



HAL
open science

Détection à distance d'électroniques par l'intermodulation

Alexandre Martorell

► **To cite this version:**

Alexandre Martorell. Détection à distance d'électroniques par l'intermodulation. Electronique. Université Montpellier, 2018. Français. NNT : 2018MONT019 . tel-02076357

HAL Id: tel-02076357

<https://theses.hal.science/tel-02076357>

Submitted on 22 Mar 2019

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

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

**THÈSE POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR
DE L'UNIVERSITÉ DE MONTPELLIER**

En Électronique

École doctorale I2S

Unité de recherche UMR 5214

**Détection à distance d'électroniques par
l'intermodulation**

**Présentée par Alexandre MARTORELL
Le 23 Juillet 2018**

**Sous la direction de Laurent CHUSSEAU
et Jérémy RAOULT**

Devant le jury composé de

Fabrice BOUST, Chercheur, ONERA

Damienne BAJON, Professeur des Universités, ISAE

Claire MIGLIACCIO, Professeur des Universités, LEAT

Jérémy RAOULT, Maître de Conférences, IES

Laurent CHUSSEAU, Directeur de Recherche, IES

Christian CAREL, Expert Scientifique, Thales

Philippe POULIGUEN, Ingénieur HDR, DGA

Rapporteur

Rapporteur

Présidente et Examineur

Directeur de thèse

Directeur de thèse

Examineur

Invité



**UNIVERSITÉ
DE MONTPELLIER**

Remerciements

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE 1 : ÉTAT DE L'ART DU RADAR NON-LINÉAIRE	7
1.1 HISTORIQUE DU RADAR NON-LINÉAIRE	9
1.2 EFFETS DES NON-LINÉARITÉS EXPLOITÉS PAR LE RADAR NON-LINÉAIRE	10
1.3 RADARS DÉPLOYÉS POUR LA DÉTECTION DE JONCTION, D'ÉLECTRONIQUES ET DE SYSTÈMES RF	14
1.3.1 Radar linéaire	15
1.3.2 Radar non-linéaire	16
1.3.2.1 Le radar harmonique.....	17
1.3.2.2 Le radar à intermodulation	24
CHAPITRE 2 : SUSCEPTIBILITÉ À L'INTERMODULATION DE SYSTÈMES RF, EN RÉFLEXION.....	29
2.1 CHOIX DES ÉLÉMENTS RF SOUS TEST	31
2.2 MISE EN PLACE DU BANC DE TEST EN MODE CONDUIT.....	37
2.2.1 Mise en place du banc de test en mode réfléchi	37
2.2.2 Sources de distorsion induites par le banc de test	40
2.3 MESURES ET RÉSULTATS	48
2.3.1 Protocole expérimental.....	48
2.3.2 Automatisation de l'acquisition des données	49
2.3.3 Mesures sur des fonctions discrètes RF	55
2.3.4 Mesures sur des fonctions RF intégrées	61
2.3.5 Mesures sur des cibles RF commerciales.....	67
CHAPITRE 3 : MISE EN PLACE EXPÉRIMENTALE DU RADAR À INTERMODULATION.....	73
3.1 POSITIONNEMENT ET CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES	75

3.2 PRÉSENTATION DU BANC DE TEST RADAR LARGE-BANDE ET DE CES ÉLÉMENTS ASSOCIÉS	76
3.2.1 Mise en place du protocole de détection	77
3.2.2 Limitations identifiées lors de la conception.....	78
3.2.3 Eléments constituant le banc de test du radar à intermodulation à 2 antennes	86
3.3 ANALYSES, RÉSULTATS ET ESTIMATIONS DES PORTÉES DE DÉTECTION SUR DIFFÉRENTES CIBLES RF	89
3.3.1 Premières mesures sur le Talkie-Walkie BAOFENG UV-5R	92
3.3.2 Bilan de liaison réaliste	94
3.3.3 Autres mesures et estimations des portées de détection.....	99
3.4 BANC DE TEST DU RADAR IM3 À UNE SEULE ANTENNE.....	106
3.4.1 Mise en place.....	106
3.4.2 Résultats et comparaison des radars à intermodulation développés.....	109
3.5 PLATEFORME DE DÉTECTION	113
CHAPITRE 4 : PREMIÈRE APPROCHE DE L'IDENTIFICATION ET DE LA CLASSIFICATION D'UNE CIBLE RF	115
4.1 OBSERVABLES ET SOLUTIONS POSSIBLES DANS LE BUT D'UNE IDENTIFICATION.....	117
4.1.1 Récupération des bandes passantes d'une cible RF	119
4.1.2 Fonctionnement particulier révélateur d'une fonction RF	120
4.1.3 Mise en commun d'information provenant de la plateforme de détection.....	122
4.2 IDENTIFICATION DE RÉCEPTEURS VIA L'OBSERVATION DE L'IM3 RÉFLÉCHI.....	124
4.2.1 Approche mathématique	126
4.2.2 Approche expérimentale	131
4.2.3 Approche par simulation numérique	135
BILAN ET PERSPECTIVES.....	143
LISTE DES FIGURES.....	147
LISTE DES TABLES.....	157
BIBLIOGRAPHIE	161

Introduction générale

Électromagnétisme, sécurité et guerre électronique sont étroitement liés depuis des décennies. Leur association rassemble des applications de surveillance radar, de neutralisation de systèmes électroniques ou de détection d'électroniques cachées. Aujourd'hui, la multiplication des EEI (Engins Explosifs Improvisés) aussi bien sur les théâtres d'opération que dans les milieux urbains conduit à la nécessité de leur détection. Ce domaine d'application est un secteur d'activité pour SIX (Systèmes d'information et set de communications sécurisés, ancienne appellation Thales Communications & Security (TCS)). Ces dispositifs adverses sont déclenchés à distance via une onde EM émis par un opérateur. Les travaux de cette thèse peuvent entrer dans cette thématique et proposent une nouvelle alternative qui permet de mettre en évidence la présence de récepteurs RF cachés. A heure actuelle ces technologies sont suffisamment matures et sont facilement disponibles dans le commerce.

Le radar non-linéaire (NL) permet de détecter une cible électronique fabriquée par l'homme dans un fouillis environnant en s'appuyant sur les propriétés non-linéaires de la cible pour convertir une partie de l'onde émise en une réémission à une fréquence harmonique. Le radar NL est particulièrement adapté à la détection de dispositifs contenant des métaux et des semi-conducteurs. Les systèmes RF tels que les appareils portatifs, les radios ou encore les téléphones cellulaires contiennent de nombreux composants non-linéaires et sont donc détectables par un radar NL. Un certain nombre de techniques de détection existent et ont déjà été développé pour exploiter les réponses non-linéaires de jonction au sens large. Une technique populaire consiste à transmettre une seule fréquence f_1 et à recevoir la seconde harmonique générée par la cible. Une autre technique, moins courante, consiste à transmettre deux fréquences, f_1 et f_2 , et à recevoir les produits d'intermodulation d'ordre 3 ($2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$). Cette technique a pour avantage de pouvoir envisager la discrimination de cible RF en utilisant la propriété de la bande passante étroite d'un récepteur car les produits d'intermodulation d'ordre 3 (IM3) se créent dans cette même bande.

Afin de répondre à la detection de récepteurs hostiles et pour compléter les technologies existantes, Thales étudie l'opportunité technologique vers la mise en place opérationnelle du radar à IM3 (large bande et à fréquence d'émission agile) et a lancé ces travaux de thèse

via une collaboration avec l'Institut d'Electronique et des Systèmes (IES) et un financement de type CIFRE ANRT.

Un état de l'art approfondi des systèmes radars non-linéaires est effectué dans un premier chapitre avec une comparaison de leurs caractéristiques. Nous verrons qu'ils existent de nombreuses applications se développant depuis quelques décennies et utilisant cette technique de détection. L'accent est ensuite mis sur la conception d'un radar pertinent pour la détection d'électroniques RF, en raison de leur invisibilité (faible section équivalente radar) par un radar classique ou linéaire.

Dans le chapitre 2, des outils mathématiques (modèle comportemental théorique) sont développés pour permettre la mise en lumière de la provenance de la réémission d'IM3 par un système RF. La compréhension des mécanismes mis en jeu est primordiale dans le développement d'un radar à intermodulation. En effet de nombreuses études sont menées sur la compréhension de la génération d'un IM3 en sortie, d'un amplificateur par exemple mais rarement en réflexion. Un banc de test en mode conduit est donc développé permettant la mesure de l'IM3 réfléchi d'une cible RF. D'un point de vue expérimental, on s'intéresse à la susceptibilité à l'intermodulation en réflexion sur de nombreux récepteurs RF. Ainsi des observations expérimentales, des ordres de grandeurs (à la fois du niveau de puissance d'émission du radar et de la raie d'IM3 réémise par la cible) seront connus.

Dans le chapitre 3, Le démonstrateur du radar à IM3 peut ensuite être développé. Les contraintes de la conception seront examinées nous emmenant ainsi à utiliser la plus grande puissance d'émission radar, tout en isolant au maximum l'influence de l'émission sur la réception. En utilisant des techniques de linéarisation connues, il est possible d'augmenter la dynamique de mesure permettant d'observer des signaux d'IM3 réfléchis se situant dans les ordres de grandeurs définies dans le chapitre 2. L'enjeu principal, au-delà de la linéarisation, du récepteur du radar à IM3 est d'améliorer la plus petite puissance détectable, autrement dit le seuil de détection. Sa conception doit répondre à la dimension large bande (nécessité absolue pour un radar IM3) afin de réaliser des balayages, en fréquence et en puissance. Un large panel de systèmes RF, commerciaux ou non, susceptibles d'être trouvés dans des milieux opérationnels est mis sous test. Leur détection va permettre de valider la technique de récupération de l'IM3, mais également d'estimer les premières performances en termes de portée de détection et de sensibilité de mesure. Un nouveau modèle mathématique semi-empirique est utilisé pour la mise en place d'un bilan de liaison réaliste du radar IM3. Il se base à la fois sur le bilan de liaison théorique du radar IM3 et sur les mesures développées dans ce manuscrit.

Tous les paramètres clés du radar sont pris en compte afin d'optimiser sa validité. Après validation, ce dernier est alors capable d'estimer la portée réelle du radar pour différentes cibles RF (à détecter) permettant ainsi un retour sur conception visant une amélioration à la fois des performances et d'autres paramètres cruciaux dans son fonctionnement opérationnel (encombrement, placement des antennes etc.).

Dans le dernier chapitre les travaux s'orientent sur l'identification et la classification d'une cible RF. L'étude porte sur la possibilité d'extraire tous paramètres pouvant aider à une classification (évaluation du danger) dans un milieu opérationnel. Dans ce chapitre plus exploratoire, nous allons étudier s'il est possible de mettre en évidence des comportements singuliers et propres à chaque récepteur via l'observation de l'IM3 réémis. Pour ce faire, les analyses sont basées sur des calculs mathématiques, des mesures et des simulations numériques. La multiplication des critères d'identification, enrichie par le radar IM3, peut amener à la mise en place d'une base de données permettant à la fois de discriminer, et de définir le niveau d'hostilité, de différentes cibles RF.

Un bilan est ensuite effectué en fin de manuscrit où les résultats et les faits majeurs sont exposés. Il est alors possible de définir les perspectives résultant de ces travaux de thèse.

« Placez votre main sur une poêle une minute et ça vous semble durer une heure. Asseyez-vous auprès d'une jolie fille une heure et ça vous semble durer une minute. C'est ça la relativité. »

Albert Einstein

Chapitre 1

État de l'art du radar non- linéaire

TABLE DES MATIERES

1.1 HISTORIQUE DU RADAR NON-LINÉAIRE	9
1.2 EFFETS DES NON-LINÉARITÉS EXPLOITÉS PAR LE RADAR NON-LINÉAIRE	10
1.3 RADARS DÉPLOYÉS POUR LA DÉTECTION DE JONCTION, D'ÉLECTRONIQUES ET DE SYSTÈMES RF	14
1.3.1 Radar linéaire	15
1.3.2 Radar non-linéaire	16
1.3.2.1 Le radar harmonique.....	17
1.3.2.2 Le radar à intermodulation	24

Par définition, un radar non-linéaire consiste à exploiter les propriétés non-linéaires d'une cible à des fins de détection. Autrement dit la détection d'une harmonique, d'un produit d'intermodulation est potentiellement signe de présence d'un objet non-linéaire dans un environnement.

Une large revue de la littérature peut permettre à Thales Communications & Security (TCS) de miser sur le développement de nouveaux types de radar capable de répondre à tous types de missions militaires ou civiles, en lien avec la détection de systèmes communicants. On peut citer comme exemple la détection de systèmes RadioFréquence (RF) hostiles sur les théâtres d'opérations utilisés depuis quelques années pour le déclenchement de bombes artisanales appelées communément Engins Explosifs Improvisés (EEI). On peut également citer comme exemple la détection de drones ou d'avions pour la surveillance du milieu aérien.

Dans ce chapitre, la détection d'objets cachés est présentée au sens large. Il peut s'agir de simples électroniques, de systèmes de communication sans-fils (émetteur ou récepteur), de métaux ou bien d'objet de grande taille dans le but d'une surveillance (bateau, avion etc.). Les outils, les méthodes et les mécanismes mis en jeu sont présentés à l'aide d'un retour sur la littérature connue via un état de l'art des systèmes de détection actuels. Il sera alors possible de décrire le contexte de la thèse par rapport aux technologies existantes.

La thèse s'oriente sur la conception d'un nouveau type de radar non-linéaire, peu présent dans la littérature, utilisant la distorsion d'intermodulation d'un circuit RF. Sa mission principale est de détecter des systèmes de communication sans-fil. Les travaux réalisés au cours de la thèse et répondant à cette problématique seront ensuite résumés en fin de chapitre.

1.1 Historique du radar non-linéaire

Dans les années 70, l'idée d'exploiter et de mesurer la réémission des composantes harmoniques et des produits d'intermodulation d'un objet non-linéaire à des fins de détection est envisagée. Malgré les techniques de linéarisation visant à supprimer ou réduire ses composantes dans les systèmes électroniques sans-fil ou non, des travaux exploratoires sont menés en parallèle consistant cette fois-ci à utiliser la réponse non-linéaire réémise d'un objet ou d'un circuit afin d'attester de sa présence dans un environnement ciblé [1].

L'idée est construite sur le fait que les systèmes électroniques sont de manière générale de petits objets ayant donc une Surface Equivalente Radar (SER) très faible qui les rendent difficilement détectable par un radar classique ou linéaire malgré de nouvelles approches innovantes [2]. Le terme de radar non-linéaire, jusqu'à présent inconnu, est créé. Ce nouveau type de radar est appuyé par un nombre important de dépôts de brevets jusqu'aux années 80 [3]–[7] dont le schéma de principe est montré sur la Figure 1.1. Un signal d'excitation, composé d'une ou plusieurs fréquences, est émis générant une réémission d'une composante harmonique lors de l'interaction avec des objets ou des circuits électroniques contenant des non-linéarités.

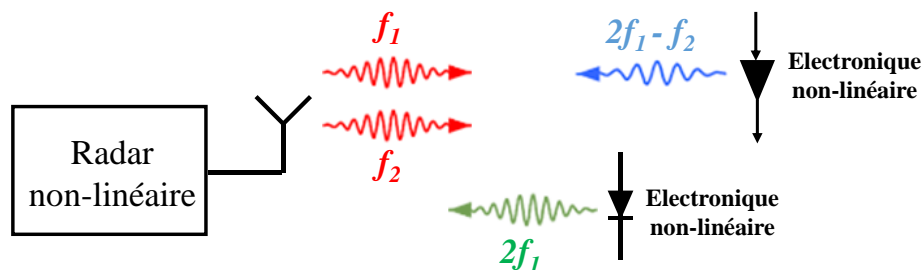


Figure 1.1 – Schéma de principe d'un radar non-linéaire. La composante harmonique est illustrée par $2f_1$ et le produit d'intermodulation par $2f_1 - f_2$.

Les distorsions harmoniques et d'intermodulation créées et réémises par les composants actifs vont constituer la signature d'un système électronique quelconque [8], [9]. Des études sur les réémission d'harmoniques passives sont également exploitées pour la détection de jonctions au sens large basé sur le fait que tout matériau a des propriétés non-linéaires [10] même si les éléments métalliques sont les premiers visés en raison de la faible réponse non-linéaire d'une matière organique.

En fin des années 70, le monde de l'automobile fut l'un des premiers à s'intéresser à ce type de radar pour anticiper et détecter une collision à distance à cause de la forte croissance du parc automobile ainsi qu'à l'augmentation du nombre de piétons [11].

Entre la période actuelle et les années 80, de nombreuses études apparaissent sur la détection de systèmes électroniques en partie favorisées par la montée du terrorisme (utilisant des systèmes RF pour le déclenchement à distance d'explosifs artisanaux) ou encore le transport international d'objets illicites obligeant les industriels et les organismes de sécurité à être innovant. La recherche sur les radars linéaires et non-linéaires est mise à rude épreuve pour répondre à l'armement illégal, à la sécurité civile et militaire mais également à la lutte anti-EEI. Dans la partie suivante, l'exploitation de la propriété non-linéaire des cibles visées est présentée.

1.2 Effets des non-linéarités exploités par le radar non-linéaire

Historiquement les non-linéarités des composants électroniques ont été mises en lumière en 1833 par Michael Faraday. Il a observé que la valeur d'une simple résistance évolue en fonction de la température de manière non-linéaire [12]. On définit un système linéaire s'il répond au principe de superposition. À savoir que pour chaque excitation d'entrée x_n est associé une sortie y_n . Le système est donc linéaire seulement si la somme des excitations d'entrées $x_1 + x_2$ correspond à la somme des signaux de sorties $y_1 + y_2$.

On sait aujourd'hui que tous circuits électroniques et notamment les systèmes RF sont non-linéaires. Dans des circuits électroniques, les non-linéarités sont responsables de phénomènes qui affectent les performances d'un système [13], [14]. Leurs effets se retrouvent dans les circuits RF sous différents mécanismes induisant de la distortion dans les circuits.

On retrouve dans la littérature une liste non exhaustive de tous les effets non-linéaires reliés aux systèmes RF [13]–[15]. Ces observations ont pu être établies grâce à des études menées sur des diodes et des transistors étant considérés comme des composants actifs élémentaires utilisés dans les fonctions d'un système de communication sans-fil (switch, amplificateur, filtre, mélangeur etc.).

D'une manière générale, tous les composants actifs sont non-linéaires, c'est-à-dire que leurs caractéristiques propres (courant-tension, charge-tension, ...) sont mathématiquement

décrites par des fonctions non-linéaires. Citons l'exemple d'un transistor à effet de champ (FET) où sa caractéristique I-V est une fonction non-linéaire qui dépend des deux tensions Grille-Source et Drain-Source.

On réalise une approximation polynomiale, appelée série de puissance, de la caractéristique entrée-sortie en se limitant à l'ordre 3, montrée sur la relation (1.1). Considérons également que le signal traversant ce bloc abritant la fonction non-linéaire, schématisé sur la Figure 1.2, ne subit qu'une seule non-linéarité. L'excitation x correspond au signal d'entrée et y est le signal de sortie. Les coefficients α , de la relation (1.2), sont issus du développement en série de Taylor de la fonction non-linéaire autour du point de fonctionnement du système.

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x(t)^2 + \alpha_3 x(t)^3 \quad (1.1)$$

$$\alpha_N = \frac{1}{N!} \cdot \frac{\partial^N y}{\partial x^N} \quad (1.2)$$

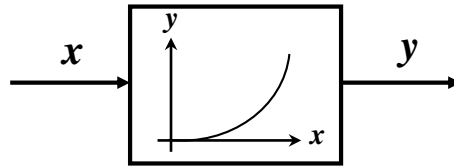


Figure 1.2 – Représentation d'un système non-linéaire.

Nous considérons directement l'excitation d'entrée comme étant la somme de deux porteuses sinusoïdales de fréquences proches ayant respectivement pour amplitude A et B . Soit $x(t) = A \cos(\omega_1 t) + B \cos(\omega_2 t)$ une somme de deux signaux CW parfait. À l'aide des relations trigonométriques et en injectant $x(t)$ dans (1.1), on obtient la relation (1.3).

$$\begin{aligned} y(t) = & (\alpha_1 A + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A B^2) \cos(\omega_1 t) + (\alpha_1 B + \frac{3}{4} \alpha_3 B^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 B A^2) \cos(\omega_2 t) \\ & + (\frac{1}{2} \alpha_2 A^2 + \frac{1}{2} \alpha_3 A^4) \cos(2\omega_1 t) + (\frac{1}{2} \alpha_2 B^2 + \frac{1}{2} \alpha_3 B^4) \cos(2\omega_2 t) \\ & + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2 B \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] + \frac{3}{4} \alpha_3 A B^2 \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t] + \dots \end{aligned} \quad (1.3)$$

On observe la présence des fréquences au fondamental du signal d'entrée. On constate la présence de plusieurs composantes fréquentielles ayant pour valeur une combinaison linéaire des fréquences ω_1 et ω_2 . Après passage dans le bloc non-linéaire, il apparaît des composantes harmoniques d'ordre 2 et supérieur ($2\omega_1$, $2\omega_2$, $3\omega_1$, etc.). On voit également appa-

raître la présence de produits d'intermodulation d'ordre 3 ou supérieur ($2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$, etc.). On parle d'ordre 3 du fait que la somme de la valeur absolue des coefficients présents devant ω_1 et ω_2 vaut 3. Si $A = B$ alors les amplitudes du signal d'entrée aux fréquences ω_1 et ω_2 sont égales. Les différentes harmoniques d'ordre 2 sont alors égale entre elles, tout comme les produits d'intermodulation d'ordre 3. Les termes α_N , représentent les propriétés non-linéaires intrinsèques à la fonction présente dans le bloc pour différents ordres d'harmoniques ou de produits d'intermodulation. On parle également de coefficients de conversion non-linéaire.

Dans ce manuscrit on s'intéresse plus particulièrement à deux types de distorsions fortement présentes dans les systèmes RF faisant l'objet d'une grande attention lors de la conception. La première est la distortion harmonique (H) [13]–[16]. La seconde est la distortion d'intermodulation (IM) [13], [15].

Un système de communication sans-fil traditionnel se compose, à son entrée analogique, d'un switch gérant le type de multiplexage de la communication [17], [18]. Prenons l'exemple d'un standard GSM, son switch est conçu en majorité à base de diodes PIN [19], [20]. Lors de l'injection des excitations d'entrées adéquates, les distorsions harmoniques et d'intermodulation vont naturellement apparaître de façon prononcée en sortie de la fonction.

De la même manière, On les retrouve dans des éléments clés d'une communication sans-fil, à savoir les amplificateurs RF, ces derniers étant composés de nombreux composants actifs.

La détection de l'onde électromagnétique se fait par des analyseurs de spectre en laboratoire et généralement par des cartes d'acquisition sur des systèmes embarqués. Du fait de leur architecture saturée de composants actifs, ils sont également affectés par les contraintes harmoniques qui ont pour effet de réduire la dynamique de mesure [21]. Des travaux actuels, menés notamment chez Thales, s'orientent sur une nouvelle forme d'analyseur de spectre large bande basée sur des principes optiques ou quantiques [22]–[26]. Ils offrent ainsi une forte dynamique de mesure tout en étant immunisés aux distorsions harmoniques et d'intermodulation.

Les composantes harmoniques et les produits d'intermodulation peuvent avoir un effet néfaste sur le bon déroulement d'une communication sans-fil notamment lors d'une communication téléphonique. Ils peuvent venir brouiller l'information des deux utilisateurs.

Les composantes harmoniques d'ordre 2 (H2) ou d'ordre 3 (H3) auront tendance à se créer majoritairement en dehors des bandes passantes des récepteurs. Ce qui les rendent moins problématiques. Cependant par des mélanges et des couplages à l'intérieur du système, elles peuvent induire des dysfonctionnements.

On voit un exemple sur la Figure 1.3 où la composante IM3 vient corrompre la bande utile de l'amplificateur faible bruit (ou *Low Noise Amplifier* LNA) où transite la communication.

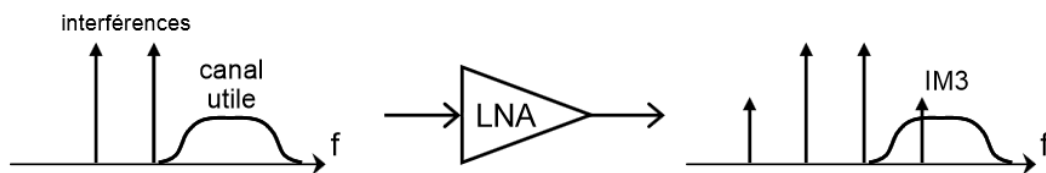


Figure 1.3 – Illustration de la corruption d'un récepteur RF via la composante IM3.

Cette interférence peut avoir deux natures, la première est dite intentionnelle. La corruption du signal utile est volontairement recherchée dans le cadre d'une mission visant à brouiller une communication sensible [14]. La seconde nature peut-être totalement involontaire. Dans ce cas, l'apparition de l'IM3 est identifiée lorsque un grand nombre de communication sans-fil à différentes fréquences se déroulent à proximité, chacune d'entre elles est alors potentiellement une interférence non-intentionnelle pour le récepteur RF voisin [27]. Ces interférences se retrouvent simultanément en entrée des systèmes communicants créant un IM3 d'amplitude plus ou moins forte susceptible de corrompre la réception de l'information.

La distortion harmonique au sens large est très redoutée des industriels concevant des radars de surveillance à très haute puissance d'émission [28], [29] et/ou des antennes relais téléphoniques. Leur forte puissance d'émission en fait un terrain de jeu idéal à la génération des produits d'intermodulation passifs (*Passive InterModulation* PIM) dont l'apparition a comme origine l'interaction entre un métal (ou un composant rayonnant) et une ou plusieurs ondes électromagnétiques de fréquence quelconque mais de puissance extrêmement forte (100 W – 1 MW). La génération d'harmoniques par un métal est possible si ce dernier contient des imperfections sur sa structure ainsi que des signes de corrosion. Ces critères ont pour effet de rendre non-linéaire sa caractéristique courant-tension.

Ces PIMs peuvent être générés par les antennes, par les structures accueillant les systèmes de communication ou bien par les connexions entre les différents câbles reliant les

fonctions du système RF [30]–[41]. Du fait de l'origine des PIMs, Il est alors possible de différencier la composante IM3 du produit d'intermodulation passif (PIM). Mais de la même manière que précédemment, les PIMs sont susceptibles d'apparaître dans les bandes utiles d'une communication et donc de naturellement la corrompre. Ces derniers sont un problème fortement étudié par les industriels.

En revanche, les composantes harmoniques passives sont relativement moins importantes pour la mise en place d'un système communiquant haute puissance en raison de leur apparition à des fréquences se situant généralement hors bande de communication.

Nous allons maintenant faire un état de l'art des principaux systèmes radars déployés pour la détection d'objets cachés.

