.5\text{MHz}$ suit une loi linéaire.
- De -40dBm jusqu'à 0dBm la puissance mesurée aux fréquences $IF_1 = 20\text{MHz}$ et $IF_2 = 39.5\text{MHz}$ suit une loi linéaire. De 0dBm jusqu'à 20dBm , elle suit une loi non linéaire.
- Pour les intermodulations d'ordre 3 gauche, on voit que le niveau du plancher du bruit est important, il est à l'ordre de -110dBm dans toute la plage de -40dBm jusqu'à -10dBm . On peut rien dire de -10dBm jusqu'à -5dBm . De -5dBm jusqu'à -20dBm la puissance mesurée suit une loi non linéaire.
- Pour les intermodulations d'ordre 3 droite, on voit que le niveau du plancher du bruit est très bas par rapport à celui de l'intermodulation 3 gauche, il est à l'ordre de -150dBm dans toute la plage de -40dBm jusqu'à -25dBm . De -20dBm jusqu'à -5dBm la puissance mesurée suit une loi linéaire $3\text{dB}/\text{dB}$. De -5dBm jusqu'à 20dBm la puissance mesurée suit une loi non linéaire.

Conclusion

Avec la configuration proposée dans le tableau IV.1, on a atteint les limites du ZVL6. On ne peut pas faire mieux. En effet, le mélangeur génère beaucoup de signaux harmoniques et d'intermodulations presque dans toute la gamme de fréquence du ZVL6. Cela arrive à saturer rapidement l'étage de réception du ZVL6. La solution qu'on propose est d'utiliser un filtre passe bas en sortie du mélangeur. Il nous permet de laisser passer seulement les fréquences auxquelles on s'intéresse. Pour abaisser le niveau du plancher de bruit on propose d'utiliser un amplificateur à faible bruit en sortie du mélangeur.

Conclusion générale

Dans ce travail de stage, on a développé deux bancs de caractérisation de linéarité des dispositifs non linéaires, pour des amplificateurs de puissances et des mélangeur de fréquences, en les étalant avec différentes techniques. On a pu caractériser les instruments utilisés et on est arrivé à automatiser le banc. On a abordé les problématiques bas niveau et fort niveau. On est arrivé à mettre on place des solutions avec autonomie. On a développé des qualités expérimentales et une méthodologie de travail pour résoudre les problématiques expérimentales.

Les résultats obtenus à l'issue de ce travail sont remarquables. Ils vont être utilisés par le doctorant.

Référence

- Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits, José carlos and Nuno Borges Carvalho.
- Nonlinear Microwave and RF Circuits, Stephen A. Maas.
- Cours mélangeurs RF, Pr.Michel Campovecchio.
- Cours circuit actifs, Pr.Jean-michel Nebus.
- Brochures TP circuits actifs,Pr.Denis Barataud.