1.3 Radars déployés pour la détection de jonction, d'électroniques et de systèmes RF

Un radar est un système composé d'une partie émission et réception comme le montre la Figure 1.4. Une onde électromagnétique (EM) de forme quelconque (CW, pulsée, chirp fréquentiel, etc.) compose le signal de stimulation qui est ensuite rayonné par une ou plusieurs antennes. Ce dernier, après interaction avec l'élément cible, génère une réémission qui est détectée par le système de réception du radar (Figure 1.4). Cette réémission peut se produire à différentes fréquences selon le profil ou la nature de la cible. Dans le cas du radar linéaire, la réflexion de la fréquence au fondamental f_x , sur la cible, est exploitée. Dans le cas du radar non-linéaire, on s'intéresse à la réflexion de la fréquence f_y générée par l'élément cible. Comme dit précédemment, elle peut être une harmonique, un produit d'intermodulation, etc.

On retrouve également des radars n'utilisant aucun signal de stimulation mais se contentant d'une écoute prolongée de leur environnement en vue de détecter une émission venant d'un élément cible.

Selon le type de radar et par un traitement du signal de retour, il est possible de trouver des informations sur l'élément cible comme par exemple sa position, sa vitesse ou encore sa nature. De manière générale, Le radar non-linéaire émet et reçoit en continue contrairement au radar linéaire qui lui émet et ne reçoit pas simultanément afin de réduire le niveau de bruit de mesure. Le radar est donc aujourd'hui omniprésent dans tous les secteurs d'activités. On distingue deux types de radar, à savoir le radar linéaire et le radar non-linéaire.

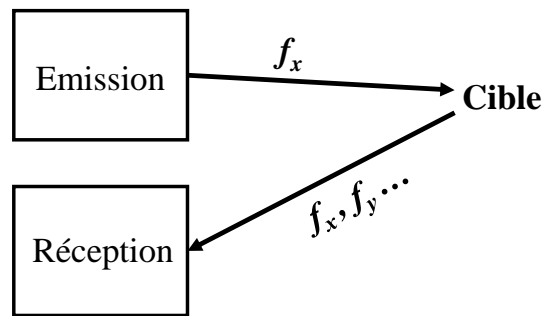


Figure 1.4 – Schéma de principe d'un radar.

1.3.1 Radar linéaire

Le radar linéaire est traditionnellement utilisé dans des applications de surveillance, qu'elles soient militaires ou civiles dans le but de détecter de gros porteurs tels que les avions ou les bateaux. Les systèmes RF (Talkie-Walkie, GSM etc.) étant de petits objets, leur SER est donc très petit, ce qui les rend transparent à la détection via le radar traditionnel comme illustré sur la Figure 1.5.

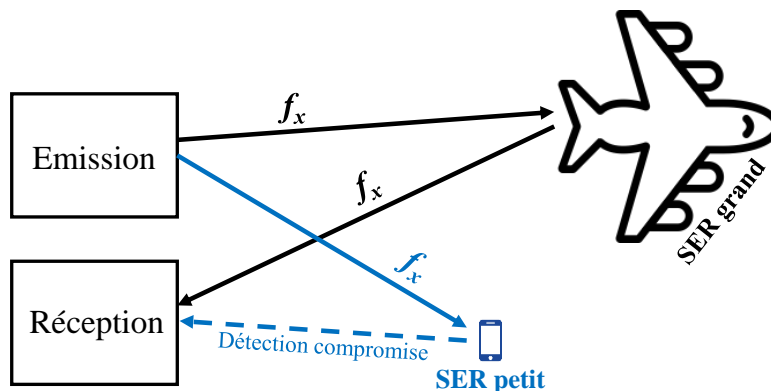


Figure 1.5 – Détection d'une cible par un radar linéaire en prenant en compte l'influence du SER.

Les applications d'imagerie sont aussi un point fort des radars linéaires qui emploient de nombreuses techniques [42]. Il peut s'agir de la cartographie de zones rurales ou urbaines à des fins militaires ou civiles. Il peut s'agir d'imager par réflectométrie des éléments électroniques ou non dans un but à la fois scientifique (caractérisation des matériaux, détection de défauts) [43], [44] et militaire en lien avec la lutte anti-EEI [45], [46].

Récemment dans les années 2010, le radar linéaire est donc utilisé pour la détection de systèmes RF ou d'éléments rayonnant (câbles) grâce à l'arrivée de nouvelles techniques éma-

nant de la recherche universitaire [46]. Pratiquement tous les dispositifs électroniques émettent une émission EM non-intentionnelle à signature unique régit par la conception de leurs circuits. De nombreuses applications dans la défense et la surveillance requièrent la capacité de détecter ces émissions EM permettant d'identifier correctement un dispositif. Le défi consiste à mesurer le signal relativement faible, dépouiller le bruit ambiant, et éventuellement le différencier entre plusieurs appareils dans le même spectre de fréquence. On parle de détection passive. Cette émission est alors captée par un radar linéaire d'écoute composé simplement d'un système de réception. Des techniques de traitement du signal allant de la simple corrélation jusqu'aux réseaux de neurones sont ensuite capables d'identifier, dans le bruit, le champ électromagnétique émis par le système cible [47]–[50]. Il est possible d'atteindre des distances de détection approchant les dizaines de mètres.

Le plus gros inconvénient d'une détection passive arrive lorsque le niveau des émissions EM non intentionnelles d'un système est bien en dessous du bruit ambiant. Une autre méthode est d'utiliser cette fois-ci un radar composé d'une partie émission et réception. Par exemple un signal d'excitation (pulsé, chirp, CW etc.) modifie l'émission EM non-intentionnelle d'un dispositif RF et permet d'améliorer la qualité et la cohérence du signal détecté. Selon la stimulation injectée dans le dispositif, la distance de détection est proportionnelle à la puissance d'émission [45], [51]–[53].

Enfin il est possible de mettre en place un système utilisant les connaissances des fréquences des émissions EM intentionnelles d'un mobile par exemple. Cette technique, cependant, ne fonctionne pas pour des appareils non communicants qui ne sont pas intentionnellement rayonnants. Ce principe est donc fortement adapté pour la détection d'émetteur RF caché. Ces méthodes sont généralement dépendantes de la connaissance de la cible RF à détecter. C'est pour cela que l'on s'oriente en majorité vers le radar non-linéaire pour la détection de jonctions (électroniques ou métalliques).

1.3.2 Radar non-linéaire

Depuis le début des années 2000, de nombreuses communications sur le radar non-linéaire se développent grâce à une forte implication des industriels [54].

Les premiers radars non-linéaires sont basés sur une architecture classique. Dans ce type de radar, les performances de l'émetteur et du récepteur se voient porter une forte attention décuplée par rapport à un radar classique. La Table 1.1 permet de bien différencier le rôle

des différents types de radar non-linéaire. Le radar exploitant l'harmonique 2 est noté radar H2, Le radar exploitant l'harmonique 3 est noté radar H3 et le radar exploitant le produit d'intermodulation d'ordre 3 est noté radar IM3.

Table 1.1 – Tableau illustrant simplement le rôle des différents types de radar non-linéaires.

	Radar H2	Radar H3	Radar IM3
Fréquence d'émission	f_1	f_1	f_1, f_2
Fréquence de réception	$2f_1$	$3f_1$	$2f_1 - f_2$
Objet à détecter	Jonction non-linéaire Electronique non-linéaire	Jonction non-linéaire Electronique non-linéaire	Electronique non-linéaire

La linéarisation de l'émetteur est primordiale afin de supprimer toute harmonique ou produit d'intermodulation parasites du fait que ces composantes constituent le signal d'information pour la détection de l'objet caché. Le récepteur doit être optimisé pour obtenir un niveau de détectabilité se rapprochant du bruit de mesure et donc augmenter le ratio signal à bruit (*Signal Noise Ratio* SNR). Ces performances sont toujours dans l'optique d'améliorer les distances de détection. On s'intéresse dans un premier temps au radar non-linéaire dit harmonique.

1.3.2.1 Le radar harmonique

Décrivons le processus général. Un émetteur génère une seule fréquence de forme d'onde CW. Une première antenne rayonne le signal de stimulation en accord avec sa fréquence. L'interaction avec l'objet non-linéaire se produit à distance et la réémission des harmoniques 2 et/ou 3 est détectée. La mesure se fait sur le récepteur du radar à l'aide d'antennes dont les bandes passantes et les gains sont dimensionnés à deux ou trois fois la fréquence de stimulation [55], [56].

Un point fort du radar harmonique est le fait que l'objet non-linéaire cible ne doit pas être nécessairement sous-tension car on peut venir stimuler les harmoniques passives, à un degré plus ou moins fort, de l'objet non-linéaire. On peut alors définir une proportionnalité entre le niveau de puissance de l'émission et le degré de réémission d'harmoniques. Un lien direct est alors fait entre la puissance d'émission et la distance de détection.

En se basant sur la configuration présentée ci-dessus, aujourd'hui un grand nombre d'applications ne cessent de naître et d'évoluer utilisant les principes et les propriétés du radar non-linéaire. Le retour au premier plan a eu pour effet d'améliorer drastiquement les méthodes et les architectures de conception des émetteurs et récepteurs. Une liste non exhaustive des applications est présentée.

Des études ont montré qu'une comparaison des H2 et H3 est susceptible de différencier une électronique d'un objet métallique. La dissymétrie de la caractéristique courant-tension d'un métal a pour effet de rendre la composante H2 plus petite que la composante H3 [55].

On utilise le radar non-linéaire afin de mesurer le degré de corrosion d'un métal ou encore afin de mesurer une température à distance [57], [58]. Ces capteurs sans-fil sont souvent préférés aux systèmes câblés offrant à la fois une réduction du coût ainsi qu'une liberté lors de la prise de mesure dans des environnements difficiles. La mesure via le radar harmonique offre également une très bonne précision. Ces applications sont possibles due à une interaction avec la réémission d'harmoniques passives.

Des tags non-linéaires, composés majoritairement de circuits actifs fortement non-linéaires, conçus pour réémettre une forte quantité d'harmoniques actives sont installés sur des insectes afin de suivre leur trajectoire à distance [59]–[63]. Dans ce cas, l'utilisation du radar H2 permet une meilleure discrimination du signal retour provenant de l'insecte. Les biologistes utilisent ces mesures, pouvant être qualifiées de fiables, pour comprendre par exemple le mouvement de petits individus en voie de disparition. Un enjeu est également de concevoir des tags efficaces et appropriés à l'espèce à étudier

On voit apparaître des moniteurs de surveillance des signes vitaux non invasifs grâce à des tags installés sur le patient [64], [65]. Un tel système basé sur le radar harmonique permet la surveillance des signes vitaux à distance et de façon continue d'un patient sans causer aucun inconfort.

La localisation de victimes piégées par des avalanches ou par des éboulements de terrain est extrêmement difficile mais doit être primordiale. Le tag non-linéaire, du système RECCO, qui permet la mesure de la composante harmonique est discret et non-encombrant pour des alpinistes facilitant ainsi son utilisation. L'installation de circuits fortement non-linéaires sur des alpinistes permet alors de faciliter les secours dans leur recherche [66].

L'idée d'installer des tags non-linéaires modifie les architectures du radar non-linéaire des années 70. Ces tags sont souvent constitués d'une diode connectée par des pistes suffisamment longue afin d'optimiser le couplage. En effet, l'émission est quelquefois développée pour être injectée dans la bande passante du tag offrant ainsi une réémission d'harmonique maximisée [67]–[69]. Ce qui a pour effet d'augmenter la distance de détection.

On s'intéresse maintenant à l'exploitation du radar H2 pour la détection de systèmes RF. La complexification des systèmes RF permet aujourd'hui de gérer plus d'une dizaine de bandes passantes répondant aux nombreux standards de communication. Chaque bande utilisant son propre LNA adressé par un switch dont la commutation se fait à l'aide de centaines de composants actifs. De plus, la nouvelle génération des mobiles embarquent des centaines de fonctions. Afin d'y répondre, le système doit intégrer des centaines de milliers de composants actifs et d'éléments les reliant.

Cette complexification des systèmes fait apparaître une nouvelle application, utilisant le radar H2, consistant à détecter des systèmes RF notamment dans le cadre de la lutte anti-EEI [70]–[73]. A cette application peut être ajoutée le fait que les radars harmoniques sont capables de localiser les cibles non-linéaires détectées par différentes techniques connues de la littérature [74], [75]. On ajoute que la puissance d'émission de tels radars ne cessent d'augmenter en raison de nombreuses techniques de linéarisation [76]–[78]. Elle peut atteindre parfois jusqu'à 57 dBm comme l'atteste une équipe de l'*US Army Research Laboratory* [70]. Les performances de détection (portée, sensibilité, etc.) du radar harmonique sont alors en constante évolution. Une excitation hors bande a une probabilité de couplage très élevée sur le système RF via des entrées passives (éléments rayonnants, fil métallique, ligne d'alimentation etc.) comme le montre la Figure 1.6. On parle de couplage *Back-Door*. La réémission de l'H2 est possible via des éléments rayonnants du système cible en accord avec sa fréquence de génération.

Un couplage *Back-Door* est défini lorsque le signal d'excitation est couplé indirectement par des entrées dites passives (pistes, composants actifs, fonctions numériques etc.). Il favorise indirectement la détection et la localisation du système RF en améliorant possible-ment le bilan de liaison que nous allons établir. Cette amélioration se traduit par des degrés de couplage plus ou moins fort.

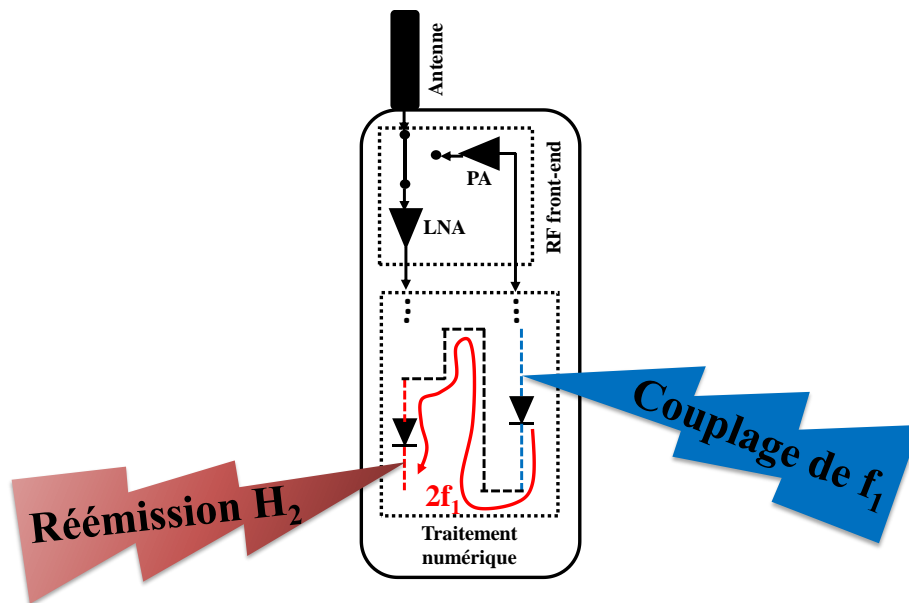


Figure 1.6 – Schéma de principe d'un système RF pour visualiser la quantité importante de voies de couplage éventuelles pour la génération d'H₂ dans le cadre d'une détection d'électronique.

Un couplage *Front Door* est défini lorsque le signal d'excitation est couplé directement sur les premiers étages d'un système RF via l'entrée antenne. Un couplage *Front Door* avec une cible RF, ou les gains d'antenne entrent en jeu, peut permettre un allègement des puissances d'émission ainsi qu'une dynamique de mesure plus souple. En effet, les systèmes RF sont naturellement à bande étroite. Afin de limiter le bruit, leurs circuits et leurs antennes sont donc conçues pour ne travailler que dans leur bande passante. En utilisant le radar harmonique H₂, on retrouve donc deux possibilités :

- La fréquence d'émission de l'émetteur radar est en accord avec la bande passante du système RF cible et aucune perte d'insertion n'est mesurée. Les composantes harmoniques sont réémises par la cible, soit par son antenne en dehors de la bande avec des pertes lors du rayonnement, soit par un élément rayonnant à la fréquence de l'harmonique. Ces phénomènes influent fortement sur la distance de détection du radar harmonique.
- La fréquence d'émission est injectée hors bande passante et vient se coupler par une entrée passive avec des pertes de couplage plus ou moins élevées, mais difficile à estimer. De la même manière, les composantes harmoniques sont réémises par la cible, soit par l'antenne, soit par un élément rayonnant.

Etablissons le bilan de liaison dans le cadre d'une détection d'un récepteur RF, en utilisant l'équation de Friis, d'un radar harmonique à une seule fréquence d'excitation f_1 et exploitant la composante H2 d'un récepteur RF (Figure 1.7). Ce type de bilan de liaison est déjà observable dans la littérature mais nous effectuons sa démonstration afin d'améliorer la compréhension [79], [80]. On pose deux hypothèses :

- La validité du bilan de liaison est avérée lorsque le système RF cible est dans un régime de fonctionnement petit signal où seulement sa zone faiblement non-linéaire est excitée [13], [15]. Signifiant que pour une composante harmonique d'ordre 2, son évolution en fonction de la puissance d'entrée suit une pente 2 dB/dB.
- La distance radar-cible r_1 (Figure 1.8), ou distance de détection, est suffisante pour faire l'hypothèse d'une propagation en champ lointain.

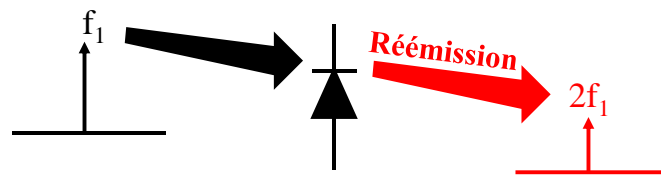


Figure 1.7 – Schéma illustrant la réémission de l'H2 d'une cible non-linéaire RF.

La Figure 1.8 permet de suivre le déroulement, et les différents paramètres interagissant, de la détection du système RF via la réémission par la cible de la composante H2. Contrairement à un radar classique, le bilan de liaison ne prend pas en compte un SER mais une section de couplage ou de capture sur la cible. Le terme r_1 représente la distance entre le système d'émission du radar et la cible, la distance entre la cible et le récepteur radar est notée r_2 . Dans la majorité des radars harmoniques l'antenne émettrice est souvent très proche de l'antenne réceptrice. On peut alors considérer par la suite que les distances r_1 et r_2 sont équivalentes ($r_1 = r_2 = r$).

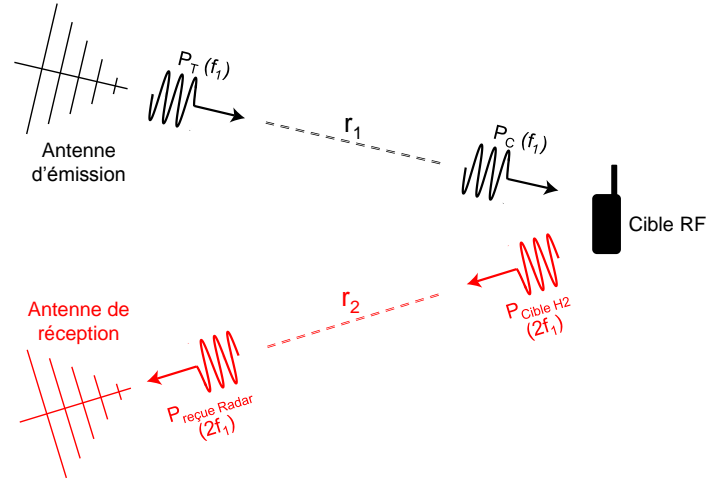


Figure 1.8 – Déroulement de la détection d'une cible RF par la composante H2.

On voit sur la relation (1.4) la puissance couplée sur la cible P_C , après des pertes de propagation en lien avec le trajet entre le système d'émission et la cible. Soit P_T la puissance transmise par l'antenne, à la fréquence f_1 dont le gain est noté G_T . Le terme λ_{f_1} représente la longueur d'onde injecté par le radar.

$$P_C(f_1) = \sigma_T \frac{P_T G_T}{(4\pi)^2 r^2} \lambda_{f_1}^2 \quad (1.4)$$

Le terme σ_T représente la section de couplage ou de capture liant la quantité de puissance du signal radar se couplant sur la cible.

Le signal radar est maintenant couplé sur la cible RF. Il entre en contact avec les nombreux composants actifs du système cible et génère alors une harmonique d'ordre 2. D'après la littérature et les travaux effectués en ce début de chapitre, on peut considérer la puissance $P_{\text{Cible-H2}}$, réémise et générée à la fréquence $2f_1$, comme s'écrivant de la manière suivante :

$$P_{\text{Cible-H2}}(2f_1) = \sigma_R \cdot \Omega_2 \cdot P_C(f_1)^2 \quad (1.5)$$

En régime faiblement non-linéaire, on observe une évolution proportionnelle au carrée de la puissance injectée qui dicte l'évolution en pente 2 dB/dB de l'harmonique 2 réémise. Le terme de conversion non-linéaire de la puissance d'harmonique 2 réémise est noté Ω_2 issu directement de la série de puissance associée à la non-linéarité qui génère l'harmonique. Le terme σ_R représente, cette fois-ci, une section de couplage rayonnante liant la quantité de puissance à la fréquence $2f_1$ réémise par la cible.

Le bilan de liaison théorique est donné par la relation (1.6) où l'on observe la composante H2 de la cible reçue par le radar et son système de réception. Le gain de l'antenne réceptrice du radar est noté G_R . Le terme λ_{2f_1} représente la longueur d'onde de l'harmonique réémise par la cible. Le facteur β_2 représente les pertes de polarisation entre l'antenne d'émission et le mode de polarisation de l'harmonique 2 réfléchi par l'élément RF cible.

$$P_{Re\grave{c}ue-Radar}(2f_1) = \sigma_T^2 \cdot \sigma_R \cdot \Omega_2 \cdot \beta_2 \frac{P_T^2}{(4\pi)^6} \frac{1}{r^6} \cdot G_T(f_1)^2 \cdot G_R(2f_1) \cdot \lambda_{f_1}^4 \cdot \lambda_{2f_1}^2 \quad (1.6)$$

En comparaison à une évolution en $1/r^4$ d'un radar classique ou linéaire, on observe une dépendance en $1/r^6$ du radar harmonique H2, en petit signal. Il est fortement possible que les sections de couplage (propre et unique à chaque cible) créent des phénomènes de compensations améliorant les performances de détection. De forts gains d'antennes au niveau du radar peuvent également améliorer le bilan de liaison.

Revenons sur le terme β_2 , Ce facteur est réglable par l'utilisateur, par l'intermédiaire de la modification de la polarisation de l'antenne réceptrice du radar, offrant ainsi une certaine marge de progression en termes de détectabilité de la composante H2. Une autre piste d'amélioration se penche vers une montée en puissance pouvant atteindre parfois la dizaine de Kilowatts toujours dans l'optique d'optimiser ce bilan de liaison.

L'utilisation du radar harmonique à une fréquence fixe obtient d'excellents résultats dans la détection d'électroniques communicantes ou non [70]. Les différents avantages et inconvénients montrés lors la mise en place du bilan de liaison en font un candidat désigné pour la détection d'électroniques quelconques.

En revanche le fait qu'il exploite la réémission de composantes harmoniques, d'amplitudes plus ou moins fortes, lui fait perdre toute possibilité de réduction de puissance d'émission. Certes la montée en puissance de l'émission du radar peut ajouter un encombrement supplémentaire lors de la mise en place de la source. Mais ce n'est pas forcément un facteur bloquant notamment dans des applications militaires, cet encombrement peut le devenir dans des applications de sécurité civile (détection de colis suspects dans les aéroports, intervention des forces spéciales en milieu urbain etc.). Dans des applications civiles, les fortes puissances d'émission doivent être limitées pour des raisons sanitaires.

1.3.2.2 Le radar à intermodulation

L'idée du radar à intermodulation apparaît dans l'automobile [81] pour la détection de présence (piétons, cycliste etc.). Récemment, l'idée de la mise en place d'un radar à intermodulation dans le cadre de la lutte anti-EEI ainsi que dans la surveillance de systèmes sans-fil refait surface [54]. Cependant aucune publication montrant la mise en place d'un tel radar n'est connue de la littérature ouverte.

Pour faire une comparaison directe avec le radar harmonique, un radar à IM3 utilisant deux fréquences fixes n'apporte aucune information supplémentaire par rapport au radar H2. Nous verrons que du fait que la réémission de l'IM3 est proche des fréquences d'excitations f_1 et f_2 , il est nécessaire de mettre en place des fréquences agiles. Les fréquences d'excitations du radar permettent alors de réaliser des balayages en fréquence s'assurant ainsi de ne générer que les réémissions des composantes d'IM3 actives des récepteurs RF, par un couplage sur l'antenne de la cible. Il est ainsi possible de diminuer légèrement la puissance d'émission du radar à IM3 simplifiant possiblement sa conception.

Montrons maintenant les avantages du radar à intermodulation pour ce type d'application. Pour le radar à intermodulation, le couplage ne se fait plus par une section de couplage mais par l'accès antenne de la cible RF.

En effet, le radar injecte deux fréquences d'excitations f_1 et f_2 très proches générant des réémissions des produits d'intermodulation très proches de ces deux fréquences. Il faut veiller à respecter que la différence $f_2 - f_1$ notée Δf soit très inférieure à la bande passante d'un récepteur RF. La réémission de l'IM3 active par la cible se fait alors dans la bande passante et aucune perte de rayonnement n'est observée, comme le montre la Figure 1.9.

De la même manière que précédemment, établissons le bilan de liaison du radar à intermodulation à deux fréquences f_1 et f_2 de même amplitude et exploitant le produit d'intermodulation d'ordre 3 réémis par un récepteur RF comme le schématise la Figure 1.10. On suppose cette fois-ci que le signal d'excitation est injecté dans la bande passante du système sans-fil.

La mise en place du radar intermodulation est plus complexe étant donné la proximité du signal radar et du signal retour composé des composantes non-linéaires. Le défi est de séparer à la fois les fréquences d'émission du radar et l'information de la cible RF contenue dans sa réflexion d'IM3. Le but est de supprimer tous phénomènes parasites influents sur le bon fonctionnement du radar.

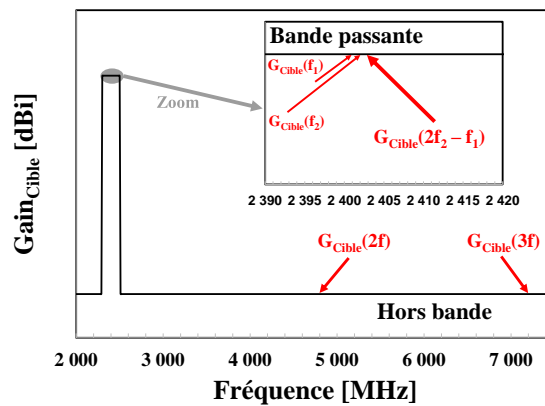


Figure 1.9 – Illustration simplifiée de la bande passante étroite d’une antenne installée sur un récepteur RF. La réémission d’H2 est observée en dehors de la bande, subissant de forte perte de puissance. La composante IM3 $2f_1 - f_2$ est réémise dans la bande passante.

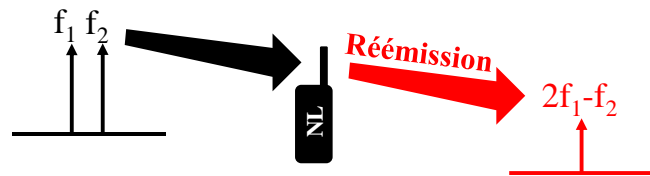


Figure 1.10 – Schéma illustrant la réémission de l’IM3 d’une cible non-linéaire RF.

Le déroulement de la détection de la cible RF, montré sur la Figure 1.11, est semblable à un radar harmonique. Les termes employés ainsi que les hypothèses effectuées sont identiques au radar H2.

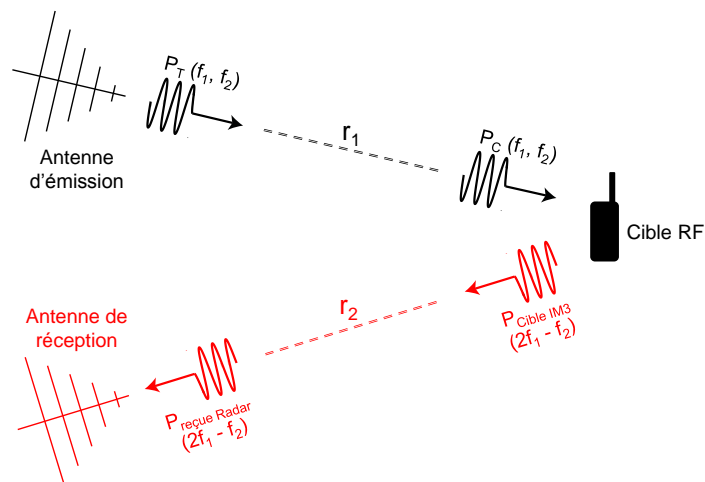


Figure 1.11 – Déroulement de la détection d’une cible RF par l’IM3 réémis par la cible.

La relation (1.7) montre la puissance couplée sur la cible P_C , aux deux tons d’excitations, prenant en compte les différentes pertes. Soit P_T la puissance transmise, aux

fréquences f_1 et f_2 , par le radar IM3. Un point clé de ce type de radar est le fait de considérer le gain d'antenne de la cible RF comme étant égale aux fréquences f_1 , f_2 et à la fréquence IM3. De la même façon que précédemment, G_T et G_R représentent respectivement le gain de l'antenne émettrice et réceptrice du radar. Le terme λ_{f_1, f_2} représente la longueur d'onde des signaux radars.

$$P_C(f_1, f_2) = \beta_1 \frac{P_T}{(4\pi)^2 r^2} G_T(f_1, f_2) \cdot G_{Cible}(f_1, f_2) \cdot \lambda_{f_1, f_2}^2 \quad (1.7)$$

Le facteur β_1 représente les pertes de polarisation entre l'antenne d'émission et l'antenne de la cible RF. On suit la même démarche que précédemment, la cible RF après couplage de la puissance P_C sur son accès antenne génère une réémission d'IM3 par ses premiers étages ou fonctions non-linéaires. Toujours en s'aidant de la littérature et de la connaissance acquise en début de chapitre, on considère la puissance $P_{Cible-IM3}$, réémise et générée à la fréquence $2f_1 - f_2$, comme s'écrivant de la manière suivante :

$$P_{Cible-IM3}(2f_1 - f_2) = G_{Cible}(2f_1 - f_2) \cdot \Omega_3 \cdot P_C(f_1, f_2)^3 \quad (1.8)$$

A contrario de l'harmonique H2 réfléchie, l'IM3 réémis à petit signal et en régime faiblement non-linéaire évolue au cube de la puissance couplée (1.8), soit une pente en 3 dB/dB. Le terme de conversion non-linéaire de la puissance d'IM3 réémise est noté Ω_3 . L'IM3 réfléchi de la cible RF se créant très proches des fréquences d'excitations du radar, il est donc directement rayonné par l'antenne de la cible lors de sa réémission.

On peut maintenant écrire le bilan de liaison théorique du radar à intermodulation montré par la relation (1.9). On observe la composante IM3 réémise de la cible reçue par le radar. Le terme $\lambda_{2f_1 - f_2}$ représente la longueur d'onde de l'IM3 réémise par la cible. Le facteur β_2 représente les pertes de polarisation entre l'antenne de la cible et l'antenne d'émission.

$$P_{Reçue-Radar}(2f_1 - f_2) = \Omega_3 \cdot \beta_1^3 \beta_2 \frac{P_T^3}{(4\pi)^8} \frac{1}{r^8} \cdot G_T(f_1, f_2)^3 \cdot G_{Cible}(f_1, f_2)^3 \cdot G_{Cible}(2f_1 - f_2) \cdot G_R(2f_1 - f_2) \cdot \lambda_{f_1, f_2}^6 \lambda_{2f_1 - f_2}^2 \quad (1.9)$$

En comparaison au radar H2, une dépendance en $1/r^8$ est maintenant observée pour le radar IM3 via (1.9). Le fait d'utiliser un couplage via l'antenne de la cible a pour effet de po-

tentiellement diminuer les puissances d'émission des fréquences f_1 et f_2 tout en conservant une probabilité de détection équivalente à un radar harmonique.

Le radar à intermodulation est donc idéal pour la détection de récepteurs RF en raison de sa proximité entre l'illumination du radar et le signal réfléchissant l'information de la cible.

L'influence des pertes de polarisation traduit par l'évolution au cube du facteur β_1 et du gain des antennes (radar et cible) est très importante. La description du facteur β_1 se fera en détail dans le chapitre 3. La marge d'amélioration est donc immense afin d'optimiser les performances de ce radar.

Le radar IM3 semble être le candidat désigné à la détection des récepteurs RF et à la lutte anti-EEI. Tout au long de ce manuscrit, nous allons développer et concevoir ce radar en prenant en compte, dans un premier temps, les informations contenues dans ce bilan de liaison théorique.

La Table 1.2 permet d'observer une comparaison entre le radar harmonique et le radar à intermodulation se basant sur nos premières observations. Chacun présente avantages et inconvénients permettant d'exceller dans des domaines d'applications spécifiques à leurs caractéristiques.

La compréhension, la conception, les performances et la démonstration du radar IM3 font l'objet de la thèse. Le peu d'études connues sur le sujet encourage d'avantage les travaux menés tout au long du manuscrit afin de pouvoir quantifier une grille d'utilisation allant du simple choix de la puissance d'émission jusqu'à la portée de détection maximale possible.

Table 1.2 – Comparaison des caractéristiques du radar H2 et du radar à IM3.

	Radar harmonique (H2/H3)	Radar à intermodulation (IM3)
Type de couplage	Back-door	Front-door
Puissance mise en jeu	>100 W (+++)	<20 W (+)
Fréquence	Fixe	Agile (Scan)
Applications	Détection d'électroniques Détection de métaux Détection de systèmes RF	Détection de récepteurs RF

Les travaux de thèse ont pour objectif final d'identifier des séquences d'illumination et d'écoute électromagnétiques efficaces permettant de détecter la présence et d'identifier certaines fonctions électroniques (par exemple, un port E/R GSM, un port Wi-Fi, une liaison USB, port GPS etc.). Pour obtenir ces séquences (définies par des plages de fréquences, des types de balayage) une compréhension fine des phénomènes engendrés par une illumination au niveau composant, puce et système est requise. L'étude de la susceptibilité à l'intermodulation de récepteur RF, en réflexion, nous amènent dans le chapitre suivant à développer un banc de test en mode conduit. Les progrès dans la compréhension de cette étude, au-delà des domaines d'applications déjà cités, bénéficieront à toute conception d'équipement à durcir face à des environnements EM sévères. Le chapitre 2 est donc une étape primordiale pour la mise en place du radar IM3 (chapitre 3) et également pour l'évaluation de ses performances (sensibilité de détection, portée de détection, etc.).

Chapitre 2

Susceptibilité à

l'intermodulation de systèmes

RF, en réflexion

TABLE DES MATIERES

2.1 CHOIX DES ÉLÉMENTS RF SOUS TEST	31
2.2 MISE EN PLACE DU BANC DE TEST EN MODE CONDUIT.....	37
2.2.1 Mise en place du banc de test en mode réfléchi	37
2.2.2 Sources de distorsion induites par le banc de test	39
2.3 MESURES ET RÉSULTATS	48
2.3.1 Protocole expérimental.....	48
2.3.2 Automatisation de l'acquisition des données	49
2.3.3 Mesures sur des fonctions discrètes RF	55
2.3.4 Mesures sur des fonctions RF intégrées	61
2.3.5 Mesures sur des cibles RF commerciales.....	67

Dans ce chapitre, la susceptibilité à l'intermodulation d'ordre 3 en mode réflexion est étudiée. Un banc de test en mode conduit est développé. Il est capable de mesurer la raie d'IM3 réémise par l'objet sous test, ou *Device Under Test* (DUT). Le signal d'excitation est balayé soit en puissance soit en fréquence permettant ainsi d'identifier les différents régimes de fonctionnement du DUT via l'observation de la réémission d'IM3. Toutes les étapes clés liées à son développement sont expliquées.

Ce banc de test aide à identifier les vulnérabilités à la réémission d'IM3, plus ou moins prononcée, des différents types de systèmes RF testés (émetteur, récepteur). Ainsi il sera possible de définir un type de système RF fortement sensible au radar à intermodulation. Le banc de test en mode conduit sera utilisé pour tester de nombreuses cibles RF face au test d'intermodulation potentiellement observable dans un environnement opérationnel.

Ce panel, décrit en début de chapitre, est choisi afin d'être le plus représentatif sur toute la gamme de fréquence à savoir de 300 MHz à 2500 MHz. Il s'étend de la simple fonction discrète (LNA, PA etc.) jusqu'à un système complet. Le fait d'utiliser des fonctions élémentaires permet de réduire la complexité et ainsi de comprendre et analyser avec plus de précision les mécanismes mis en jeu lors de l'injection de deux fréquences à leur entrée. Un critère de choix de ce panel porte sur un accès conduit connectorisé (SMA, N etc.). Ainsi un système RF cible pourra être testé en mode conduit et en mode rayonné face au radar non-linéaire.

Cette étude en mode conduit offre un intérêt primordial afin de montrer que les récepteurs RF ont une susceptibilité à l'intermodulation en réflexion. La validité de cette étude permet alors d'envisager une exploitation de cette raie d'IM3 réémise à des fins de détection. Les nombreux résultats vont permettre d'observer des ordres de grandeurs du niveau de quantité d'IM3 réémis en fonction de la puissance injectée sur l'entrée antenne du DUT et ceci selon les fréquences de fonctionnement.

2.1 Choix des éléments RF sous test

Notre étude consiste à détecter et caractériser un système sans-fil de façon intelligente. Pour ce faire la cible est illuminée à l'aide d'un test à deux fréquences CW simultanées, la puissance réfléchie par la cible est ensuite récupérée.

La réception de l'onde électromagnétique par un système sans-fil se fait en deux grandes étapes. La première se compose d'un Switch sélectionnant émission ou réception selon le besoin de l'utilisateur. Des étages d'adaptations sont également mis en place. On retrouve deux fonctions amplificatrices, à savoir le LNA (*Low Noise Amplifier*) et le PA (*Power Amplifier*). Ce bloc est communément appelé RF front-end Figure 2.1.

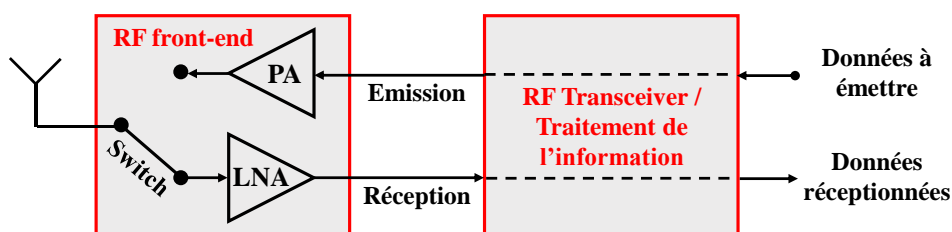


Figure 2.1 — Schéma RF simplifié incluant les premières fonctions.

Directement après le front-end est placé un RF Transceiver permettant le traitement de l'information [82]. Les avancées technologiques rapprochent la conversion analogique / numérique (CAN) au plus près du front-end réduisant l'influence de la partie analogique et de ses contraintes [82]. Ce bloc contient alors à la fois le traitement du signal analogique et numérique. En réception, la transposition de fréquence, la démodulation (numérique ou analogique) et la conversion analogique / numérique sont totalement gérés. A l'inverse en émission,

la conversion numérique / analogique (CNA), la modulation et la montée en fréquence sont effectués.

Au vu de la réduction de la part de l'analogique dans un émetteur-récepteur et de la particularité de nos travaux, l'étude de la réémission d'IM3 nous limite à l'étude des premiers étages RF. Pour appuyer notre argumentation, lors de nos expérimentations sur les systèmes RF, il se produit un couplage *front-door*. La puissance réfléchiée peut possiblement présenter des niveaux de puissance sensiblement très faibles. En effet il est fort probable que seules les premières fonctions du récepteur étudié vont permettre de remonter l'information du système électronique afin d'en détecter la signature électromagnétique. Cette signature est susceptible d'être différente pour toutes les normes de réseaux (GSM, GPS, 4G etc.) dues à leurs caractéristiques différentes (fréquence, puissance, topologies etc.).

Avant de mener les tests du radar à intermodulation en condition réelle en vue de la détection d'un système RF, Il est nécessaire de connaître et de quantifier les réponses potentielles de réémission d'IM3 d'une cible RF. L'étude et la caractérisation de cette dernière est décomposée en trois parties afin de la simplifier. La Figure 2.2 permet de suivre la méthodologie. Dans un premier temps la cible est considérée comme étant une simple fonction discrète (LNA ou PA). Un RF front-end, discret est mis en place. Dans le cas des fonctions discrètes, la connaissance des schémas électriques internes permet de confronter nos expérimentations avec des simulations numériques.

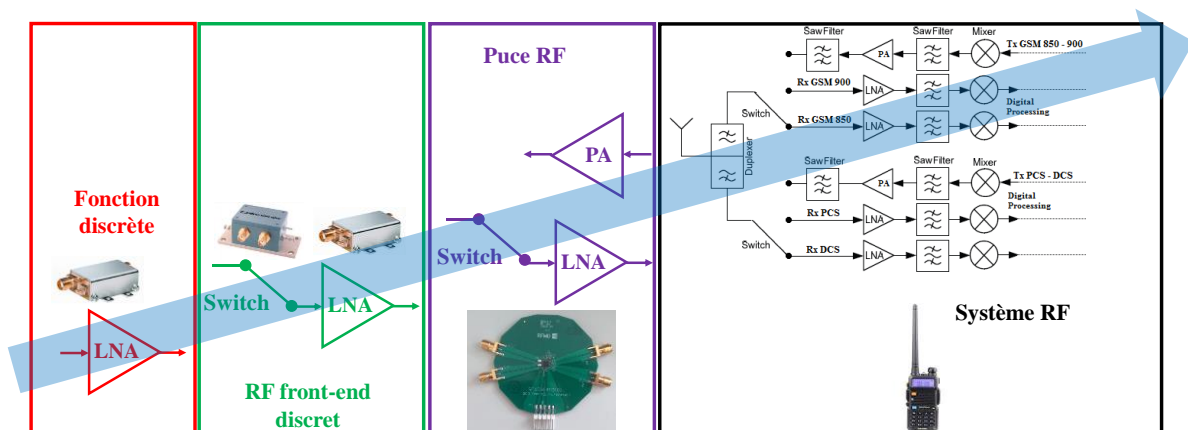


Figure 2.2 — Illustration de la méthodologie employée pour le choix des éléments RF face au test d'intermodulation.

L'étude se porte ensuite sur des puces RF intégrées que l'on retrouve dans le commerce. Et pour finir l'étude de la susceptibilité à l'IM3 converge vers des systèmes RF commerciaux ou l'on va pouvoir quantifier le niveau de puissance de réémission d'IM3.

Examinons théoriquement la raison pour laquelle la puissance réfléchie peut mettre en évidence la distorsion non-linéaire induite par un test à deux fréquences à son entrée [83], [84]. Le schéma présent sur la Figure 2.3 permet de nous placer en situation expérimentale.

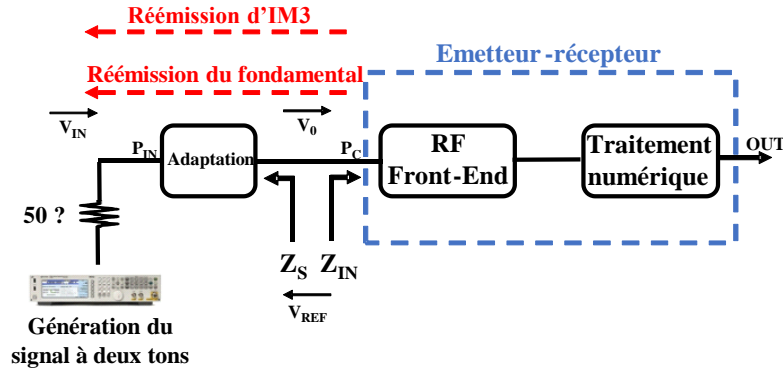


Figure 2.3 — Injection d'un test à deux fréquences en entrée d'un RF Front-End. La représentation de l'émetteur-récepteur comprend la réception du signal radio ainsi que son traitement post-réception.

Naturellement, du fait de la mesure de la puissance réfléchie, on s'intéresse aux impédances (ou admittances) en entrée du système. On pose une première hypothèse permettant de ne considérer seulement que le régime faiblement non-linéaire de l'élément sous-test.

Le calcul théorique donne l'origine de la provenance de l'IM3 réfléchi et le relie directement aux paramètres internes de la cible. Ainsi les points d'amélioration du banc de test effectuant la mesure de la raie d'IM3 réfléchi par le DUT sont optimisés.

D'après la théorie des ondes incidentes et réfléchies dans un quadripôle [85], à l'entrée d'un système RF, la tension réfléchie est exprimée par :

$$V_{REF} = V_0 \cdot \frac{Z_{IN} - Z_S^*}{Z_{IN} + Z_S} \cdot \frac{Z_S}{Z_S^*} \quad (2.1)$$

Où Z_{IN} est l'impédance d'entrée du système (Figure 2.3), sans tenir compte du réseau d'adaptation d'entrée, Z_S est l'impédance de source, dans la direction opposée, et V_0 est la tension d'entrée du système lorsque l'adaptation d'impédance est effectuée ($Z_{IN} = Z_S^*$). L'amplitude de V_0 peut s'écrire de la façon suivante :

$$|V_0|^2 = \frac{2P_{IN} |Z_S|^2}{\Re(Z_S)} \quad (2.2)$$

Où P_{IN} est la puissance d'entrée disponible correspondant à la puissance fixée par le test à deux fréquences. La puissance réfléchiée à l'entrée du dispositif peut être directement calculée avec V_{REF} et Z_S , dont la relation est donnée par :

$$P_{REF} = \frac{|V_{REF}|^2}{2} \cdot \Re\left(\frac{1}{Z_S}\right) \quad (2.3)$$

P_{REF} est la puissance réfléchiée par le système RF. Exprimons la tension d'entrée sur le système V_{IN} en utilisant V_{REF} et V_0 :

$$V_{IN} = \frac{2Z_{IN} \Re(Z_S)}{(Z_{IN} + Z_S) \cdot Z_S^*} \cdot V_0 \quad (2.4)$$

La tension V_{REF} peut être exprimée en fonction de V_{IN} en utilisant les équations (2.4) et (2.1) :

$$V_{REF} = \frac{Z_S \cdot (Z_{IN} - Z_S^*)}{2Z_{IN} \Re(Z_S)} \cdot V_{IN} = \frac{Z_S}{2\Re(Z_S)} \cdot (1 - Y_{IN} Z_S^*) \cdot V_{IN} \quad (2.5)$$

Où Y_{IN} est l'admittance d'entrée du système. Elle se compose d'éléments non-linéaires, tels que la transconductance et des capacités liées aux dispositifs actifs internes. Dans un test à deux fréquences petit signal, Y_{IN} est linéaire et le signal réfléchi aura seulement des termes aux fréquences au fondamental. Toutefois, lorsque l'amplitude de l'excitation augmente, Y_{IN} révèle son comportement non-linéaire. Il y a donc une génération d'IM3 réfléchi à l'entrée du circuit RF, comme cela est illustré sur la Figure 2.3. Ce comportement non-linéaire peut être décrit par un développement en série de puissance. Y_{IN} s'écrit :

$$Y_{IN} = Y_{IN0} + Y_{IN1}V_C + Y_{IN2}V_C^2 + \dots \quad (2.6)$$

La série de puissance est généralement utilisée pour l'analyse de circuit faiblement non-linéaire en raison de sa facilité d'utilisation. Supposons une agression à deux fréquences à l'entrée du système RF, en entrée du LNA, que l'on peut écrire de la manière suivante $V_C(t) = V_{IN} \cdot \cos(\omega_1 t) + V_{IN} \cdot \cos(\omega_2 t)$ et que l'on injecte dans (2.6) :

$$V_{REF}(t) = \frac{Z_S}{2\Re(Z_S)} \left[1 - Z_S^* (Y_{IN0} + Y_{IN1}V_C + Y_{IN2}V_C^2) \right] \quad (2.7)$$

$$V_{REF}(t) = \frac{Z_S}{2\Re(Z_S)} \left[(1 - Z_S^* Y_{IN0})V_C - Z_S^* Y_{IN1}V_C^2 - Z_S^* Y_{IN2}V_C^3 \right] \quad (2.8)$$

$$V_{REF}(t) = V_{REF1} \cdot [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \\ + V_{REF3-IM3} \cdot \{ \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] + \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t] \} \quad (2.9)$$

$V_{REF-IM3}$ est la tension de la fréquence IM3 réfléchi par la cible RF. Il est donné par la relation (2.10) avec V_{IN} la tension disponible à l'entrée du système RF, directement après l'antenne, avant l'adaptation.

$$V_{REF3-IM3} = \frac{Z_S}{2\Re(Z_S)} \cdot \left(-\frac{3}{4} Y_{IN2} Z_S^* V_{IN}^3 \right) = -\frac{3}{8} \frac{|Z_S|^2}{\Re(Z_S)} Y_{IN2} V_{IN}^3 \quad (2.10)$$

Connaissant maintenant la tension réfléchi par la composante IM3, à l'aide de la relation (2.3) on peut écrire la puissance d'IM3 réfléchi par la cible RF sur (2.13).

$$P_{REF} = \frac{|V_{REF}|^2}{2} \cdot \Re\left(\frac{1}{Z_S^*}\right) = \frac{|V_{REF}|^2}{2|Z_S|^2} \Re(Z_S) \quad (2.11)$$

$$P_{REF3-IM3} = \frac{\Re(Z_S)}{2|Z_S|^2} \cdot \left| -\frac{3}{4} \frac{Z_S}{2\Re(Z_S)} Y_{IN2} Z_S^* V_{IN}^3 \right|^2 \quad (2.12)$$

$$P_{REF3-IM3} = \frac{9}{128} \cdot \frac{|Z_S|^2}{\Re(Z_S)} \cdot |Y_{IN2}|^2 |V_{IN}|^6 \quad (2.13)$$

On veut maintenant exprimer la puissance d'IM3 réfléchi en fonction de la puissance P_{IN} couplée sur la cible. Comme vu dans le chapitre 1, l'évolution faiblement non linéaire du produit d'intermodulation suit une pente 3 dB/dB. A l'aide de (1.3), on a (2.14).

$$P_{REF-IM3} = \Omega_3 \cdot P_{IN}^3 \quad (2.14)$$

En utilisant les relations (2.4) et (2.14), on exprime alors $P_{REF-IM3}$ en fonction de la puissance P_{IN} .

$$P_{REF3-IM3} = \Omega_3 (I_{LNA}, Y_{IN}) \cdot P_{IN}(f_1, f_2)^3 \quad (2.15)$$

$$\Omega_3(I_{LNA}, Y_{IN}) = 36 \cdot \frac{|Z_{IN}^3 \cdot \Re(Z_S) \cdot Z_S Y_{IN2}|^2}{|Z_{IN} + Z_S|^6} \quad (2.16)$$

On définit, sur la relation (2.16), un coefficient non-linéaire Ω_3 qui est fortement dépendant du système RF testé. Ce coefficient évolue en fonction du courant de polarisation du premier étage non-linéaire de la cible, en l'occurrence le LNA. Il est également fortement dépendant du réseau d'adaptation et notamment de l'admittance d'entrée Y_{IN} . Ce coefficient Ω_3 est une constante en un point de la puissance d'entrée de la cible RF. Il peut être obtenu à l'aide de mesures en mode conduit pour toutes cibles RF. Bien évidemment cela implique d'être en possession de la cible RF. L'extraction de ce paramètre ou de ce coefficient peut être intéressant afin d'obtenir un indicateur de la susceptibilité à l'intermodulation du DUT, dans un régime de fonctionnement donné (faiblement non-linéaire). Il peut s'apparenter à un autre indicateur de non-linéarité, le point d'interception d'ordre 3 (IP3).

On observe un exemple de mesure, sur la Figure 2.4, de l'évolution de la puissance à la fréquence IM3 réémise par la cible RF en fonction de la puissance délivrée aux fréquences f_1 et f_2 notée P_{IN} . On distingue deux parties.

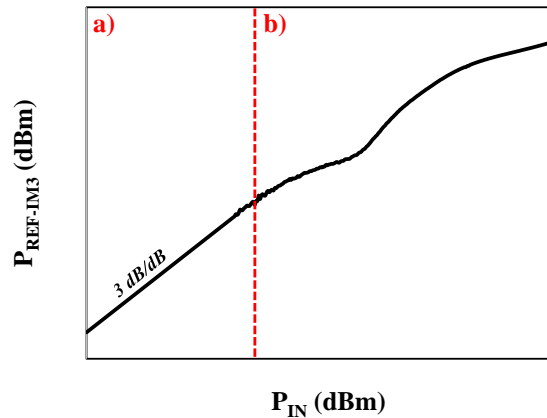


Figure 2.4 — Evolution qualitative de l'IM3 réfléchi par une cible RF en fonction de la puissance P_{IN} à son entrée. Identification des régimes de non-linéarités : a) $\Omega_3 \rightarrow$ Faiblement non-linéaire b) Fortement non-linéaire.

La première partie notée a) nous permet d'observer une évolution de l'IM3 en pente 3 dB/dB, ce qui signifie en linéaire une évolution en P_{IN}^3 . En observant l'équation (2.15), cela signifie que l'on se situe en régime de faible non-linéarité. Dans la seconde partie b),

l'évolution ne suit plus une évolution linéaire. On a alors un coefficient Ω_3 qui ne peut plus être considéré constant. On se situe dans un régime de forte non-linéarité.

2.2 Mise en place du banc de test en mode conduit

Le test à deux fréquences est bien connu de la littérature mais seulement en mode transmission [15]. Dans le milieu industriel et académique, il est utilisé afin de caractériser le degré de non linéarité de systèmes ou fonctions RF. Le principal indicateur est le point d'interception d'ordre 3. Pour rappel, l'IP3 représente le niveau du signal d'entrée qui donnerait en sortie des niveaux égaux entre le fondamental et les produits d'intermodulation d'ordre 3 en transmission.

Les deux fréquences doivent être additionnées et injectées sur l'élément sous test afin de mesurer un produit d'intermodulation. Pour ce fait, un combineur est utilisé. Du fait de la conception de cette expérimentation, il existe de nombreuses sources de distorsions parasites. Ces parasites résiduels sont connus et se manifestent par l'intermédiaire de produits d'intermodulation et d'harmoniques. Un enjeu est donc de limiter leur amplitude, et donc de réduire leur influence, par des techniques de linéarisation afin de ne pas corrompre la mesure.

D'une part, l'isolation entre les deux sources RF doit être choisie la plus élevée possible pour empêcher toute perturbation de l'une sur l'autre. Elle est la première cause de génération de l'IM3 résiduel. D'autre part, la réduction des harmoniques, et principalement de celles de second ordre, générées par les deux synthétiseurs doit être soigneusement limitée pour éviter leur propagation le long du banc de test. L'influence de ses parasites résiduels sera détaillée tout au long de cette partie. Nous allons maintenant transposer l'expérience de ce banc de test en transmission pour la réalisation de notre banc d'essai atypique mesurant la puissance d'IM3 réfléchi du DUT.

2.2.1 Mise en place du banc de test en mode réfléchi

Dans un premier temps, le banc de test initial est présenté dans la Figure 2.5. Sa bande de fonctionnement est construite en fonction des échantillons disponibles et s'étend de 400 MHz à 2500 MHz. Deux synthétiseurs RF de référence N5171B Keysight fournissent les fréquences f_1 et f_2 avec une puissance maximale de 27 dBm jusqu'à une fréquence de 6 GHz. Lors des tests, les deux fréquences d'excitation ont strictement la même amplitude. Un divi-

seur de puissance, couvrant toute la bande de fonctionnement est utilisé pour additionner les deux fréquences f_1 et f_2 de référence ZACS242-100W+ Mini-Circuits. Ce diviseur de puissance entraîne des pertes d'insertion allant d'environ 3 dB à 400 MHz jusqu'à 6 dB à 2500 MHz et présente une puissance d'entrée maximale de 46 dBm. Les deux fréquences sont guidées dans un coupleur bidirectionnel permettant la mesure de la puissance réfléchie.

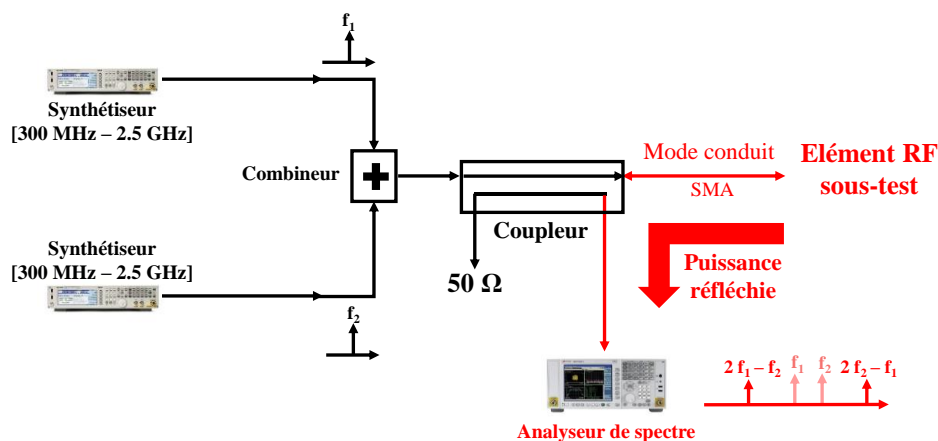


Figure 2.5 — Schéma expérimental initial permettant la mesure de la puissance réfléchie par les systèmes RF sous-test.

Deux coupleurs bidirectionnels de référence respective ZFBDC20-62HP *Mini-circuits* [10 MHz – 600 MHz] et ZABDC20-252H-S+ *Mini-circuits* [800 MHz – 2500 MHz] nous permettent de balayer la bande de fonctionnement du banc de test. Ils acceptent une puissance d'entrée maximale de 40 dBm. Ils provoquent aussi des pertes insertion de l'ordre de 1 dB sur toute la bande passante. Notons que les coupleurs ont une atténuation de couplage d'environ 22 dB ajoutant une perte sur la puissance réfléchie par l'élément sous-test comme le montre la relation (2.18). Cette atténuation, appelée *coupling*, est caractérisée pour les deux coupleurs sur la Figure 2.6. Elle réduit donc la dynamique lors de la détection du signal réfléchi par l'analyseur de spectre et doit être prise en compte lors des expérimentations et lors de l'affichage sur les figures du chapitre 2. La charge 50Ω évite le couplage avec la puissance d'entrée. Enfin, l'analyseur de spectre est réglé pour tirer le meilleur parti possible de sa plage dynamique et de sa sensibilité. Le niveau de puissance le plus faible détectable est de - 120 dBm après moyennage.

Nous allons maintenant mesurer les pertes subies lors du passage dans le combineur et le coupleur par les deux fréquences f_1 et f_2 . La puissance P_{IN} représente la puissance délivrée par les deux synthétiseurs. Ainsi la quantité de puissance couplée P_C sur l'élément RF en

mode conduit est connue avec exactitude le long de la bande passante comme montré par la relation (2.17). La Figure 2.7 montre les pertes subies, selon le choix du matériel répondant à la problématique large bande, en fonction de la fréquence. Dans la suite du manuscrit, les pertes d'insertion sont constamment prises en compte lors des expérimentations.

On s'intéresse maintenant aux différentes sources de distorsions de notre banc de test en réflexion.

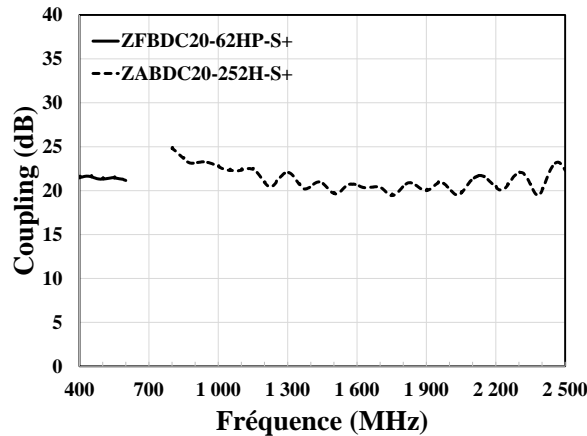


Figure 2.6 — Evaluation de la perte de couplage, pour les deux coupleurs bidirectionnels utilisés, lors de la mesure du signal réfléchi par l'élément sous-test en fonction de la fréquence.

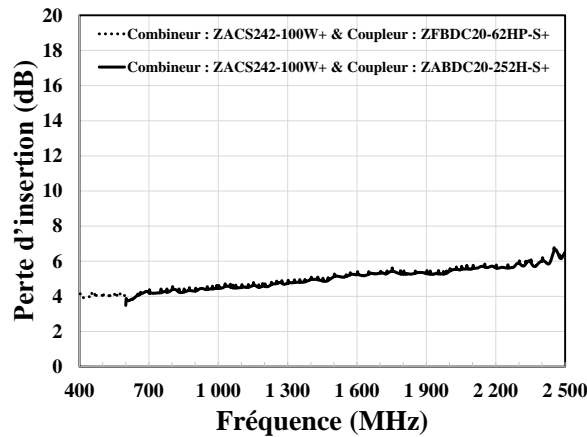


Figure 2.7 — Evaluation des pertes d'insertion subies lors du passage dans le système d'émission pour une configuration typique du banc de test en mode conduit.

$$P_{IN} \text{ [dBm]} = P_C \text{ [dBm]} + \text{Perte}_{\text{combineur}} \text{ [dB]} + \text{Perte}_{\text{coupleur}} \text{ [dB]} \quad (2.17)$$

$$P_{IM3\text{-Analyseur de spectre}} \text{ [dBm]} = P_{REF3\text{-IM3}} \text{ [dBm]} - \text{Coupling} \text{ [dB]} \quad (2.18)$$

2.2.2 Sources de distorsion induites par le banc de test

Lors des expérimentations sur les différents éléments RF, le signal d'excitation est constamment injecté dans les bandes passantes. Ils sont donc adaptés aux fréquences d'excitations. En se basant sur le milieu industriel, leurs Taux d'Onde Stationnaire (TOS) est en majorité inférieur à 1,4 correspondant à une adaptation considérée comme idéale. Ce qui a pour effet de diminuer la quantité de puissance réfléchie par l'élément sous-test. Le fait de mesurer des niveaux puissances faibles nous oblige à fortement limiter l'influence des distorsions résiduelles. Ces sources de distorsion ont plusieurs origines, comme le montre la Figure 2.8, qui ont chacune différentes conséquences.

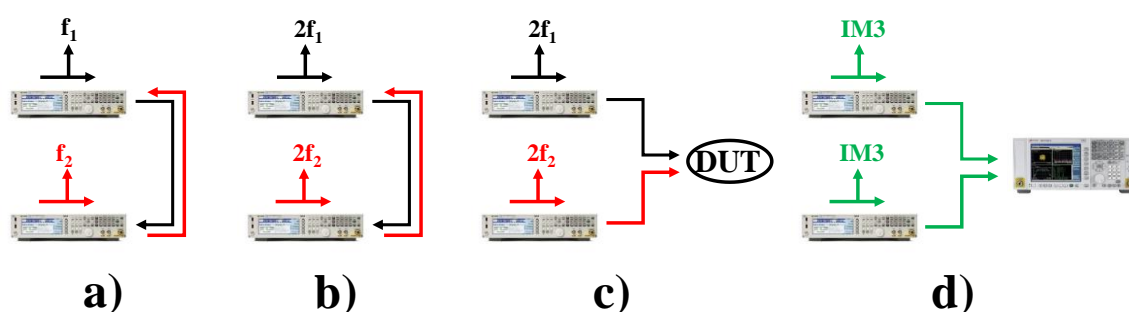


Figure 2.8 — Identification des différentes sources de distorsion du banc de test mesurant la puissance d'IM3 réfléchi.

Le cas a) montre l'influence des deux fréquences f_1 et f_2 , l'une sur l'autre. La conséquence est la génération d'un IM3 résiduel par un mélange direct (Figure 2.9). Le cas b) montre un mélange entre les fréquences harmoniques de second ordre générées par les synthétiseurs et les fréquences au fondamental. La conséquence est cette fois-ci la génération d'un IM3 résiduel par un mélange indirect (Figure 2.9). Le cas c) montre un mélange entre les fréquences harmoniques de second ordre générées par les synthétiseurs et le DUT. La conséquence est la génération d'un IM3 par un mélange indirect qui va potentiellement corrompre la mesure de la puissance réfléchie du DUT. Le cas d) montre la propagation de l'IM3 résiduel généré par les cas a) et b) qui vient se coupler sur l'analyseur de spectre. La conséquence est une limitation de la dynamique de mesure. Il est maintenant nécessaire de définir la différence entre un mélange direct et indirect.

L'identification et la connaissance de ces sources de distorsion sont argumentés par le fait qu'il est reconnu dans la littérature que l'apparition de l'IM3 a deux origines [13], [15],

[16]. Ils sont principalement générés par un mélange direct du troisième ordre entre les fréquences d'entrée dû à une non-linéarité de l'élément RF. L'IM3 voit une seconde origine via le mélange entre les harmoniques de second ordre et les fréquences d'entrées f_1 et f_2 dû à cette même non-linéarité. On parle de mélanges indirects [15]. Comme dit précédemment, il est alors absolument nécessaire de limiter l'influence du mélange indirect induit par le banc de test. La Figure 2.9 permet de comprendre la différence entre les mélanges directs et indirects.

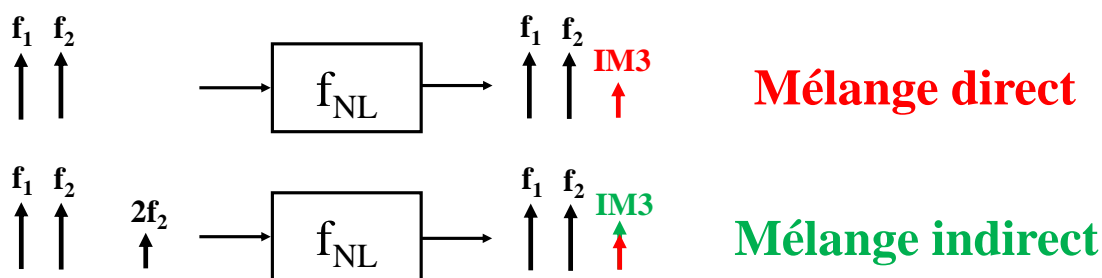


Figure 2.9 — Explication et comparaison entre mélanges directs et indirects lors de la génération de l'IM3 réfléchi.

Dans notre cas et afin d'optimiser le banc de test, on suppose maintenant qu'en plus des fréquences au fondamental, se trouve dans le signal d'excitation l'harmonique parasite $2f_2$. A l'entrée du bloc non-linéaire, l'IM3 réfléchi né d'un mélange indirect est créé par une interaction d'ordre 2 entre la fréquence f_1 et l'harmonique $2f_2$ parasite. Cette raie d'IM3 se crée donc à $2f_2 - f_1$. Ce produit d'intermodulation né de ce phénomène est lié à la fois à la propriété non-linéaire de la cible RF d'ordre 2 (le coefficient α_2 issu du développement de Taylor) et à une amplitude parasite de l'harmonique $2f_2$. Plus le niveau d'amplitude H2 de la composante $2f_2$ parasite est élevé et plus l'information provenant du bloc non-linéaire est masquée car son influence peut devenir plus forte que le mélange direct.

D'autres mélanges indirects parasites et non désirés sont susceptibles de se produire. Lors du passage dans le combineur, il est possible que les composantes parasites fréquentielles $f_2 - f_1$ & $f_1 + f_2$ se créent, ainsi que des produits d'intermodulation. Nous négligeons cependant leur présence dans ce banc de test en mode conduit en raison de leur très faible amplitude n'impactant pas la qualité de la mesure. Sachant qu'un système RF (LNA) est généralement à bande étroite, les composantes hors bandes ($f_2 - f_1$) deviennent très faibles. Des composants passifs, comme le combineur, peuvent faire ressortir des effets des non-linéarités

lors de l'injection de fortes puissances. Nous poserons l'hypothèse que nos étages passifs de la chaîne de mesure sont strictement linéaires (Table 2.1).

Table 2.1 — Evaluation du degré de non-linéarité de la chaîne d'émission.

	Chaîne de génération de la fréquence f_1	Chaîne de génération de la fréquence f_2	Injection du test à 2 fréquences (f_1 & f_2)	Récupération de l'IM3 réfléchi
<i>Elément non-linéaire</i>	Synthétiseur	Synthétiseur	-	Analyseur de spectre
<i>Elément linéaire</i>	-	-	Combineur	-
<i>Elément linéaire</i>	-	-	Filtre	-
<i>Elément linéaire</i>	-	-	Coupleur	-

Comme vu en début de chapitre, la susceptibilité à l'intermodulation d'un élément RF doit être mesurée avec un spectre du signal injecté composé seulement de deux fréquences. Or la mise en place du banc de test en mode conduit confirme la présence de composantes résiduelles émises et générées par la chaîne d'émission du test à deux fréquences. Si aucune précaution n'est prise sur la chaîne d'émission, le spectre émis est alors surchargé comme le montre la Table 2.2 et la Figure 2.10.

Table 2.2 — Composantes harmoniques créées dans la chaîne d'émission si aucun filtrage n'est mis en place.

	Fin de la Chaîne de génération de la fréquence f_1	Fin de la Chaîne de génération de la fréquence f_2	Fin de la chaîne d'émission (sans filtrage)
<i>Composante au fondamental</i>	f_1	f_2	f_1 & f_2
<i>Composantes harmoniques</i>	$2f_1$	$2f_2$	$2f_1$ & $2f_2$
	$3f_1$	$3f_2$	$3f_1$ & $3f_2$
	$f_2 - f_1$ $f_2 + f_1$...
<i>Produits d'intermodulations d'ordre 3</i>	-	-	$2f_1 - f_2$ $2f_2 - f_1$

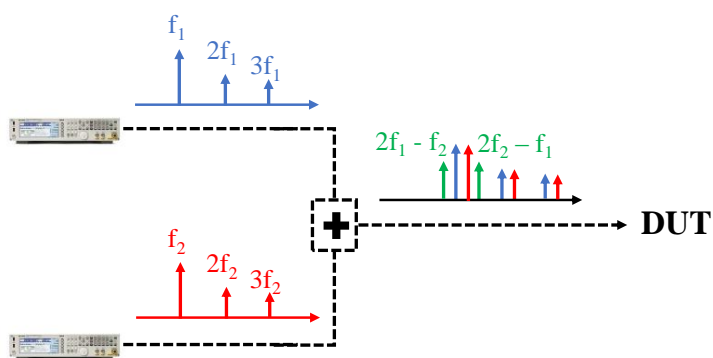


Figure 2.10 — Illustration des composantes harmoniques créées dans la chaîne d'émission si aucun filtrage n'est mis en place.

Nous allons donc maintenant mettre en place différentes solutions pour éviter au maximum ces phénomènes parasites limitant la dynamique de mesure. On s'intéresse dans un premier temps à la distortion harmonique créée par notre chaîne d'émission de nos fréquences d'injection f_1 et f_2 . La Figure 2.11 montre la présence d'harmoniques 2 en sortie du coupleur bidirectionnel ou en entrée de l'élément sous-test. Ces dernières sont générées par le banc de test aux fréquences $2f_1$ et $2f_2$ lorsque les synthétiseurs délivrent une puissance maximale. La relation (2.19) définit le niveau visible de l'harmonique 2 sur l'axe des ordonnées de la Figure 2.11. Aux alentours de 2500 MHz, une forte montée d'H2 apparait. Après de multiples mesures, aucunes interprétations plausibles n'est à retenir.

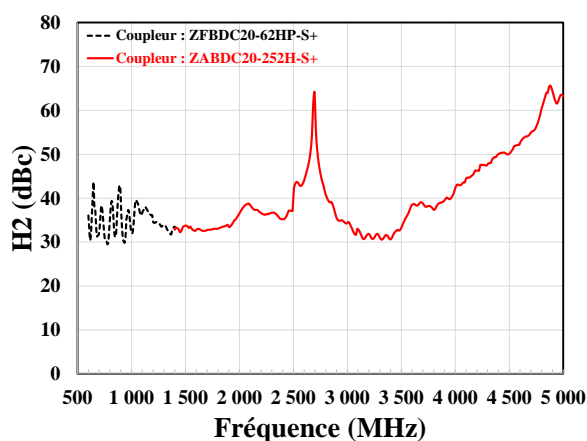


Figure 2.11 — Evolution de l'harmonique 2 en entrée du DUT générée par le banc de test en fonction de la fréquence de l'H2. La puissance en sortie des synthétiseurs est maximale et vaut 27 dBm.

$$H2 \text{ [dBc]} = P(f_1) \text{ [dBm]} - P_{H2}(2f_1) \text{ [dBm]} \quad (2.19)$$

On s'intéresse seulement à l'harmonique $2f_2$ en raison d'une similitude de comportement avec la fréquence $2f_1$ du fait que les fréquences d'excitations f_1 et f_2 sont très proches (la différence $f_2 - f_1$ noté Δf vaut 1 MHz).

Il est donc nécessaire de filtrer toutes ces composantes harmoniques afin de pouvoir émettre un spectre propre et éviter les mélanges indirects indésirables. Un jeu de filtrage est alors soigneusement sélectionné permettant de répondre à la contrainte large bande du banc de test (Table 2.3). L'utilisation de ces filtres passe-bas permet de réduire considérablement la présence de l'H2 lors de l'injection du signal émis comme le montre la Figure 2.12.

Table 2.3 — Différentes configurations de la chaîne expérimentale permettant d'émettre et de détecter dans la gamme [300 MHz – 2,5 GHz].

Synthé f_1	Synthé f_2	Analyseur de spectre	Combineur	Coupleur	Filtre Passe-bas	Bande Visée [MHz]
N5171B <i>Keysight</i>	N5171B <i>Keysight</i>	N9000A <i>Keysight</i>	ZACS242-100W+	ZFBDC20-62HP-S+	VLF-320+	[300 – 400]
					VLF-490+	[400 – 500]
					VLF-630+	[500 – 600]
					VLF-800+	[600 – 800]
				ZABDC20-252H-S+	VLF-1000+	[800 – 1000]
					VLF-1200+	[1000 – 1200]
					VLF-1800+	[1200 – 1800]
					VLF-2500+	[1800 – 2500]

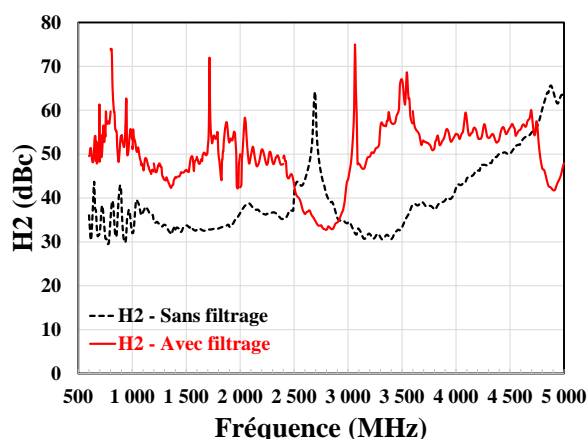


Figure 2.12 — Evolution de l'harmonique 2 en entrée du DUT générée par le banc de test en fonction de la fréquence. La puissance en sortie des synthétiseurs vaut 27 dBm.

Ces nouveaux étages de filtrage sont maintenant installés, ils ne rajoutent aucune perte d'insertion supplémentaire significative. Ils permettent de négliger totalement les sources de distorsions b) et c) de la Figure 2.8. La réémission d'IM3 indirect parasite par l'élément RF est donc supprimée. L'évolution du banc de test en mode conduit est montrée sur la Figure 2.13.

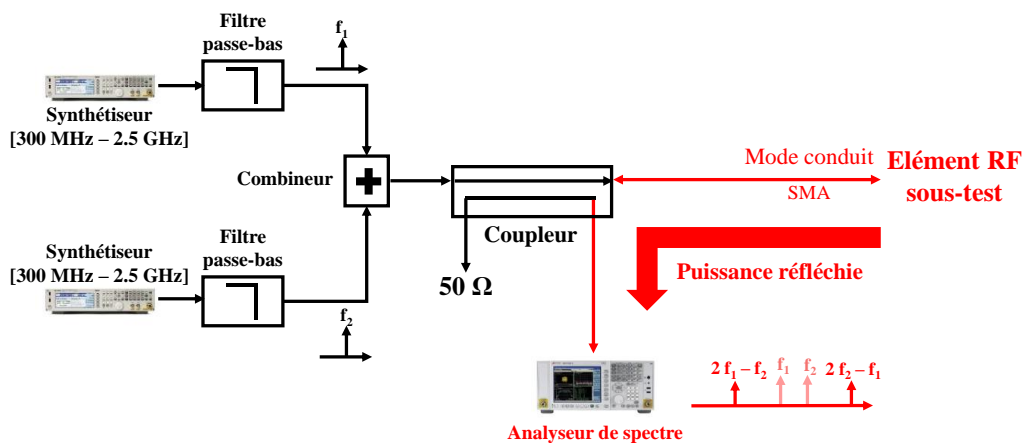


Figure 2.13 — Schéma expérimental prenant en compte la mise en place des filtres passe-bas et permettant la mesure de la puissance réfléchie par les systèmes RF sous-test.

On s'intéresse maintenant à l'influence du mélange direct entre f_1 et f_2 (cas a) de la Figure 2.8). Dans la littérature, on se protège de cette source de distorsion via l'utilisation d'isolateurs séparément sur chaque chaîne générant les fréquences f_1 et f_2 et d'un combineur de forte isolation. Ces isolateurs permettent d'éviter l'influence des chaînes d'émission l'une sur l'autre et réduire le niveau d'IM3 résiduel. Dans ce manuscrit, le banc de test exploite la puissance réfléchie, potentiellement de faible amplitude. Il faut veiller à ce qu'aucun IM3 résiduel, ne se retrouve sur l'analyseur de spectre par un chemin couplage.

Pour être plus précis, l'excitation f_1 se retrouve sur les premiers étages non-linéaire du synthétiseur f_2 par sa sortie et malgré l'isolation de ce dernier un mélange direct se produit créant ainsi un produit d'intermodulation d'ordre 3 non-désiré. Le phénomène est schématisé sur la Figure 2.14.

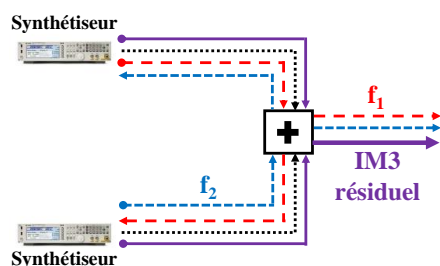


Figure 2.14 — Illustration de la création d'un IM3 résiduel sur la chaîne d'émission du banc de test en mode conduit.

Dans un premier temps on quantifie l'IM3 résiduel, à trois fréquences différentes, en fonction de la puissance délivrée par les synthétiseurs P_{IN} . On observe les résultats sur la Figure 2.15 lorsqu'aucun isolateur n'est installé. La mesure est prise directement sur l'analyseur de spectre lorsqu'aucun DUT n'est présent.

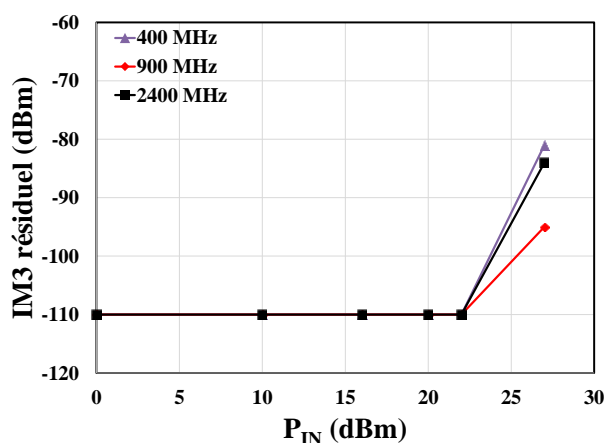


Figure 2.15 — Evolution de l'IM3 résiduel, à trois fréquences, en fonction de la puissance en sortie des synthétiseurs. Aucune protection n'est ajoutée.

On constate alors que l'IM3 résiduel apparaît à des niveaux de P_{IN} qui sont considérés comme très élevés en mode conduit. Le niveau d'IM3 le plus élevé est d'environ - 81 dBm à une puissance P_{IN} de 27 dBm. Or en mode conduit, à ces niveaux, la puissance réfléchie est nettement au-dessus comme nous le verrons dans la partie suivante.

Les précautions prises assurent que les éléments RF sous-test répondent à la susceptibilité à l'intermodulation avant l'atteinte des limites du banc de test, aussi bien en puissance d'émission qu'en niveau de détectabilité.

Un schéma montre que l'IM3 résiduel se retrouve directement sur l'entrée de l'analyseur de spectre par la directivité du coupleur bidirectionnel (Figure 2.16).

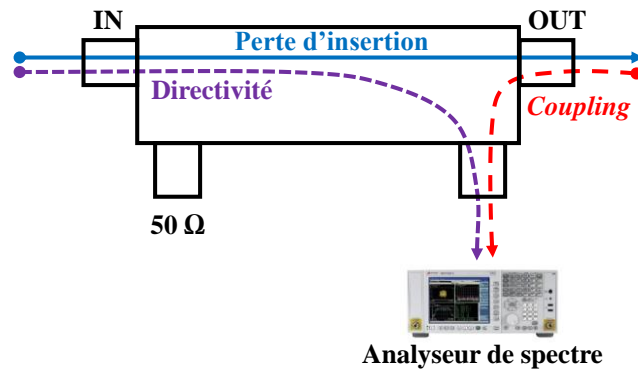


Figure 2.16 — Illustration des principales grandeurs d'un coupleur bidirectionnel.

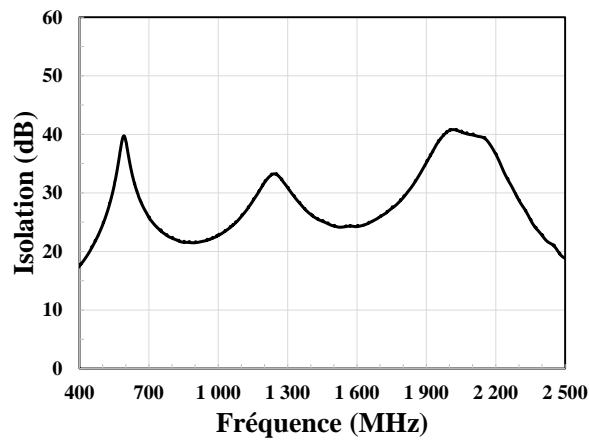


Figure 2.17 — Isolation du combineur ZACS242-100W+ entre les deux chaînes de génération des fréquences f_1 et f_2 le long de la bande passante.

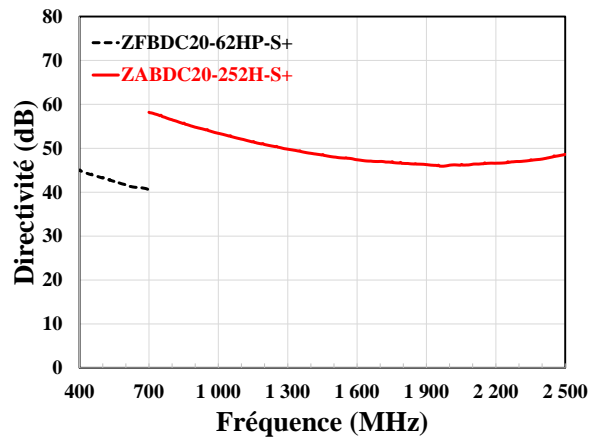


Figure 2.18 — Directivité des deux coupleurs bidirectionnels utilisés en fonction de la fréquence du signal d'émission.

La directivité est une imperfection du coupleur, sa valeur est donnée par le constructeur. Elle peut atteindre une perte de puissance pouvant aller jusqu'à 60 dB. Dans notre cas, une forte directivité peut éventuellement être un critère de sélection et peut désigner la qualité d'un coupleur. Un combineur à 2 voies d'entrées et une voie de sortie présente une isolation entre ces deux voies d'entrées. Une bonne isolation du combineur, montré sur la Figure 2.17, couplé à une forte directivité, observé sur la Figure 2.18, des coupleurs réduit considérablement l'impact de l'IM3 résiduel sur la dynamique de mesure. Ces deux critères sont caractérisés et leurs valeurs ne permettent aucune perte de dynamique de mesure en mode conduit.

L'utilisation d'isolateur pour le banc de test en mode conduit en réflexion n'est pas strictement nécessaire et est fortement dépendant du niveau de réponse d'IM3 de la cible RF sous test. On assume cependant, intelligemment, de ne pas effectuer cette linéarisation. Mais nous verrons que dans le chapitre suivant l'utilisation des isolateurs sera indispensable afin de mesurer les faibles niveaux d'IM3 réémis par une cible RF. On peut rajouter que si des mauvais choix d'isolations sont effectués, la mesure de la réémission d'IM3 par une cible n'est plus limitée par le niveau de bruit de l'appareillage de détection, à savoir l'analyseur de spectre, mais par le niveau d'IM3 résiduel reçu par la chaîne de réception.

Le banc de test en mode conduit est caractérisé et opérationnel. Les éléments RF représentant le panel peuvent maintenant être testés afin d'évaluer leur susceptibilité à l'intermodulation en mode réfléchi.

2.3 Mesures et résultats

2.3.1 Protocole expérimental

En premier lieu sur les différents éléments RF, un balayage en fréquence est effectué afin de repérer des bandes de fréquences vulnérantes. Ce repérage pourra amener à l'identification, ou à la discrimination, du standard utilisé (GSM, 3G ...) par le système RF. Le test à deux fréquences se fait pour deux tons de même amplitude et séparés de 1 MHz. Le balayage fréquentiel couvre la bande allant de 300 MHz à 2500 MHz.

Un balayage en puissance est ensuite réalisé après l'identification des bandes vulnérantes. Le test à deux fréquences se fait pour deux tons, toujours, séparés de 1 MHz. Ce dernier permet de quantifier la distortion d'intermodulation réfléchi d'un récepteur RF. Une fois

la mesure effectuée, il est possible d'identifier les différents régimes de non-linéarité de l'élément RF. Le balayage en puissance peut s'étendre jusqu'à 27 dBm. On retrouve alors en résumé le protocole suivant :

1. Balayage en fréquence et en puissance

- Observation des raies au fondamental et d'IM3 réfléchis.

2. Analyse des effets non-linéaires

- Analyse de la raie au fondamental.
- Analyse de la raie d'IM3 réfléchi.

Toutes les mesures se feront dans des conditions de fonctionnement nominales des circuits RF testés. Les puissances du signal d'excitation ne dépasseront jamais les valeurs maximums décrites par les *datasheet* des DUT. L'injection du test à deux fréquences se fera toujours par l'entrée antenne du système RF pour simuler l'utilisation du radar non-linéaire. L'atténuation de couplage ou *coupling* induit par le coupleur bidirectionnel est directement pris en compte lors de l'affichage des résultats expérimentaux. Les pertes d'insertions du banc de test en mode conduit sont en revanche non affichées sur les différentes courbes. Elles peuvent être facilement déduites.

2.3.2 Automatisation de l'acquisition des données

Pour améliorer l'efficacité et la rapidité des mesures, une automatisation est opérationnelle. Un logiciel de pilotage LabVIEW permet de commander les synthétiseurs et l'analyseur de spectre simultanément. Au niveau de la synchronisation, la prise de mesure de la puissance réfléchie sur l'analyseur de spectre se fait après l'injection du signal. L'interface utilisateur développée permet de régler différents paramètres en lien avec le type de balayage utilisé :

- **Balayage en fréquence**

- Fréquence *Start*
- Fréquence *Stop*
- Choix de la grandeur à mesurer (fondamental ou IM3)
- Niveau de puissance du signal émis P_{IN}
- SPAN

- Ratio SPAN/RBW
- Ratio RBW/VBW
- Nombre de points de mesures désirés
- Nombre d'acquisition par le spectre
- Type de mesure (Instantanée, moyennage, maximum, etc.)

Le nombre de points de mesures représente la longueur du balayage. Par exemple 100 points de mesures de 500 MHz à 600 MHz permettent d'obtenir un pas de 1 MHz. A ne pas confondre avec le nombre d'acquisition qui lui définit le nombre de fois où le spectre prend la valeur de la grandeur choisie pour un seul point de mesure.

Un enjeu de la mise en place de cette automatisation réside dans la mesure de la puissance réfléchie, en effet cette dernière varie de niveau très petit jusqu'à des niveaux élevés (~ 0 dBm). Par exemple lors d'un balayage, à un point de mesure de faible niveau de puissance d'entrée, la mesure de la réémission d'IM3 par le DUT se fera à l'aide d'un moyennage (avec un nombre d'acquisition plus ou moins fort) permettant d'augmenter le rapport signal à bruit, d'augmenter la précision de la mesure tout en diminuant le temps de la mesure.

A un point de mesure de plus forte puissance, une mesure instantanée et rapide à une seule acquisition permet une précision très élevée. Le choix du type de mesure est effectué selon l'élément RF sous-test. En effet pour une cible RF commerciale, on privilégiera la mesure du maximum de la grandeur choisie sur un nombre faible d'acquisition afin de ne pas altérer le temps de la mesure. Ce choix est encouragé par le phénomène de multiplexage temporel (*Time Division Duplexing* TDD) d'un émetteur-récepteur où la puissance réfléchie par la cible et mesurée à l'analyseur de spectre change constamment d'état (et donc de puissance) suivant la période cyclique de son Switch. Le TDD est une technique de multiplexage permettant à un système RF d'émettre et de transmettre à intervalle régulier suivant un temps de commutation.

Les paramètres SPAN, SPAN/RBW et RBW/VBW permettent de régler la résolution et la précision de la mesure. Un compromis est donc à trouver entre précision et temps de mesure.

Le SPAN permet de régler la fenêtre de mesure par rapport à une fréquence centrale correspondant à celle de la grandeur mesurée.

Le filtre VBW est un filtre passe-bas utilisé pour lisser le signal vu sur l'écran. En modifiant VBW, il est possible de diminuer le niveau de bruit, ce qui aura pour effet une hausse

du temps d'acquisition. Ce type de lissage peut être utilisé pour aider à mesurer des signaux qui pourraient être piégés dans le bruit.

Le RBW est un filtre passe-bande qui permet d'affiner la composante fréquentielle à mesurer, d'améliorer la résolution de la mesure et donc d'améliorer la précision de la mesure. Cependant, pour un RBW très étroit la vitesse de balayage se dégrade augmentant ainsi le temps de réponse de la mesure. Ceci dû à l'adaptation au long régime transitoire induit par le filtre passe bande très sélectif.

Afin de choisir une configuration optimale, nous allons faire varier ces différents paramètres en ayant pour but un rapport entre vitesse d'acquisition et précision optimale. De plus la fréquence de la grandeur à mesurer, le choix du SPAN, le choix de RBW et le choix de VBW imposent quelquefois le mode de balayage interne (*Swept Frequency Domain* ou *FFT Frequency Domain*) et utilisé par l'analyseur de spectre [86]. Ce mode FFT mesure la répartition en fréquence d'un signal en analysant chacune des fréquences séparément offrant une meilleure précision.

Afin d'optimiser l'automatisation de nos mesures, plaçons une cible RF sous-test quelconque et réalisons une variation des différents paramètres d'entrées pour un type de mesure instantanée (une seule acquisition).

En observant la Table 2.4, on se rend compte qu'en diminuant le SPAN (autour de la fréquence de la grandeur mesurée) le mode de balayage de l'analyseur de spectre est automatiquement imposé par l'appareil lui-même. Ce changement (SPAN = 10 kHz) a pour effet de baisser drastiquement le niveau de bruit et donc d'améliorer la dynamique de mesure.

Le réglage automatique des ratios SPAN/RBW & RBW/VBW offre un temps d'acquisition quasiment optimal et une précision de mesure excellente. Selon les besoins de rapidité d'acquisition ou de précision de mesures nous opterons, pour la suite des travaux, respectivement pour les précisions des Manip 4 et Manip 5 (Table 2.4), le nombre de points de mesures évoluant en fonction du choix de la fréquence *Start* et *Stop*. Le niveau de référence représente la puissance maximale mesurable par l'analyseur de spectre. Plus sa valeur est faible et plus le niveau de bruit de l'appareillage diminue.

Table 2.4 — Variation des paramètres d'entrées de l'automatisation du banc de test afin d'optimiser le temps de mesure lors d'un balayage en fréquence.

Balayage en fréquence	Manip 1	Manip 2	Manip 3	Manip 4	Manip 5	Manip 6	Manip 7	Manip 8	Manip 9
Fréquence Start [MHz]	800	800	800	800	800	800	800	800	800
Fréquence Stop [MHz]	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000
Grandeur réfléchie mesurée	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3
P _{IN} [dBm]	- 10	- 10	- 10	- 10	- 10	- 10	- 10	- 10	- 10
SPAN [MHz]	1	1	1	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
Mode de balayage	Swept	Swept	Swept	FFT	FFT	FFT	FFT	FFT	FFT
SPAN/RBW	106 (auto)	106 (auto)	106 (auto)	106 (auto)	106 (auto)	50	150	106 (auto)	106 (auto)
VBW/RBW	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	0.1	10
RBW [Hz]	9100	9100	9100	91	91	200	66,7	91	91
VBW [Hz]	9100	9100	9100	91	91	200	66,7	9,1	910
Niveau de référence [dBm]	- 40	- 40	- 40	- 40	- 40	- 40	- 40	- 40	- 40
Nombre de points de mesures	101	501	1001	101	501	101	101	101	101
Temps de mesure [s]	33,2	185,23	374,59	46,66	230,93	48,27	50,02	71,27	46,61
Précision	- - -	- -	- -	+ +	+ + +	+ +	+ +	+ +	+ +
Plancher de bruit [dBm]	- 90	- 90	- 90	- 115	- 115	- 112	- 115	- 120	- 111

La Figure 2.19 permet de se rendre compte de ce choix, en effet la Manip 3 est très bruitée contrairement aux Manip 4 et 5 étant particulièrement précises.

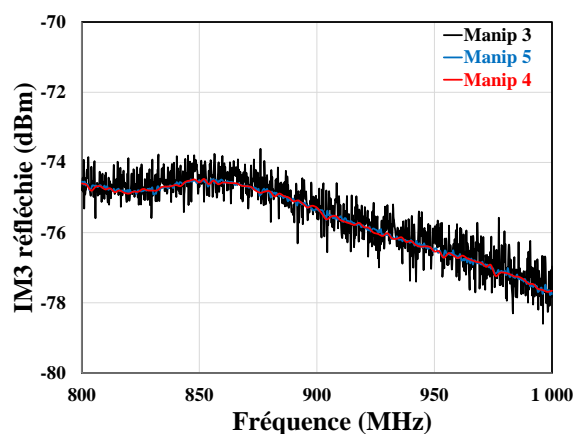


Figure 2.19 — Comparaison des résultats de mesures obtenus à différentes configurations (Manip 3, 4, 5) des paramètres d'entrées pour un balayage en fréquence (Table 2.4).

• **Balayage en puissance**

- Puissance P_{IN} *Start*
- Puissance P_{IN} *Stop*
- Choix de la grandeur à mesurer (fondamental ou IM3)
- Fréquences des deux signaux émis f_1 & f_2
- SPAN
- Ratio SPAN/RBW
- Ratio RBW/VBW
- Nombre de points de mesures désirés
- Nombre d'acquisition par le spectre
- Type de mesure (Instantanée, moyennage, maximum, etc.)

En observant la Table 2.5, on peut émettre les mêmes analyses que précédemment. De la même manière, le réglage automatique des ratios SPAN/RBW & RBW/VBW offre un temps de mesure quasiment optimale et une précision de mesure excellente.

Table 2.5 — Variation des paramètres d'entrées du banc de test afin d'optimiser le temps de mesures lors d'un balayage en puissance.

Balayage en puissance	Manip 1	Manip 2	Manip 3	Manip 4	Manip 5	Manip 6	Manip 8	Manip 9	Manip 10	Manip 11	Manip 12
Puissance <i>Start</i> [dBm]	- 20	- 20	- 20	- 20	- 20	- 20	- 20	- 20	- 20	- 20	- 20
Puissance <i>Stop</i> [dBm]	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
Grandeur réfléchie mesurée	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3	IM3
f_1 [MHz]	940	940	940	940	940	940	940	940	940	940	940
f_2 [MHz]	941	941	941	941	941	941	941	941	941	941	941
SPAN [MHz]	1	1	1	1	1	1	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
Mode de balayage	Swept	Swept	Swept	Swept	Swept	Swept	FFT	FFT	FFT	FFT	FFT
SPAN/RBW	106 (auto)	106 (auto)	106 (auto)	106 (auto)	50	150	106 (auto)	106 (auto)	50	106 (auto)	106 (auto)
VBW/RBW	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	1 (auto)	0,1	10
RBW [Hz]	9100	9100	9100	9100	20000	6666,7	91	91	200	91	91
VBW [Hz]	9100	9100	9100	9100	20000	6666,7	91	91	200	9,1	910
Niveau de référence [dBm]	- 30	- 30	- 30	- 30	- 30	- 30	- 30	- 30	- 30	- 30	- 30
Nombre de points de mesures	101	501	1001	2001	501	501	1001	501	501	501	501
Temps de mesures [s]	18,96	91,41	183,06	363,95	89,78	101,48	267,69	134,14	140,09	303,25	147,40
Précision	--	+	++	+++	+	+	++++	+++	+++	+++	+++
Plancher de bruit [dBm]	- 90	- 90	- 90	- 90	- 85	- 90	- 115	- 115	-112	- 120	- 113

Selon les besoins de rapidité d'acquisition ou de précision de mesures nous opterons, pour la suite des travaux, respectivement pour les précisions des Manip 9 ou Manip 8 (Table 2.5). Le nombre de points de mesures et le temps de mesure étant toujours dépendant du choix de la puissance *Start* et *Stop*.

La Figure 2.20 démontre les choix d'optimisations où l'on peut voir sur les Manip 1 et 4 de nombreux points de mesures étant faux, contrairement au Manip 8 et 9 où aucun point de mesures n'est faussé.

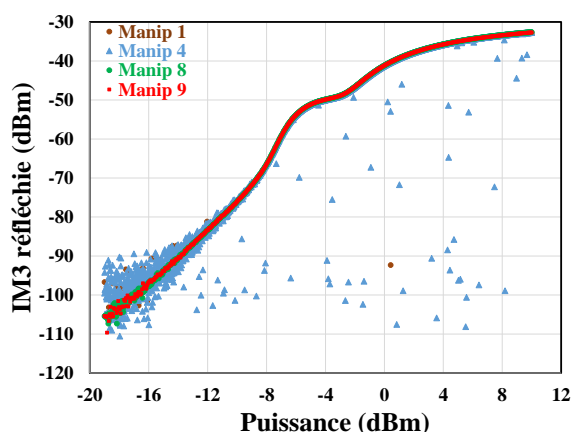


Figure 2.20 — Comparaison des résultats de mesures obtenus à différentes configurations (Manip 1, 4, 8, 9) des paramètres d'entrées pour un balayage de puissance (Table 2.5).

L'automatisation des données de nos mesures est maintenant effectuée et facilite la répétition des expérimentations sur différentes cibles RF. Selon la configuration et le nombre de points de mesures choisies, toujours en respectant le niveau de précision montré dans cette section, les mesures effectuées dans ce manuscrit ont des durées variant de quelques secondes jusqu'à environ 10 minutes.

On rappelle que les trois principales et premières, fonctions non-linéaires d'un RF front-end sont le Switch, le LNA et le PA. Avant de commencer les expérimentations sur des cibles RF commerciales, l'idée a été de reconstituer un RF Front-End en utilisant des fonctions discrètes. L'étude vise à se rapprocher le plus possible d'un système réel présent dans l'environnement commercial. On va ainsi pouvoir connaître l'implication exacte des différents étages d'un émetteur-récepteur RF sur la réponse des produits d'IM3 réfléchis. Bien entendu du fait de la mesure de la puissance réfléchi du système, on s'intéresse seulement à ces premiers étages non-linéaires. L'avantage de ce choix réside dans le fait que ces fonctions discrètes cascadiées (Switch & LNA) ont leur topologie (ou design) électronique connue. Nous

pouvons de ce fait reproduire les tests expérimentaux sur un simulateur de type SPICE et ainsi améliorer notre compréhension.

2.3.3 Mesures sur des fonctions discrètes RF

Le balayage en fréquence ne sera pas effectué dans cette partie du fait que nous connaissons parfaitement les bandes de fonctionnement de nos fonctions discrètes. Dans cette partie, on va reconstituer en priorité un récepteur RF avec des fonctions discrètes en se limitant au Switch et au LNA car la raie d'IM3 réémise par les étages au-delà du front-end ne pourra pas remonter vers l'entrée antenne à cause d'une forte isolation inverse des premiers étages.

Un Switch RF est indispensable pour répondre à la problématique du multiplexage TDD dans un émetteur-récepteur RF multi-bandes et permet de sélectionner entre émission ou réception comme cela est illustré sur la Figure 2.21.

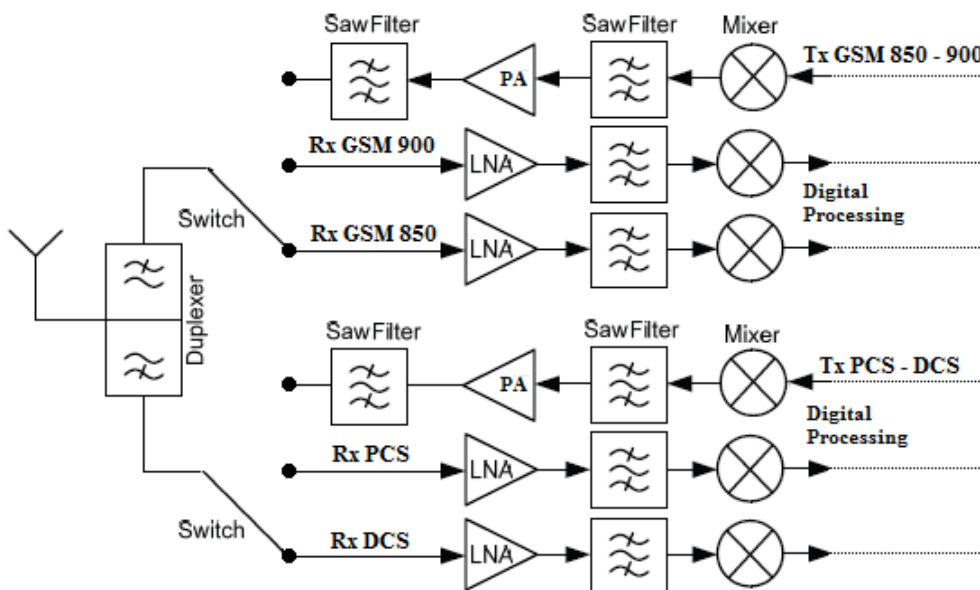


Figure 2.21 — Architecture hétérodyne typique d'un système RF GSM multi-bandes utilisant les deux types de multiplexages (TDD et *Frequency Division Duplexing* FDD [87]).

Un Switch RF, répondant à la bande de 10 MHz à 2500 MHz, disponible chez le fabricant Mini-Circuits de référence ZMSW-1211 est testé. La configuration de ce dernier est *Single-Pole Double-Throw* (SPDT), elle contient une entrée et deux sorties et permet de gérer parfaitement le mode de duplex TDD. La Figure 2.22 montre sa topologie électronique, à base de diodes PIN, classiquement utilisée dans un front-end RF.

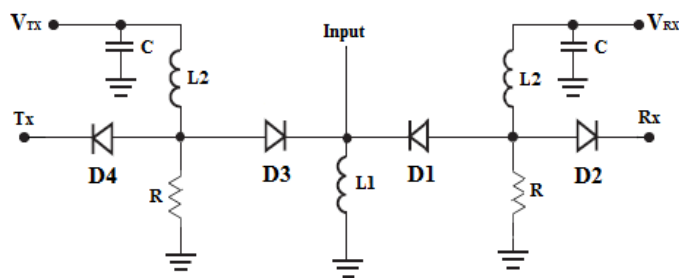


Figure 2.22 — Topologie électronique du Switch PIN SPDT ZMSW-1211.

Pour choisir la voie de réception, la tension d'alimentation V_{Rx} doit être dans un état haut (5V), alors que la tension d'alimentation V_{Tx} doit être dans un état bas (0V). Les diodes D1 et D2 doivent être passantes, alors que les diodes D3 et D4 doivent être bloquées. Le signal d'entrée peut alors passer à travers le dispositif vers la sortie Rx. Une caractéristique importante du circuit est l'isolation, d'environ 35 dB, entre les deux voies possibles. Les diodes PIN sont les dispositifs actifs non-linéaires qui génèrent une distorsion d'intermodulation. La susceptibilité à l'intermodulation est menée et les résultats expérimentaux sont présentés sur la Figure 2.23.

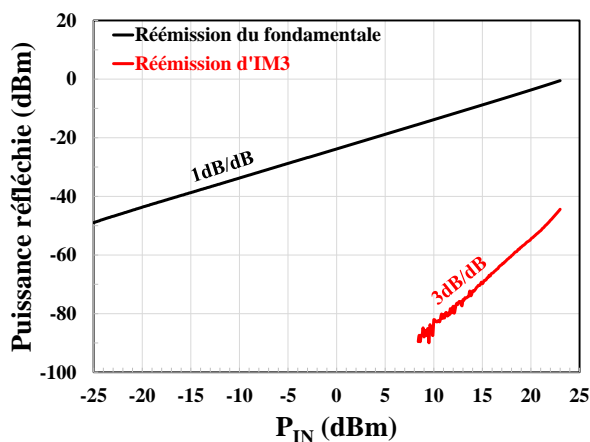


Figure 2.23 — Réémission d'IM3 et du fondamental par le Switch GSM ZMSW-1211 en fonction de la puissance émise par les deux synthétiseurs. $f_1 = 940$ MHz et $f_2 = 941$ MHz. $IM3 = 939$ MHz.

La puissance réfléchie du fondamental ($f_1 = 940$ MHz) est proportionnelle à la puissance d'agression jusqu'à un niveau d'environ 23 dBm. Cela indique un comportement quasi-linéaire du circuit suivant une pente 1 dB/dB. On ne distingue pas le point de compression associé à un comportement non-linéaire plus prononcé. La puissance de l'IM3 réfléchi est seulement mesurable lorsque le niveau de puissance P_{IN} dépasse les 10 dBm. On observe

d'abord une pente 3 dB/dB qui correspond à l'évolution théorique dans un comportement faiblement non-linéaire. Au-delà de 17 dBm se produit un léger changement de pente de l'IM3 dépendant fortement de la topologie générale du Switch RF. On entre, timidement, dans un régime dit fortement non-linéaire.

Une fois passé à travers le Switch, le signal d'entrée est amplifié par un LNA. Le choix s'est dirigé sur le ZX60-0916LN+ disponible chez le fabricant Mini-Circuits. Sa bande passante s'étend de 824 MHz à 960 MHz et répond parfaitement au standard GSM. Son rôle est crucial car il ajuste principalement la sensibilité du récepteur. La topologie de ce LNA est représentée sur la Figure 2.24. Il est basé sur un transistor bipolaire NPN Q1 dans une configuration émetteur-commun. La charge active formée par les transistors PNP Q2 et Q3 agit comme source de courant avec une résistance de sortie élevée. Cette source stable peut être utilisée pour linéariser l'amplificateur en compensant les non-linéarités dues à la résistance de sortie du transistor principal NPN et la transconductance non-linéaire. Le comportement non-linéaire de l'amplificateur pourrait donc être réduit.

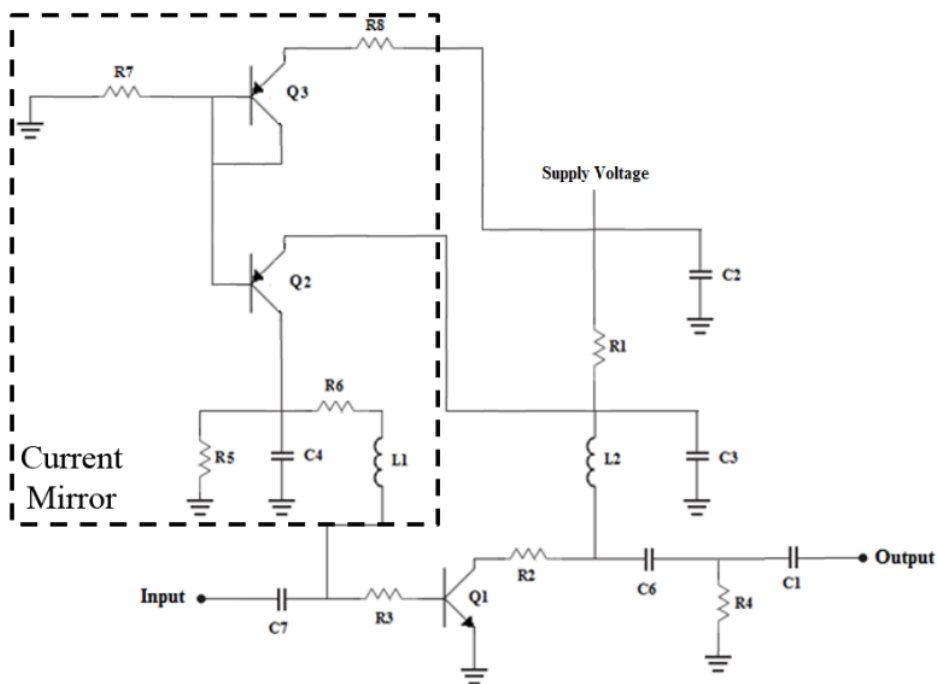


Figure 2.24 — Topologie électronique du LNA GSM ZX60-0916LN+.

Appliquons maintenant le test à deux fréquences sur ce LNA et mesurons la puissance réfléchie du fondamental et de l'IM3. Les résultats expérimentaux sont représentés sur la Figure 2.25.

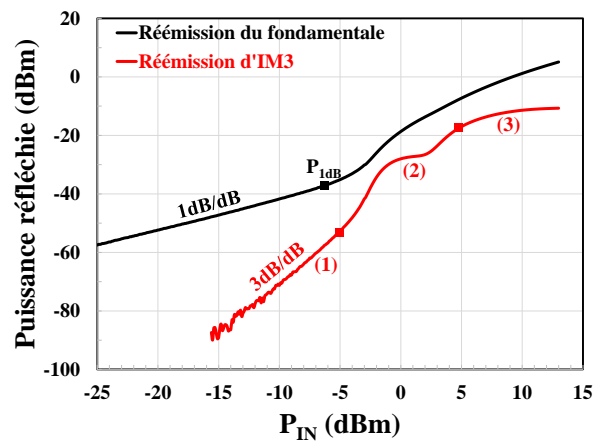


Figure 2.25 — Réémission d'IM3 et du fondamental par le LNA GSM ZX60-0916LN+ en fonction de la puissance émise par les deux synthétiseurs. $f_1 = 940$ MHz et $f_2 = 941$ MHz. IM3 = 939 MHz.

Le point de compression (P_{1dB}) en réflexion est atteint pour un niveau de puissance P_{IN} se trouvant aux alentours de - 6 dBm ($P_{1dB IN} = - 6$ dBm & $P_{1dB OUT} = - 37$ dBm). Il s'agit du point à partir duquel la pente n'est plus égale à 1 dB/dB et se mesure généralement en transmission. Rappelons que ce point limite, en théorie, le comportement faiblement non-linéaire d'un circuit lors d'une étude en transmission. Cependant, au-delà de ce point dans la partie (2), on observe un changement de la pente 3 dB/dB de l'IM3 réémise oscillant entre maxima et minima. Ces derniers sont induits à la fois par les différentes jonctions du LNA (transistors) ainsi que par la topologie électronique générale. On se situe dans un régime de forte non-linéarité mais sans atteindre aucune saturation. Ces phénomènes sont également rencontrés en transmission. Nous nous intéresserons à cette réponse fortement non-linéaire dans le chapitre 4.

En ce qui concerne l'IM3 réfléchi par le LNA, il devient mesurable à partir d'une puissance P_{IN} de - 15 dBm, bien avant celui du Switch RF. Il suit une pente 3 dB/dB théorique, dans la partie (1), jusqu'à environ - 5 dBm (concordance avec le P_{1dB} en réflexion) avant de subir différents changements de pente impactés par le fonctionnement de la jonction de l'amplificateur dans la partie (2). Ce régime est atteint plus rapidement que pour le Switch, pour une puissance P_{IN} plus faible. Enfin la partie (3) se produit aux alentours de P_{IN} égale à 5 dBm. Elle traduit une saturation de la réémission d'IM3 due à une limite en courant du LNA ou à une saturation du circuit se traduisant par un écrêtage des signaux mesurés.

Plaçons en cascade le Switch ZMSW-1211 et le LNA ZX60-0916LN+ afin de reproduire un front-end RF discret fonctionnant en mode réception. Dans la suite du manuscrit les cibles RF testées sont en mode réception. D'où l'intérêt de simuler l'injection et le couplage du signal sur l'accès antenne de l'élément RF. En observant la Figure 2.1, le chemin le plus court converge vers l'entrée du LNA. Le PA étant potentiellement excité par sa sortie, ce qui produit une très forte désadaptation et réflexion du signal. Réalisons la susceptibilité à l'intermodulation dont les résultats sont visibles sur la Figure 2.26.

La puissance de l'IM3 réfléchi par le LNA seul (Figure 2.25) est très proche de celle du RF front-End (Figure 2.26). On observe cependant un décalage sur la puissance P_{IN} . Cet écart est dû aux pertes d'insertions du Switch RF étant donné qu'il est mesurable en amont du LNA. Cela montre clairement que le Switch ne génère pas d'intermodulation à moins que le test à deux fréquences soit de très forte amplitude. Ainsi dans la réponse du front-end discret, on retrouve des changements de pente (minima ou maxima) désignant pour les premiers le LNA et pour le second le Switch.

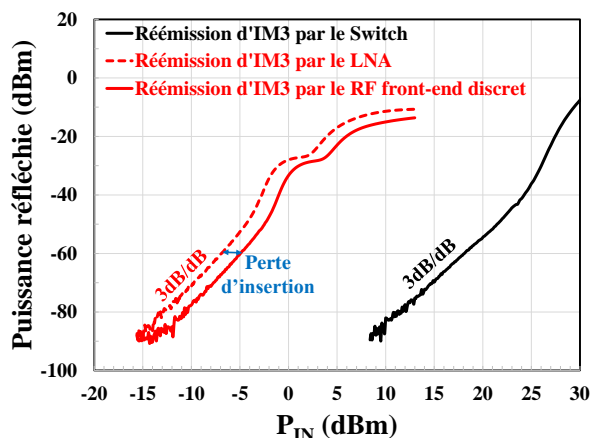


Figure 2.26 — Réémission d'IM3 et du fondamental par le front-end discret en fonction de la puissance émise par les deux synthétiseurs. $f_1 = 940$ MHz et $f_2 = 941$ MHz. IM3 = 939 MHz.

Pour confirmer les expériences et aller plus loin dans nos investigations, des simulations numériques ont été réalisées. Étant donné que les topologies des circuits RF discrets sont connues, la simulation électrique de type SPICE complète ce travail. Afin de calculer les niveaux d'intermodulation, nous utilisons la technique d'analyse *Harmonic Balance* HB [88]. C'est une méthode de calcul dans le domaine fréquentiel et temporel pour la simulation de circuits et de systèmes non-linéaires. HB est bien adaptée pour la simulation des circuits non-

linéaires RF. La simulation HB sera présentée plus en détail dans le chapitre 4. La Figure 2.27 montre l'évolution des IM3 réfléchis du RF front-end discret.

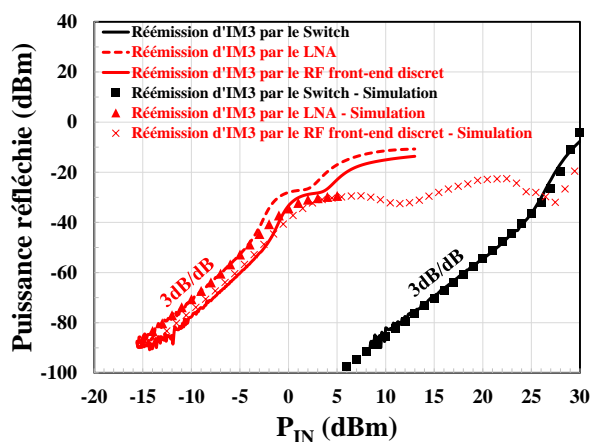


Figure 2.27 — Comparaison entre expérimentation et simulation HB de la réémission d'IM3 par le front-end discret en fonction de la puissance émise par les deux synthétiseurs. $f_1 = 940$ MHz et $f_2 = 941$ MHz. IM3 = 939 MHz.

Les résultats expérimentaux sont comparés avec les résultats numériques. Un très bon accord est obtenu, entre simulation et expérimentation, quel que soit le circuit étudié. À des niveaux plus élevés l'accord n'est plus aussi bon. Ceci vient du fait que le modèle des composants actifs disponibles sur le logiciel *Advanced Design System ADS* (diodes & transistors) n'est pas optimisé pour le fort signal. Ces résultats (numériques et expérimentaux) confirment le rôle crucial du LNA dans la génération du niveau de distorsion, et notamment de l'IM3, réfléchi mesurée sur un émetteur-récepteur RF. La simulation permet cependant, malgré quelques désaccords à fort signal, d'augmenter la puissance d'émission sans provoquer de destruction du LNA, contrairement à l'expérimentation. Ainsi on peut observer en simulation l'évolution de l'IM3 réfléchi, sur la Figure 2.27, du front-end discret jusqu'à une puissance de 27 dBm. On retrouve, d'autant plus, un très bon accord comme décrit précédemment. Dans les prochaines mesures sur des fonctions intégrées inconnues, l'enjeu est de lier la mesure en réflexion à la mesure en transmission afin d'attester de l'extraction d'information internes et contenues dans le LNA. Cette comparaison de la raie d'IM3 réfléchi ou transmise peut aussi se faire avec des systèmes discrets. L'idée est donc de se rapprocher au plus de systèmes actuels dans lesquels les front-ends sont intégrés sur une même puce (circuit MMIC).

2.3.4 Mesures sur des fonctions RF intégrées

Le balayage en fréquence ne sera pas effectué dans cette partie du fait que nous connaissons parfaitement les bandes de fonctionnement de nos puces. Le test à deux fréquences est injecté avec une puissance des deux fréquences strictement identique et avec un Δf égale à 1 MHz. Toutes les expérimentations sont effectuées lorsque les puces RF sont configurées dans un mode de réception. Comme dit précédemment lorsque l'émetteur-récepteur est en mode émission, le signal d'excitation du radar à intermodulation entre par la sortie du PA. Nous verrons des observations concernant la raie d'IM3 réfléchi d'un PA dans le chapitre 4.

La susceptibilité à l'intermodulation des puces intégrées est estimée et comparée sur une large gamme de puissances d'entrée. Quatre puces RF fonctionnant dans les principales normes de communication (UHF, GSM, Wi-Fi) sont testées. Une image de ces puces soudées sur leur carte d'évaluation respective est illustrée sur la Figure 2.28.

La puce RFFM6404 est un module RF dédié aux applications répondant aux bandes ISM entre 430 MHz et 450 MHz. Il répond à la nécessité d'une réduction de la taille des front-ends RF dans les équipements de communication modernes. La RFFM6404 contient un Switch SPDT intégré, un filtre d'harmonique intégré pour la partie émission et un LNA.

La RF2418 est un module RF de réception pouvant être utilisé pour des applications UHF et/ou GSM. La puce contient tous les composants requis pour implémenter les fonctions RF du récepteur. Il contient un LNA, un autre amplificateur RF, un mélangeur GaAs FET. L'entrée et la sortie du LNA sont disponibles.

La RFFM4203 fournit une solution intégrée complète dans un seul module RF pour le Wi-Fi 802.11b/g/n/ac ainsi que pour les systèmes Bluetooth. Il intègre un PA de 2,4 GHz à 2,5 GHz, un LNA et du filtrage pour le rejet des harmoniques.

La RF6535 intègre également une solution complète dans un seul module pour les applications Wi-Fi et ZigBee dans la bande 2,4 GHz à 2,5 GHz. Ce module RF, ou front-end, intègre le PA et son filtre harmonique en émission et un LNA pour la réception. Afin d'améliorer la compréhension de ses fonctions RF intégrées, décrivons l'architecture de cette puce observée sur la Figure 2.28 e). Un premier Switch sélectionne les chemins ANT1 ou ANT2. Un second sélectionne les chemins Tx ou Rx. Dans le trajet d'émission (Tx), le signal est amplifié par un amplificateur de puissance (PA) et dans le trajet de réception (Rx), le signal est amplifié par un amplificateur à faible bruit (LNA). C'est une architecture hétérodyne

typique d'un émetteur-récepteur sans-fil. On retrouve une très forte similarité entre les différentes puces RF testées.

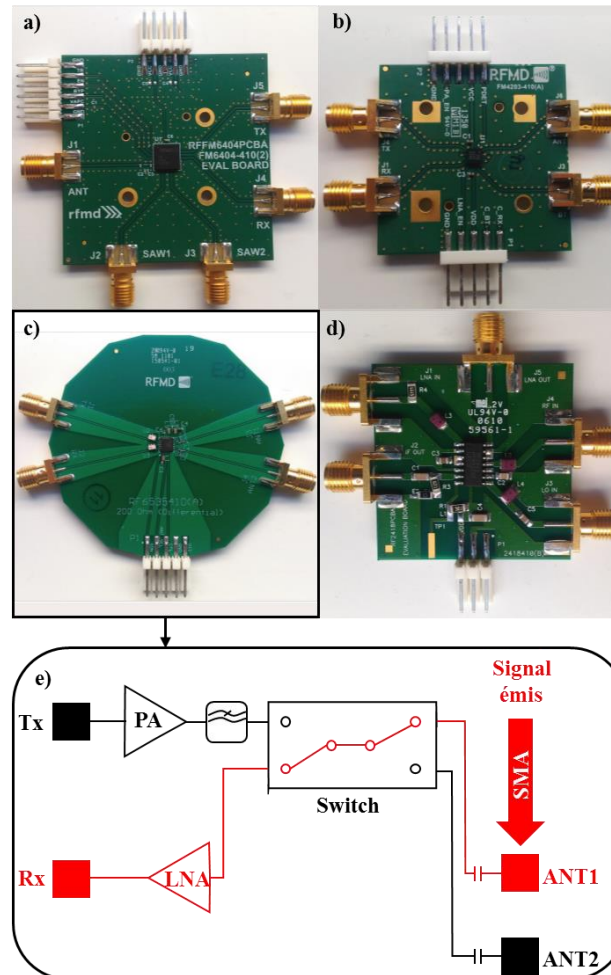


Figure 2.28 — Puces RF : a) RFFM6404 b) RFFM4203 c) RF6535 d) RF2418 e) Architecture hétérodyne Wi-Fi du front-end RF6535.

Ces puces RF intégrées sont fabriqués par le fabricant Qorvo. Ils offrent la possibilité de mesurer le signal sur les différentes entrées possibles d'un RF front-end. Des tests peuvent être menés aussi bien en réflexion qu'en transmission.

On définit un rapport entre la puissance du fondamental et la puissance de la raie d'intermodulation. Ce rapport de distorsion signal-intermodulation (*InterModulation Ratio* IMR), montré sur (2.21), est la caractéristique la plus courante pour définir la non-linéarité d'un récepteur RF en mode transmission (ou direct) [14]. À l'aide des relations (2.21) et (2.16), montrant l'évolution de la puissance d'IM3 en P^3 , on peut déduire une évolution de la puissance de l'IMR à faible puissance en -2 dB/dB sur (2.22).

$$IMR[dB] = P_{Fund} [dBm] - P_{IM3} [dBm] \quad (2.21)$$

$$IMR[dB] = -2P_{IN} [dB] + \Omega_3 [dB] + GAIN_{LNA} [dB] \quad (2.22)$$

Dans ce manuscrit, nous redéfinissons cet IMR tel qu'il est obtenu à partir des résultats réfléchis, à savoir l'IMR réfléchi. Dans les systèmes sans-fil commerciaux, les mesures en réflexion effectuées à l'entrée de l'antenne sont toujours possibles contrairement aux mesures dans un mode direct nécessitant un port de mesure situé à l'intérieur du système et très souvent indisponible. Le port antenne est donc un point d'entrée intéressant pour estimer les propriétés non-linéaires d'un récepteur RF. Comme dit précédemment l'enjeu est de lier la mesure en réflexion de la mesure en mode direct. Dans la suite du chapitre, l' IMR_R définit l'IMR en mode réflexion et l' IMR_T définit l'IMR en mode direct.

On s'intéresse également au point d'interception classique de troisième ordre IP3 (*Intercept Point 3*) [14]. Ce dernier est un facteur de mérite important pour caractériser la distortion d'intermodulation des dispositifs RF. Il est possible de l'extraire seulement si les deux fréquences composant le test d'intermodulation sont de même niveau de puissance lors du couplage sur le LNA de la puce RF testée. La Figure 2.29 présente la puissance de sortie au fondamental à la fréquence de 2400 MHz ainsi que la puissance d'IM3 mesurée en transmission correspondant à l'une des bandes latérales (IM3 inférieur) en fonction de la puissance P_{IN} .

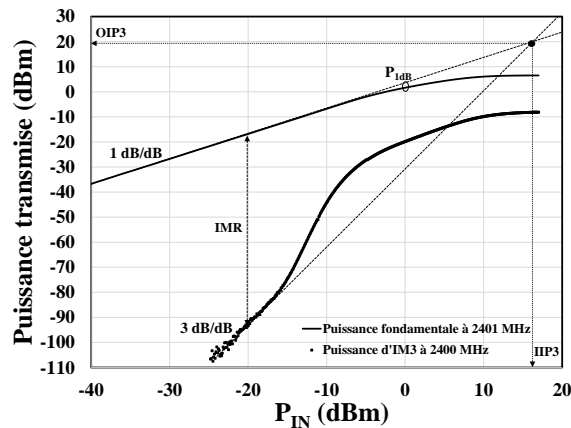


Figure 2.29 — Puissance d'IM3 et fondamentale mesurées à la sortie du module RF6535, configuré dans un chemin de réception, en fonction de la puissance en sortie des synthétiseurs. $f_1 = 2401$ MHz et $f_2 = 2402$ MHz. La fréquence de l'IM3 est de 2400 MHz. Illustration de la méthode d'extrapolation de l'IIP3 et de l'IMR.

Comme le montre la Figure 2.29, ce point IP3 est obtenu expérimentalement en extrapolant à la fois la pente 1 dB/dB de la puissance au fondamental et la pente 3 dB/dB de la puissance d'intermodulation d'ordre 3. Ces extrapolations se font à de faibles puissances ou seulement le régime faiblement non-linéaire de l'élément RF est excité. L'intersection de ces deux extrapolations forme la valeur de l'IP3 prise sur l'abscisse, on définit alors le point d'interception d'ordre 3 en entrée du système RF, on le note IIP3.

L'IIP3 peut être directement extrait en utilisant l'IMR. À l'aide de (2.21) et (2.22), on constate que lorsque la pente - 2 dB/dB de l'IMR extrapolée à faible puissance intercepte la valeur de 0 dB, on obtient à nouveau l'IIP3. On rappelle qu'à la valeur de la puissance P_{IN} doivent être soustraites les pertes d'insertions du banc de test en mode conduit comme défini précédemment ainsi que des pertes des câbles évaluées à environ 2 dB lors de ces expérimentations.

La Figure 2.30 montre ces mêmes grandeurs en mode réflexion. Des tendances similaires sont observées dans les modes réfléchi et direct. En comparant ces deux modes, à de forts niveaux de puissance, les mêmes changements de pente apparaissent à des niveaux de P_{IN} semblable, on voit cependant apparaître une différence dans l'évolution de l'IM3.

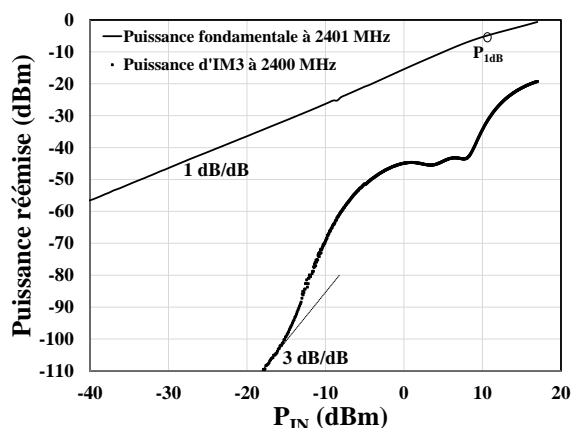


Figure 2.30 — Réémission de la puissance d'IM3 et fondamentale du module RF6535, configuré dans un chemin de réception, en fonction de la puissance en sortie des synthétiseurs. $f_1 = 2401$ MHz et $f_2 = 2402$ MHz. La fréquence de l'IM3 est de 2400 MHz.

En mode direct, les deux courbes saturent vers des valeurs de puissance P_{IN} identiques. La saturation est cependant moins prononcée lors de la mesure de la réémission de la puce RF6535. L'explication la plus probable implique qu'une saturation du dispositif est causée par l'écrêtage de la tension ainsi que du courant imposé par l'étage de sortie. La distorsion

d'intermodulation mesurée à l'entrée montre une saturation moins prononcée (le niveau d'IM3 réfléchi continue d'augmenter) et présente une évolution légèrement différente de la puissance transmise. On peut extrapoler ces courbes afin d'évaluer l'IIP3 à la fois en réflexion et en direct. La Figure 2.31 montre l'évolution des deux rapports IMR_R et IMR_T en fonction de la puissance en sortie des synthétiseurs permettant d'extraire expérimentalement les points $IIP3_R$ (en mesurant la réémission de l'élément RF) et $IIP3_T$ (en mesurant la puissance en sortie du LNA).

Les valeurs concernant la puce RF6535 sont alors sensiblement similaires :

- $IIP3_R = 9,8 \text{ dB}$
- $IIP3_T = 8,6 \text{ dB}$

En conséquence, le test proposé en réflexion via l'entrée antenne peut aboutir à une valeur de mérite suffisamment précise pour estimer les propriétés non-linéaires d'un système RF même si nous n'avons pas accès à sa sortie.

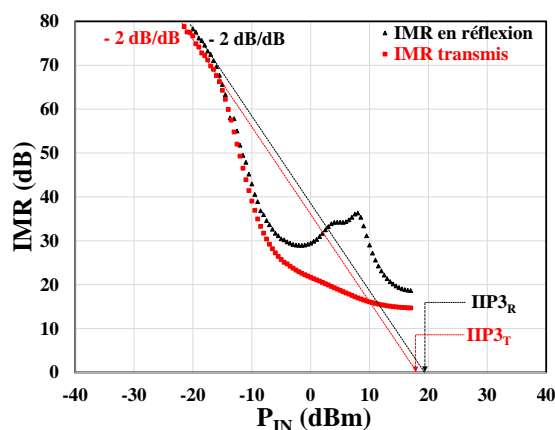


Figure 2.31 — Evolution des IMR_R et IMR_T de la puce RF6535 en fonction de la puissance des synthétiseurs. Extraction des $IIP3$ en réflexion et transmission. $f_1 = 2401 \text{ MHz}$ et $f_2 = 2402 \text{ MHz}$. La fréquence de l'IM3 est de 2400 MHz .

Pour valider cette hypothèse, nous avons appliqué notre méthode de test à l'ensemble des puces RF disponibles afin de procéder à un test comparatif de ces différents récepteurs. Pour chaque puce RF présentée précédemment, nous avons mesuré l' IMR_R et l' IMR_T dans leur

bande passante respective (les fréquences d'excitations f_1 et f_2 se situent au point central de la bande) et extrait le facteur de mérite $IIP3_R$ et $IIP3_T$.

La Table 2.6 présente les résultats de mesures. La Figure 2.32 montre l' IMR_R pour les différentes puces.

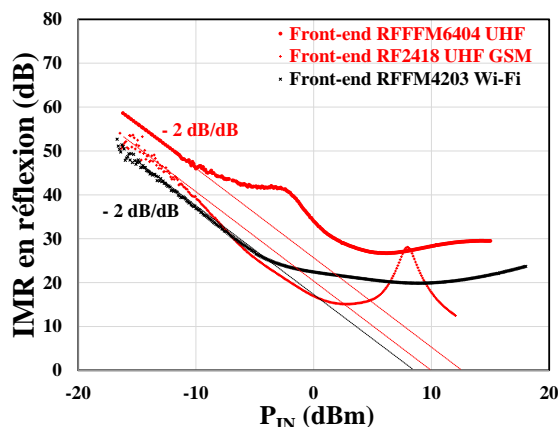


Figure 2.32 — Evolution de l' IMR_R en fonction de la puissance P_{IN} pour différentes puces RF intégrées.

Dans tous les cas, la comparaison entre $IIP3_R$, extrait de la Figure 2.32, et $IIP3_T$, non présenté sur la courbe, montre des valeurs très proches avec une différence typique de seulement 1 dB. Au moyen de cette comparaison sur de nombreux dispositifs différents, nous validons la procédure de mesure proposée en nous concentrant sur le signal réémis par le récepteur RF pour informer quantitativement de son comportement non-linéaire.

Table 2.6 — Comparaison des $IIP3$ réémis et transmis des différentes puces RF disponibles.

	RFFM6404	RF2418	RFFM4203	RF6535
$IIP3_R$ [dB]	5,4	2,4	-1,6	9,8
$IIP3_T$ [dB]	6,5	3,2	-0,2	8,6

Divers paramètres ont été extraits et peuvent servir d'indicateurs pertinents de performances d'un circuit RF en termes de distorsion d'intermodulation. Ces mesures permettent de dire que la non-linéarité interne du LNA mesurée en réflexion est totalement liée avec la non-linéarité en mode direct donnée par les différents fondeurs (dans les *datasheet*). La validation (et/ou la preuve que l'IM3 est mesurable en réflexion) de l'utilisation du test à intermodulation sur les fonctions discrètes et les puces RF nous amènent à l'étape suivante, à savoir la susceptibilité à l'intermodulation de cibles RF commerciales et opérationnelles. Il sera alors

possible d'observer les ordres de grandeurs des niveaux de réémission d'IM3 en vue du dimensionnement du radar à intermodulation pour l'optimisation de la détection aussi bien en termes de quantité de puissance rayonnée qu'en termes de distance de détection.

2.3.5 Mesures sur des cibles RF commerciales

L'étude est maintenant étendue à des systèmes de communication sans-fil complets. Deux émetteurs-récepteurs commerciaux sont choisis. Les tests en mode conduit suivant le protocole de mesure défini précédemment sont maintenant effectués sur un émetteur-récepteur GSM et un Talkie-Walkie UHF. L'injection du signal radar à deux fréquences se fait sur le seul accès disponible, l'accès antenne des cibles commerciales. Le test à deux fréquences est injecté avec une puissance des deux fréquences strictement identique et avec un Δf égale à 1 MHz. L'analyseur de spectre est configuré pour la mesure du maximum.

Le modem GSM CT63 est une unité autonome équipée de la dernière technologie GSM/GPRS du fabricant CINTERION (anciennement SIEMENS). La fonctionnalité *Quad-Band* permet un fonctionnement sur toutes les fréquences GSM. Nous concentrons nos mesures sur la bande de fréquence de communication utilisée en Europe qui va de 921 MHz à 960 MHz pour une configuration en réception.

Le Talkie-Walkie BAOFENG UV-5R est un émetteur-récepteur portable bi-bande UHF/VHF. Les mesures se font dans la bande de fréquence de communication UHF comprise entre 400 MHz et 480 MHz. Dans un premier temps un balayage en fréquence est réalisé sur les deux cibles commerciales afin de récupérer leur bande passante dite vulnérante via la mesure de la réémission d'IM3.

On observe sur la Figure 2.33 l'évolution du niveau de puissance d'IM3 réfléchi par le Talkie-Walkie en fonction de la fréquence ou se crée cette raie harmonique. On voit apparaître une bande vulnérante allant d'environ 300 MHz à 480 MHz. La bande de fréquence UHF définie par le constructeur (400 MHz à 480 MHz) est bien identifiée et directement reliée au standard de communication connu de la littérature, l'UHF.

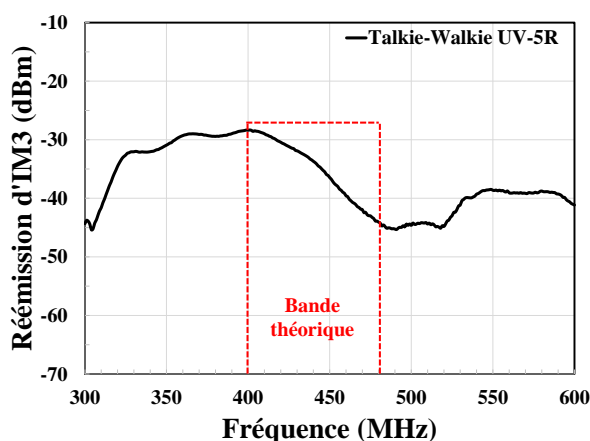


Figure 2.33 — Réémission d'IM3 par le Talkie-Walkie en fonction de la fréquence. La puissance du signal radar en sortie des synthétiseurs P_{IN} vaut 0 dBm.

De la même manière, le modem CT63 est placé sous-test et subit un balayage en fréquence. La Figure 2.34 montre l'évolution de quantité d'IM3 réémis par le modem en fonction de la fréquence.

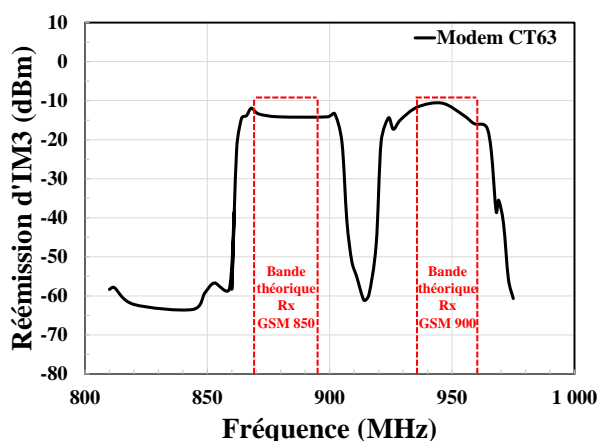


Figure 2.34 — Réémission d'IM3 par le modem GSM en fonction de la fréquence. La puissance du signal radar en sortie des synthétiseurs P_{IN} vaut 0 dBm.

On observe la présence de deux bandes passantes. On peut bien observer l'effet des filtres du modem. En effet les IM3 sont filtrés en dehors des bandes de réception acceptées par le modem. En dessous de 800 MHz aucun IM3 n'est observé, on distingue une bande plate entre environ 860 et 910 MHz correspondant à la bande Rx - GSM 850, directement après cette dernière on observe une forte chute du niveau de puissance des IM3. On peut voir alors le comportement d'un filtre très sélectif en fréquence (*Surface Acoustic Wave SAW*) typiquement utilisé dans ce type de module de communication. On observe ensuite une se-

conde bande plate allant d'environ 925 à 970 MHz (Rx - GSM 900), avant de voir un effet de filtrage et une chute des IM3 réfléchis. Les deux bandes plates observées correspondent bien aux bandes de travail du modem, à savoir la réception. Au-delà de 970 MHz les IM3 chutent et disparaissent. On peut noter que la mesure de la réémission d'IM3 permet de récupérer les bandes passantes de systèmes RF commerciaux et totalement inconnues.

Par contre aucune bande d'émission n'apparaît. Un switch est placé par défaut en position réception, étant donné que notre modem n'émet aucun signal, ces sorties d'émission sont donc fermées par le Switch. Ceci peut expliquer pourquoi il est impossible d'observer le comportement des filtres passe-bande placés derrière ou devant les accès d'émission du modem. Le niveau de puissance de la réémission d'IM3 est donc beaucoup plus faible voire nul.

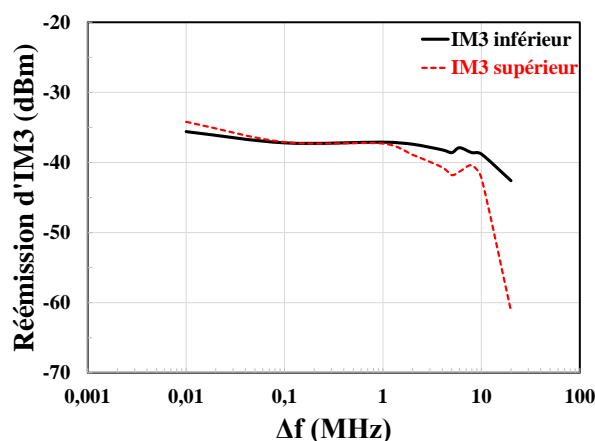


Figure 2.35 — Puissance de l'IM3 réfléchi par le modem GSM en fonction de l'écart en fréquence Δf .

Avant de continuer, on s'intéresse rapidement à la dissymétrie des produits d'IM3. Reprenons le modem GSM et injectons le signal radar respectivement aux fréquences 947 MHz et 948 MHz. Lors de nos expérimentations, on considère que l'IM3 inférieur ($2f_1 - f_2$) est strictement identique à l'IM3 supérieur ($2f_2 - f_1$). Il existe cependant une différence entre ces deux grandeurs due à une fonction de transfert (dans les bandes passantes) des cibles commerciales rarement plates et homogènes en termes de niveau de puissance. Ce qui provoque une différence d'amplitude entre f_1 et f_2 se retrouvant directement dans la génération des IM3 si l'on observe les relations théoriques montrées en début de chapitre. On fixe les niveaux de puissance des deux excitations f_1 et f_2 à -5 dBm en sortie des synthétiseurs. On observe maintenant l'évolution des produits d'IM3 réfléchis en fonction du Δf . La Figure 2.35

montre que plus l'écart en fréquence entre les deux interférents est grand plus les puissances des IM3 diminuent.

On note que les niveaux de puissance des deux produits d'IM3 sont sensiblement identiques jusqu'à un écart de fréquence entre les deux tons de 1 MHz. Au-delà d'un Δf égale à environ 5 MHz le niveau de puissance des produits d'IM3 chute. En effet une augmentation du Δf crée une potentielle dissymétrie entre les deux fréquences f_1 et f_2 illustrée sur la Figure 2.36. Par exemple lors de l'injection du signal d'excitation, la fréquence f_1 peut se coupler dans la bande passante de l'antenne (et/ou du modem) mais la fréquence f_2 se trouvant séparée de 5 MHz peut se retrouver hors bande et subir une forte perte de puissance.

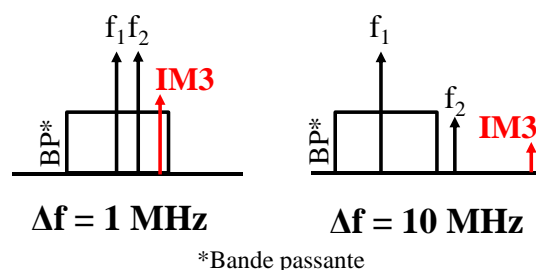


Figure 2.36 — Schéma simplifié illustrant la chute en puissance de la réémission d'IM3 lors de l'augmentation du Δf .

Lors de l'arrivée du signal sur le LNA, la génération de l'IM3 est réalisée par deux fréquences de niveau de puissance différent. Ce phénomène s'amplifie lorsque le Δf augmente. On peut donc supposer que cette chute de puissance de l'IM3 réfléchi est due à un effet de filtrage (dus aux nombreux filtres présent dans le modem). Le Δf doit être alors le plus faible possible, c'est pourquoi dans ce manuscrit nous avons fixé un Δf de 1 MHz alimenté par le fait que peu de standard de communication ont des bandes passantes inférieur à 5 MHz.

Les bandes de fréquences étant maintenant identifiées, un balayage en puissance est réalisé sur les cibles commerciales dans leur bande respective. Les fréquences incidentes f_1 et f_2 sont fixent. Ces mesures vont nous permettre d'observer les ordres de grandeurs en termes de quantité d'IM3 réémise par une cible RF opérationnelle. Cette connaissance de la susceptibilité à l'intermodulation d'ordre 3 sur des systèmes complets va permettre une optimisation de la mise en place du radar à intermodulation, mais également une certitude sur la faisabilité d'une détection d'électronique communicante à distance via l'observation de l'IM3.

Le Talkie-Walkie subit alors un balayage en puissance. Les fréquences f_1 et f_2 sont fixent et valent respectivement 401 MHz et 402 MHz. On observe alors sur la Figure 2.37

l'évolution de la réémission d'IM3 du Talkie-Walkie en fonction de la puissance en sortie des synthétiseurs P_{IN} . La raie d'IM3 réfléchi suit une évolution classique en pente 3 dB/dB à faible puissance incidente jusqu'à une valeur de - 28 dBm. Cette évolution est définie par le coefficient de non-linéarité Ω_3 comme le montre la relation (2.16). Au-delà de - 28 dBm, on retrouve des comportements similaires, lors de l'entrée dans un régime fortement non-linéaire, observés et expliqués lors de l'étude sur les fonctions discrètes RF. Les deux minima, respectivement observés à une puissance P_{IN} d'environ - 12 dBm et de 3 dBm, représentent pour le premier le LNA et pour le second le Switch RF en suivant nos hypothèses faites dans la partie précédente. Pour rappel, on a pu séparer la courbe de la réémission de puissance d'IM3 par un élément RF en 3 parties distinctes que l'on retrouve parfaitement sur un système commercial.

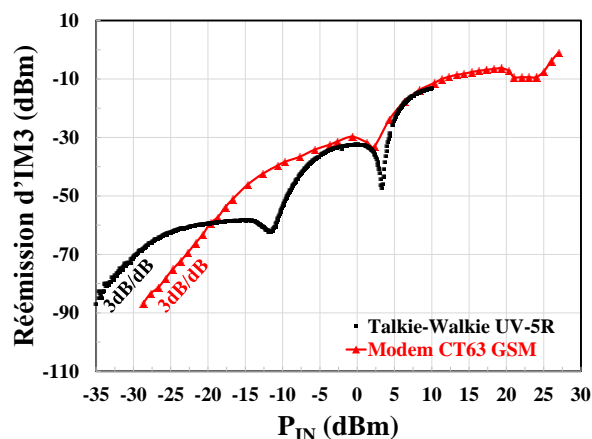


Figure 2.37 — Réémission d'IM3 par le modem GSM ainsi que par le Talkie-Walkie en fonction de la puissance émise par les deux synthétiseurs.

Le modem GSM subit à son tour le balayage en puissance. Les fréquences f_1 et f_2 sont fixes et valent respectivement 946 MHz et 947 MHz. On observe alors sur la même Figure 2.37 l'évolution de la réémission d'IM3 du modem en fonction de la puissance P_{IN} . La raie d'IM3 réfléchi suit une évolution classique en pente 3 dB/dB jusqu'à une valeur de - 16 dBm. Au-delà de cette puissance on se situe dans un régime de forte non-linéarité. De même que pour le Talkie-Walkie, on retrouve à nouveau deux minima (à 2 dBm pour le premier et 22 dBm pour le second) correspondant, de manière hypothétique, aux deux fonctions principales et premières d'un récepteur RF, à savoir le LNA et le Switch. Ces deux tracés de la Figure 2.37 permettent d'estimer avec précision les puissances d'IM3 réfléchies mises en jeu. L'enjeu est donc maintenant de retrouver ces réponses non plus en mode conduit mais à distance (dans un mode rayonné) afin d'analyser le signal réémis et d'en déduire une détection

de systèmes RF. Pour ce faire le banc de test du radar à intermodulation est conçu et développé entièrement dans le laboratoire universitaire de l'IES à Montpellier. Sa faisabilité, ses caractéristiques et ses performances sont directement dépendantes des mesures et des analyses faites dans ce chapitre. Nous pouvons maintenant présenter et optimiser ce radar à intermodulation.

Chapitre 3

Mise en place expérimentale du radar à intermodulation

TABLE DES MATIERES

3.1 POSITIONNEMENT ET CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES	75
3.2 PRÉSENTATION DU BANC DE TEST RADAR LARGE-BANDE ET DE CES ÉLÉMENTS ASSOCIÉS	76
3.2.1 Mise en place du protocole de détection	77
3.2.2 Limitations identifiées lors de la conception.....	78
3.2.3 Éléments constituant le banc de test du radar à intermodulation à 2 antennes	86
3.3 ANALYSES, RÉSULTATS ET ESTIMATIONS DES PORTÉES DE DÉTECTION SUR DIFFÉRENTES CIBLES RF	89
3.3.1 Premières mesures sur le Talkie-Walkie BAOFENG UV-5R	92
3.3.2 Bilan de liaison réaliste	94
3.3.3 Autres mesures et estimations des portées de détection.....	99
3.4 BANC DE TEST DU RADAR IM3 À UNE SEULE ANTENNE.....	106
3.4.1 Mise en place.....	106
3.4.2 Résultats et comparaison des radars à intermodulation développés.....	109
3.5 PLATEFORME DE DÉTECTION	113

Dans ce chapitre, nous allons montrer la faisabilité d'une détection de dispositifs RF par un radar non-linéaire à intermodulation. Les caractéristiques techniques sont rapidement exposées en ce début de chapitre. Un radar non-linéaire (H2 et/ou IM3) souffre quelquefois d'un bilan de liaison défavorable, comme vu dans le chapitre 1, qui doit être pris en compte dans sa conception. Un radar non-linéaire H2 se couple généralement ailleurs que par l'accès antenne, ce qui peut améliorer son bilan de liaison comparativement à celui du radar IM3.

Pour y faire face et améliorer les performances (portée de détection), deux critères majeurs sont à noter. Sa puissance d'émission doit être la plus grande possible, l'ordre de grandeur se situe de 10 à 100 W, tout en ayant un niveau de sensibilité du récepteur radar le plus bas possible. Nous identifions alors les moyens expérimentaux nécessaires à la mise en place du banc de test radar s'inspirant très fortement du banc de test en mode conduit. Nous examinerons, dans un premier temps, les fréquences parasites pouvant pénaliser le fonctionnement d'un radar non linéaire. Pour ce faire une méthodologie rigoureuse extrapolée du chapitre 2 est suivie afin d'estimer ou de quantifier la présence de produits d'intermodulation d'ordre 3 ré-

siduels sur le système de réception du radar et de s'en affranchir. En effet ces harmoniques sont susceptibles de perturber ou de limiter la portée de détection de la cible communicante étant donnée les faibles puissances d'IM3 à mesurer. Après cette phase de calibration, un protocole de détection est défini, suivi, puis testé sur un panel de cibles communicantes. Ces premiers tests dans un environnement opérationnel vont nous permettre de proposer des règles de conception visant à repousser les limites de détection, aussi bien en distance qu'en capacité. De ses nombreux résultats sur différentes cibles RF, un modèle semi-empirique est créé offrant ainsi des estimations de portée du radar à intermodulation basé sur l'équation de Friis.

3.1 Positionnement et caractéristiques techniques

La mise en place du banc de test radar s'appuie sur un cahier des charges défini par Thales. Ce radar doit être capable d'identifier la présence et d'identifier certaines fonctions électroniques (par exemple, un port E/R GSM, un port E/R Talkie-Walkie, un port WiFi ...). Les domaines d'activité visés sont en lien avec des applications où la détection et la caractérisation d'électronique constitue un apport opérationnel. Il peut s'agir de problème de sécurité (colis suspect), de lutte anti-IED/EEI ou de guerre électronique GE (meilleure efficacité de brouillage ou de leurrage) exposés sur la Figure 3.1.

Le prototype du radar IM3 doit être capable d'interagir avec un maximum de dispositifs RF. C'est pour cela que sa bande passante s'étend de 400 MHz à 2500 MHz. On retrouve dans cette gamme de fréquence aussi bien les Talkie-Walkie, les récepteurs GSM, que les récepteurs présents dans la bande dite « amateur », à savoir 2,4 GHz. Sa puissance d'émission doit éviter toute destruction éventuelle du dispositif RF à détecter et être en relation avec le type d'application possible (selon le niveau de dangerosité pour l'utilisateur).

Une faible puissance de rayonnement sera plus propice à des activités se rapprochant du contact Homme-Cible, alors qu'un rayonnement puissant peut définir des applications où le radar est situé et isolé sur un porteur (véhicule, robot ...). Nous allons optimiser le choix du niveau de puissance tout au long de ce chapitre afin d'en définir une zone optimale. Un enjeu du radar se porte donc sur l'optimisation du seuil de détectabilité de la raie d'IM3. En effet plus la distance de détection augmente et plus cette fréquence, contenant l'information de la cible, aura un niveau de puissance faible. L'objectif est d'approcher des distances de détection avoisinant ou étant supérieur à la dizaine de mètre. Il est maintenant possible de sélectionner

les différents éléments expérimentaux constituant ce radar peu commun, ce que nous allons mettre en place dans la section suivante.

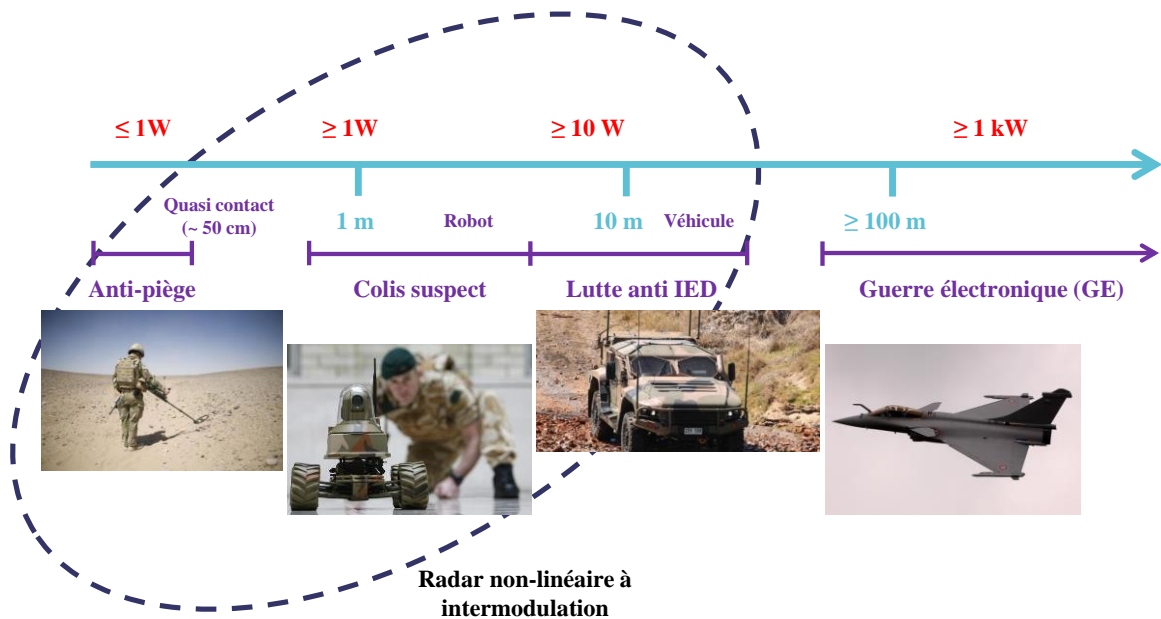


Figure 3.1 — Domaines d'applications possibles du radar non-linéaire à intermodulation. Observation d'une proportionnalité entre puissance d'illumination et distance de détection.

3.2 Présentation du banc de test radar large-bande et de ces éléments associés

Comme exposé dans le chapitre précédent, l'extraction de la raie d'IM3 d'un dispositif RF nécessite la mise en place d'un système d'émission à deux fréquences simultanées. Pour rappel ces deux fréquences f_1 et f_2 sont espacées d'un Δf égale à 1 MHz. Cet espacement doit être inférieur à la bande passante des différents standards de communication installés dans les nombreux émetteurs/récepteurs commerciaux.

Le schéma de principe du radar à intermodulation est proposé sur la Figure 3.2. Il présente les éléments essentiels permettant son fonctionnement. Le radar est scindé en deux parties, on retrouve un système d'émission et un système de réception. La partie émettrice contient les deux synthétiseurs fournissant les fréquences f_1 et f_2 . Elles sont ensuite combinées avant d'être rayonnées par l'antenne d'émission. La partie émission est constituée d'une an-

tenne de réception directement reliée à un analyseur de spectre afin de détecter et quantifier la raie d'intermodulation d'ordre 3 provenant de la cible communicante potentielle.

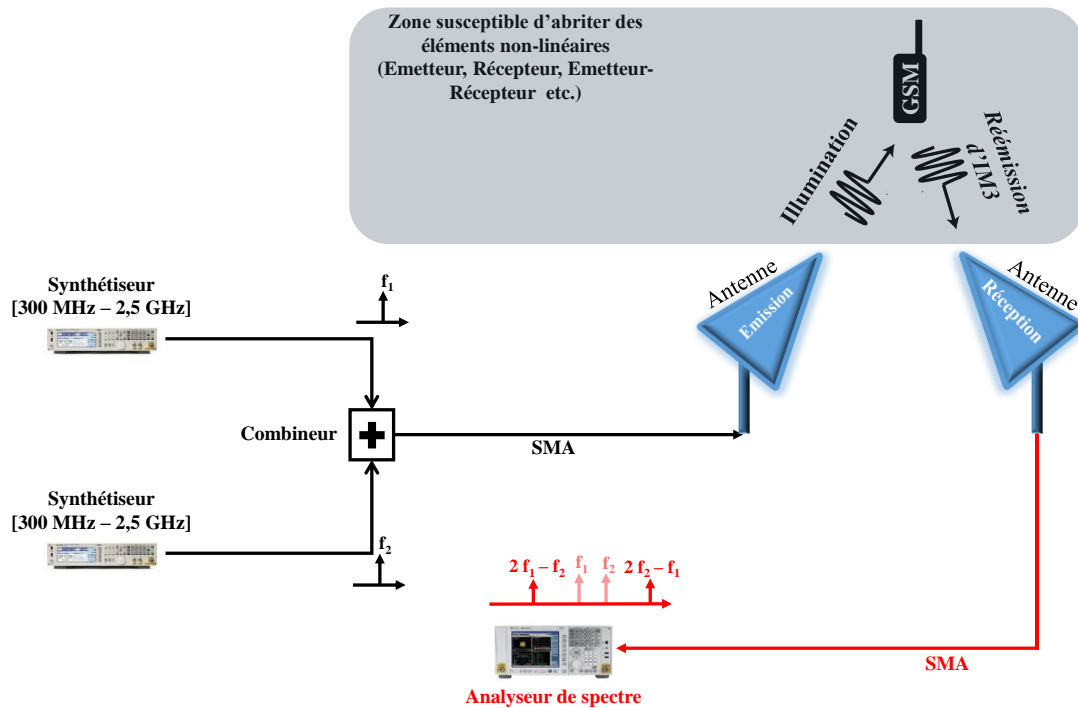


Figure 3.2 — Schéma de principe du banc de test radar à intermodulation en utilisation.

3.2.1 Mise en place du protocole de détection

Avant de continuer, il est nécessaire de mettre en place une méthodologie permettant la détection d'un dispositif RF. Elle s'inspire totalement du protocole utilisé lors des mesures faites sur la susceptibilité à l'intermodulation et traitées dans le chapitre 2. Un balayage fréquentiel est effectué le long de la bande passante du radar. Il va permettre de repérer des bandes de fréquences vulnérantes. Ce repérage pourra amener à l'identification, ou à la discrimination, du standard utilisé (GSM, 3G, etc.) par le système RF.

La seconde étape consiste à réaliser un balayage en puissance de la raie d'IM3 dans les bandes de fréquences vulnérantes identifiées. Ce balayage va permettre d'estimer les performances du radar. Ce balayage permet également d'entrer dans une phase d'identification et de discrimination (émetteur ? récepteur ? etc.). Cette étude fera l'objet du chapitre suivant. Le protocole est résumé sur la Figure 3.3.

La mesure de la raie IM3 d'un dispositif RF peut-être parfois difficile en raison d'un faible niveau de puissance. Nous pouvons ajouter en plus de ce faible niveau des pertes liées au développement du radar en mode rayonné, et notamment les pertes de propagation.

Dans un premier temps, une attention toute particulière doit être portée sur l'émission éventuelle de fréquences harmoniques. L'étude sur le banc de test en mode conduit dans le chapitre précédent est reprise, en grande partie, lors de la mise en place du radar où les mêmes problématiques de génération d'harmoniques parasites refont surface.

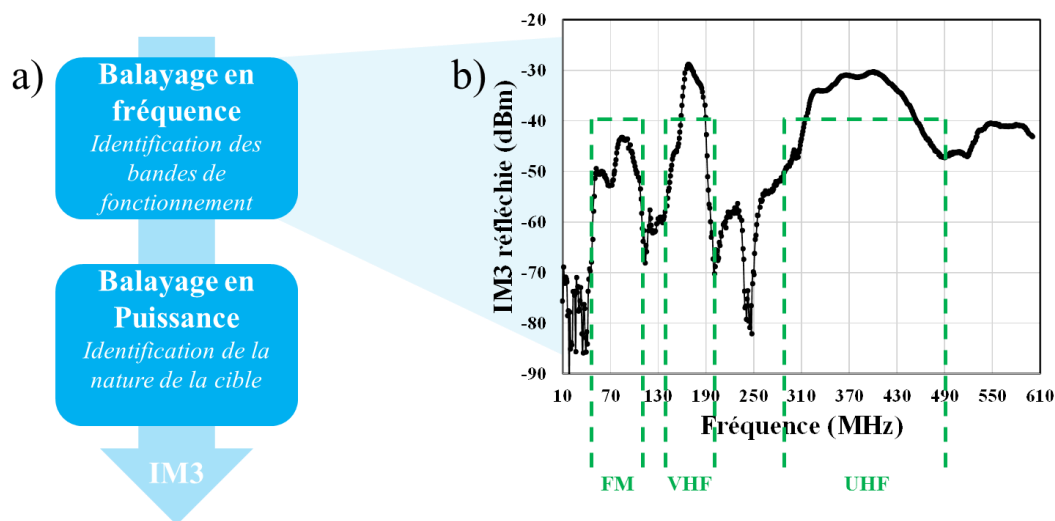


Figure 3.3 — Etape à suivre lors du a) protocole de détection. On observe un exemple b) d'identification des bandes de fonctionnement d'un dispositif RF à l'aide de l'IM3 réémise.

3.2.2 Limitations identifiées lors de la conception

Il est nécessaire de réemployer les techniques de linéarisation afin de réduire l'impact des signaux parasites créés par la chaîne d'émission et de réception. En s'appuyant sur les connaissances acquises dans le chapitre 2, on comprend que les niveaux d'IM3 réfléchis seront très proches du bruit de mesure de la chaîne de réception lorsque la distance de détection va augmenter. L'impact de l'IM3 résiduel (défini dans le chapitre 2) est ici, contrairement au banc de test en mode conduit, un enjeu primordial au bon fonctionnement du radar IM3.

La puissance d'IM3 réémise par la cible est directement mesurée par une antenne, indépendante de celle rayonnant le signal radar, et directement reliée à l'analyseur de spectre. De ce fait on s'affranchit du coupleur bidirectionnel (installé en mode conduit) et de son atté-

nuation de couplage. Cependant une nouvelle problématique apparaît en lien avec le couplage direct ou diaphonie entre les deux antennes dont le phénomène est présenté par la suite.

Pour rappel, les IM3 résiduels se créent directement entre les étages d'entrées non-linéaires des deux synthétiseurs. Dans le cas du banc de test radar ces IM3 résiduels sont rayonnés et transmis directement sur le récepteur radar pouvant ainsi réduire la dynamique de mesure et augmenter le seuil de sensibilité influent sur les performances du radar. La quantification des niveaux d'harmoniques résiduelles définit le seuil de détectabilité de la raie d'IM3 et la puissance d'émission maximale possible. Nous allons donc maintenant traiter et réduire l'influence des signaux parasites. La méthodologie employée est exposée entièrement.

On mesure sur la Figure 3.4 les IM3 résiduels captés par la partie réception du radar à intermodulation en fonction de la fréquence d'injection du signal radar lors du fonctionnement et lorsqu'aucune cible RF n'est présente. La puissance d'émission du signal radar est maximale (délivrée par notre banc de test) et vaut 27 dBm en sortie des synthétiseurs.

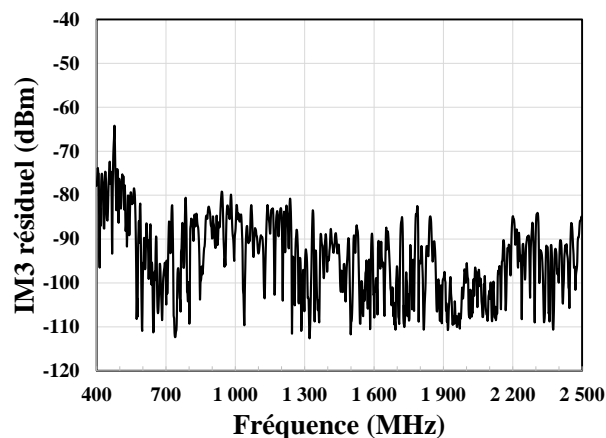


Figure 3.4 — Evolution de l'IM3 résiduel capté en extérieur par le récepteur radar en fonction de la fréquence à une puissance P_{IN} de 27 dBm.

Des niveaux allant jusqu'à - 70 dBm à 400 MHz sont observés. Une diminution de ce niveau de résiduel de quelques dB peut améliorer la portée de détection de plusieurs mètres.

L'isolation du combineur entre les deux chaînes d'émission f_1 et f_2 est ici insuffisante pour la mise en place du radar. Deux isolateurs sont alors placés directement après les deux synthétiseurs. Le niveau d'isolation dépend énormément de la puissance du signal radar. Autrement dit, si on extrapole une puissance radar avoisinant les 10 W, il sera nécessaire d'ajouter plusieurs étages d'isolation. Dans ce manuscrit un étage d'isolation est utilisé par voie d'émission. Dans la bande allant de 400 MHz à 550 MHz, un isolateur de référence IS-

106 du fabricant Microwave Communications Laboratories est utilisé. Pour la bande de 1800 MHz à 2500 MHz, l'isolateur PE8301 du fabricant Pasternack est installé. On observe également leur niveau d'isolation, sur la Figure 3.5, en fonction de la fréquence afin d'estimer leur performance.

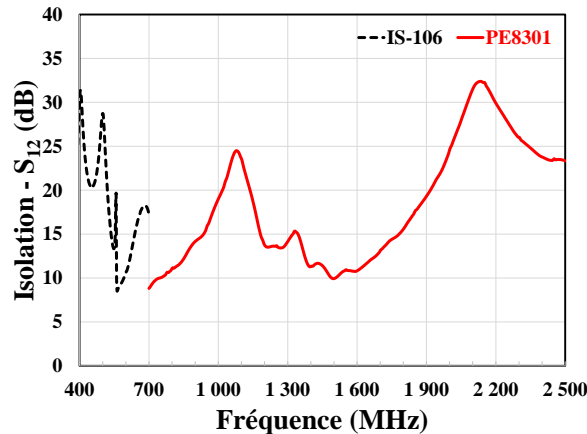


Figure 3.5 — Niveau d'isolation des deux isolateurs du banc de test radar en fonction de la fréquence.

On considère une excellente isolation à partir d'une valeur de 20 dB couplée à des pertes d'insertion inférieure à 2 dB. On trace alors à nouveau l'évolution de l'IM3 résiduel en fonction de la fréquence. La Figure 3.6 et la Figure 3.7 montrent clairement que les IM3 résiduels, dans les bandes incluant les isolateurs, sont fortement réduits à une puissance du radar de 27 dBm offrant ainsi des performances maximales en termes de portée de détection d'une cible RF. Dans le cas de la bande traitée le seuil de sensibilité est maintenant limité par le bruit de mesure de l'appareillage (- 110 dBm) et non par des raies parasites du radar.

Deux amplificateurs RF sont susceptibles d'être utilisés afin d'augmenter la puissance d'émission. Nous avons vu dans le chapitre précédent l'intérêt d'amplifier les deux fréquences d'excitation de manière indépendante pour éviter la création d'IM3 parasites par des mélanges à la fois directs et indirects. Un amplificateur RF est source d'harmonique 2, un filtre supprimant cette harmonique est strictement nécessaire sur chaque chaîne d'amplification f_1 et f_2 . La puissance maximale que l'antenne d'émission peut rayonner avoisine, lors de nos expérimentations, les 22 dBm en prenant en compte les pertes d'insertion. Cependant le radar à intermodulation doit si possible avoir une puissance d'émission forte (~ 10 W) afin de compenser son bilan de liaison ou de garantir une portée suffisante. Aux environs de ces puissances radar, la linéarisation du banc de test doit être plus prononcée et lors de la montée en puissance les

étages d'isolation doivent certainement être au minimum doublés. Les niveaux d'isolation selon la puissance émise par le radar ne sont cependant pas encore définis mais la problématique est envisagée.

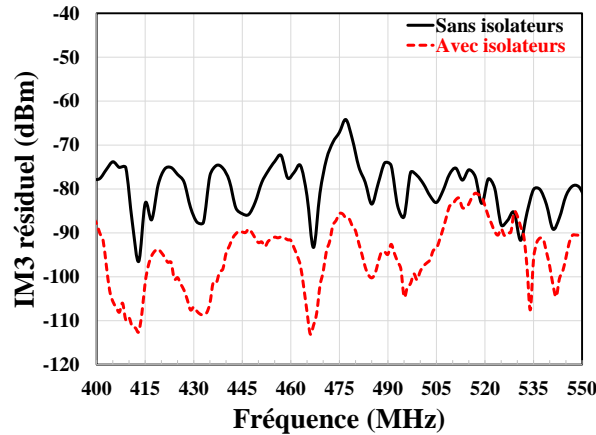


Figure 3.6 — Evolution de l'IM3 résiduel capté en extérieur par le récepteur radar en fonction de la fréquence. Illustration de la réduction de l'IM3 résiduel avec un isolateur dans la gamme de fréquence allant de 400 MHz à 550 MHz.

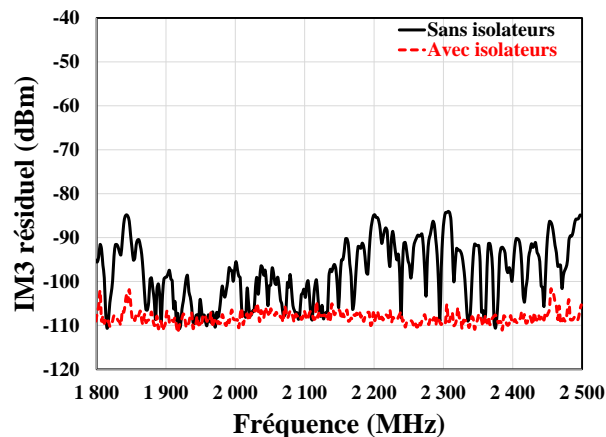


Figure 3.7 — Evolution de l'IM3 résiduel capté en extérieur par le récepteur radar en fonction de la fréquence. Illustration de la réduction de l'IM3 résiduel avec un isolateur dans la gamme de fréquence allant de 1800 MHz à 2500 MHz.

La réduction des IM3 résiduels crée par la chaîne d'émission est maintenant traitée. Intéressons-nous donc au couplage entre les deux antennes du radar que l'on peut également appelé « crosstalk ». Cette diaphonie a pour effet de transmettre l'excitation f_1 et f_2 générée par le système d'émission sur la partie réception (Figure 3.8). L'enjeu est donc de définir à la fois une distance entre ces deux antennes et également leur polarisation respective, afin de

limiter ce couplage parasite. Ces deux paramètres permettent de diminuer au maximum la transmission sur la partie réception du radar.

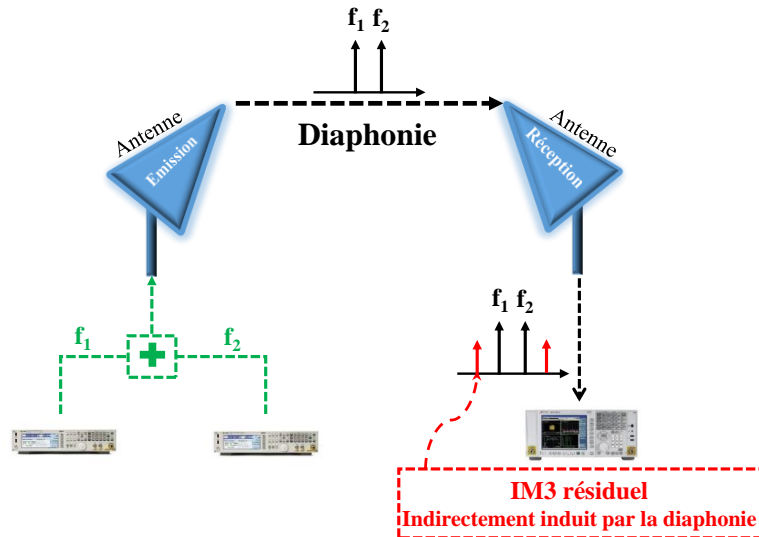


Figure 3.8 — Illustration de la diaphonie.

Une bonne isolation de ce trajet pourra aussi protéger la transmission du signal radar (f_1 et f_2) directement sur l'analyseur de spectre. Cette excitation à deux fréquences est susceptible de créer des IM3 résiduels au niveau de la chaîne de réception. En effet, l'analyseur de spectre réalisant la détection du produit d'intermodulation d'ordre 3 est lui-même un élément non-linéaire de notre radar, il faut donc veiller à diminuer le couplage du signal radar sur l'analyseur de spectre. Ce dernier créant des IM3 résiduels supérieurs à -110 dBm lorsque une puissance des fréquences au fondamental de -10 dBm arrive à son entrée.

Pour ce faire, différents positionnements consistant à modifier la distance entre les deux antennes ainsi que leur polarisation sont testés. Ceci dans le but de rechercher un placement optimal où les IM3 résiduels indirectement induit par le « crosstalk » sont les plus faibles. On verra cependant dans une section suivante qu'un compromis est nécessaire entre la minimisation du « crosstalk » et l'optimisation du couplage sur la cible RF.

On observe sur la Figure 3.9 les différents positionnements possibles entre les deux antennes du banc de test radar. Les antennes sont placées soit en regard l'une de l'autre soit en biais. Quant à la polarisation des antennes, elle peut-être respectivement verticale ou horizontale. Afin d'abrégé la notation, on nommera la première « Pola V » et la seconde « Pola H ». À chaque mesure, nous définirons le type de polarisation de l'antenne d'émission avant celle de réception. Pour chaque configuration, le niveau de puissance reçu sur l'antenne de récep-

tion est mesuré. Le gain des antennes log-périodiques utilisées est d'environ 4 dBi selon le fabricant.

Nous allons mesurer de façon indirecte le transfert de puissance entre antennes. Cette expérimentation va permettre de montrer en priorité l'influence de la polarisation croisée. Ce coefficient de transfert est déduit grâce à la mesure de la puissance, rayonnée par l'antenne d'émission, couplée sur l'antenne de réception. Une seule fréquence au fondamental est rayonnée par la première antenne, cette même fréquence est ensuite mesurée sur la chaîne de réception. Nous analysons les résultats le long de la bande passante à savoir de 300 à 2500 MHz. Un synthétiseur de fréquence est relié à l'antenne d'émission via un câble SMA faibles pertes d'une longueur de 5 m. Un analyseur de spectre configuré pour l'acquisition du maximum permet la mesure de la puissance reçue sur l'antenne de réception, Ces deux éléments sont reliés par un câble SMA faible perte identique au précédent.

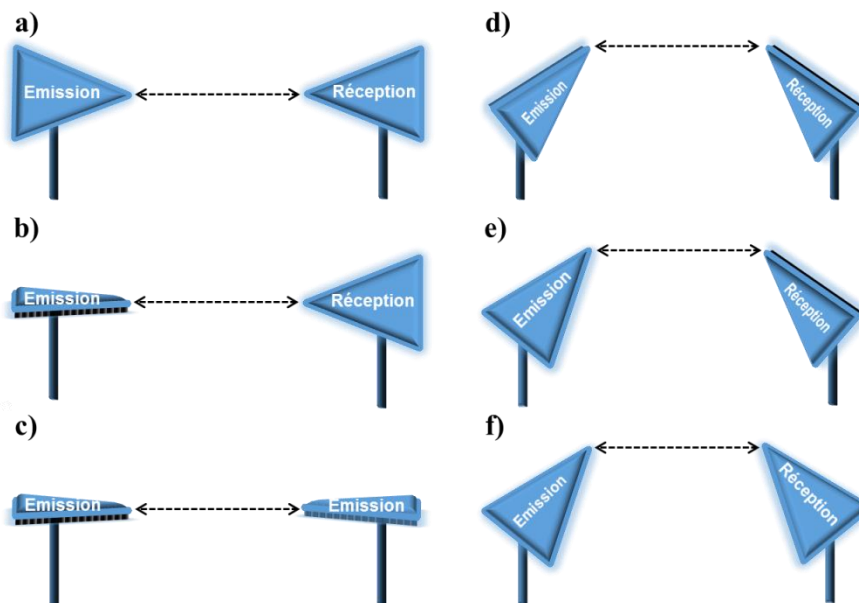


Figure 3.9 — Illustration des combinaisons possibles du placement des antennes du radar : a) placement face-à-face « Pola V – Pola V », b) placement face-à-face « Pola H – Pola V », c) placement face-à-face « Pola H – Pola H », d) placement en biais « Pola V – Pola V », e) placement en biais « Pola H – Pola V », f) placement en biais « Pola H – Pola H ».

On observe sur la Figure 3.10 l'évolution du transfert de puissance entre les deux antennes lorsqu'elles sont en polarisation croisée ou non afin d'avoir un point de comparaison. Et comme attendu lorsque les antennes sont en polarisation croisée (Figure 3.11), une forte baisse du transfert de puissance est mesurée suivant la théorie. Les pertes induites peuvent

être approchées par le modèle suivant : $A \cos(\theta)$ avec A la puissance émise par l'antenne. Si l'angle θ entre la polarisation verticale et la polarisation horizontale des deux antennes est parfait et vaut 90° , alors les pertes à la réception sont infinies. Sur la Figure 3.10, entre les deux antennes une perte d'environ 30 dB est compatible avec moins de 2° d'écart à l'orthogonalité, soit un θ compris entre 88° et 92° .

On choisit donc par la suite et pour les expérimentations une configuration en polarisation croisée.

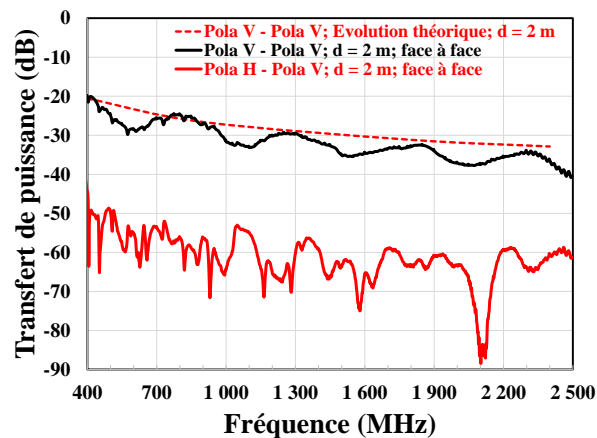


Figure 3.10 — Evolution du transfert de puissance, entre les deux antennes du radar, en fonction de la fréquence. Deux configurations de polarisation sont testées en extérieur.

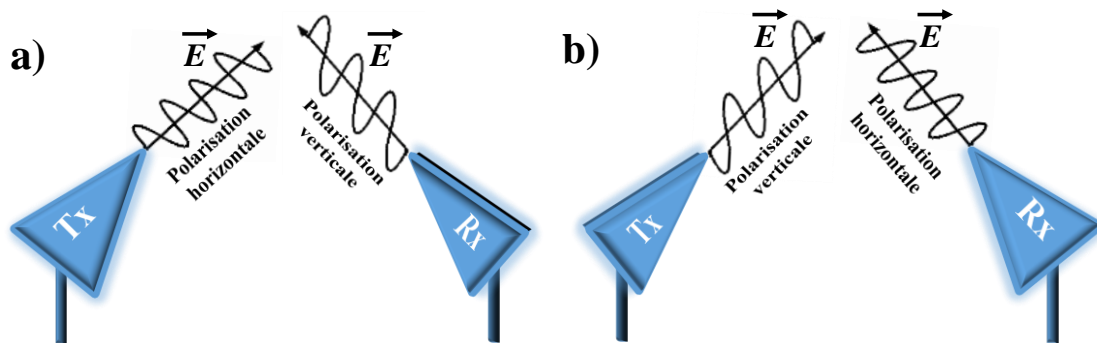


Figure 3.11 — Illustration de la polarisation croisée, a) placement en biais « Pola H – Pola V », b) placement en biais « Pola V – Pola H ».

On observe également, sur la Figure 3.10, des rebonds sur la fréquence au fondamental. Ces derniers peuvent être expliqués par le comportement des antennes ou par l'influence du multi-trajet. Etant donné que l'on se trouve en environnement extérieur, l'hypothèse du multi-trajet est privilégiée. Cependant pour la suite nous ne prendrons pas en compte ce phénomène lors de nos exploitations théoriques. De plus, ces mesures sont faites lorsque les deux

antennes sont face à face, or lors de l'utilisation du radar les deux antennes sont en biais l'une par rapport à l'autre. Les mêmes mesures ont donc été effectuées dans la configuration dite en biais et une légère différence apparaît que l'on peut négliger. Sans perte de généralité, ceci nous permet de supposer pour simplifier l'étude, que nos deux antennes sont face à face.

On trace sur la Figure 3.12 l'évolution à la fois de l'IM3 résiduel (généré par la chaîne d'émission sans prise en compte de l'ajout des isolateurs) capté sur la partie réception du radar en fonction de la distance entre antennes et de la puissance du signal radar couplée sur l'analyseur de spectre.

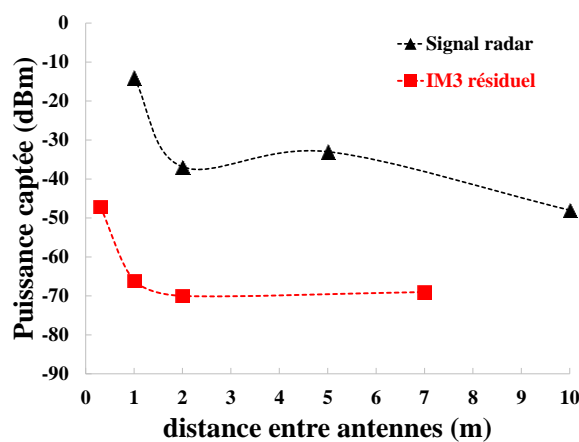


Figure 3.12 — Evolution à la fois de l'IM3 résiduel et du signal radar captés tous deux sur l'antenne de réception et mesurés sur l'analyseur de spectre en fonction de la distance entre les deux antennes.

Ces mesures se font à une puissance radar en sortie des synthétiseurs de 27 dBm, car c'est la puissance maximale disponible dans cette configuration, et pour f_1 et f_2 (composant le signal radar) valant respectivement 401 MHz et 402 MHz. Les mesures se font en limite basse de la bande passante du radar du fait de perte de propagation (lors de la captation du signal par l'antenne de réception) moins prononcée à ces fréquences. L'influence de la polarisation croisée et de la distance entre antennes permettant de réduire le « crosstalk » ne cesse de s'améliorer lors de la montée en fréquence, on se positionne donc dans le pire cas. On observe clairement qu'à une distance d de 1 m, la puissance de f_1 et f_2 se rapproche des -10 dBm susceptible de créer des IM3 résiduels sur l'analyseur de spectre. L'IM3 résiduel mesuré à la distance de 1 m est très proche de celui observé à $d = 2$ m. Le facteur le plus limitant, dans l'optique de rapprocher les antennes du radar, est le couplage du signal émis sur l'antenne de réception. La distance minimale envisageable entre les deux antennes est donc de 1 m.

En résumé dans ces travaux exploratoires, après de multiples essais se basant sur toutes les configurations présentées, la distance optimale choisie entre les deux antennes est de 2 m. Elle offre la meilleure dynamique possible. Une polarisation verticale est mise en place pour l'antenne d'émission et une polarisation horizontale pour l'antenne de réception. Dans cette partie, les signaux parasites ont été réduits au maximum permettant ainsi une dynamique de mesure optimisée.

3.2.3 Eléments constituant le banc de test du radar à intermodulation à 2 antennes

Une caractéristique importante s'oriente vers la propriété large-bande du radar. Afin de couvrir la gamme [300 MHz – 2500 MHz], un certain nombre de moyens expérimentaux sont nécessaires. La Table 3.1 montre les différentes configurations permettant de couvrir toutes ces fréquences.

Intéressons-nous aux deux antennes contenues dans le banc de test radar. Nous avons pour notre application des antennes log-périodiques. Ces antennes sont large-bande grâce à ses nombreux dipôles dont l'espacement entre-deux suit une loi logarithmique le long de la direction de rayonnement (nous parlons ainsi d'un réseau de dipôles log-périodiques). Chaque dipôle crée une impédance et un diagramme de rayonnement pour une gamme de fréquence définie. Ainsi la propriété log-périodique permet la répétition du même rayonnement le long d'une large-bande de fréquence comme le montre la Figure 3.13.

Table 3.1 — Différentes configurations de la chaîne expérimentale permettant d'émettre et de détecter dans la gamme [300 MHz – 2,5 GHz].

Synthé	Analyseur de spectre	Isolateur	Combineur	Antenne d'émission	Antenne de réception	Filtre Passe-bas	Bande Visée [MHz]
N5171B <i>Keysight</i>	N9000A <i>Keysight</i>	IS-106	ZACS242-100W+	HyperLOG 4025 AARONIA	HyperLOG 4025 AARONIA	VLF-320+	[300 – 400]
		Absent				VLF-490+	[400 – 500]
						VLF-630+	[500 – 600]
						VLF-800+	[600 – 800]
						VLF-1000+	[800 – 1000]
						VLF-1200+	[1000 – 1200]
		PE8301				VLF-1800+	[1200 – 1800]
	VLF-2500+	[1800 – 2500]					

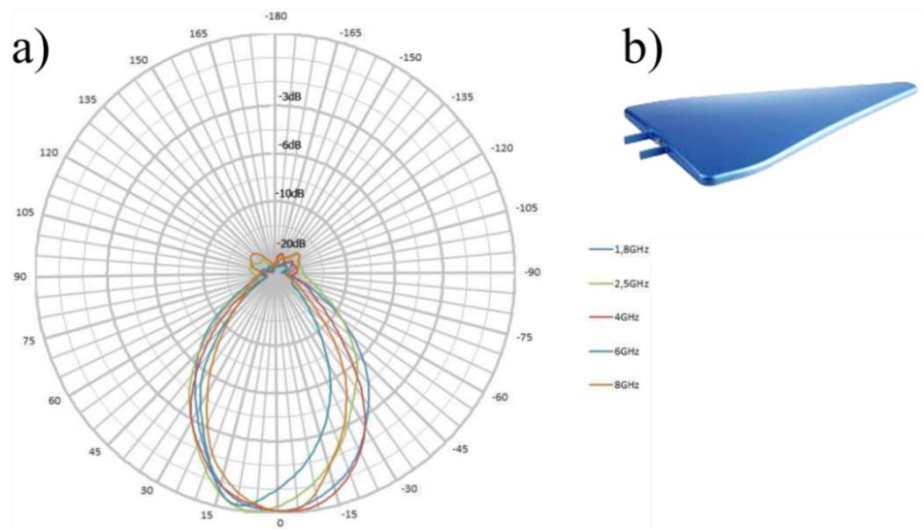


Figure 3.13 — Exemple d’une évolution du a) diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence pour b) une antenne log-périodique couvrant la bande passante de 300 MHz à 8000 MHz.

Dans la majorité des mesures opérationnelles, le banc de test radar est utilisé avec la configuration suivante : deux synthétiseurs N5171B *Keysight*, l’analyseur de spectre N9000A *Keysight*, un combineur de référence ZACS242-100W+ du fabricant *Mini-Circuits*, des câbles SMA à faibles pertes (5 m) et deux antennes HyperLOG 4025 provenant de l’industriel allemand *AARONIA*.

Les deux isolateurs ajoutent des pertes d’insertion, sur la Figure 3.14, dans leur bande respective qui doivent être comptées en plus de celles du banc de test en mode conduit pour connaître la puissance réellement rayonnée par le radar à intermodulation. Les pertes subies lors du passage dans le système d’émission du radar par les deux fréquences f_1 et f_2 ne sont pas strictement identiques à celle du banc de test en mode conduit. Il faut ajouter les pertes subies dans le câble SMA (Figure 3.15). De la même manière en réception des pertes de câble, identique, s’ajoutent avant la prise de mesure de la réémission de l’IM3 par l’analyseur de spectre. Les relations suivantes résument cela :

$$P_{\text{Pied d'antenne}}[\text{dBm}] = P_{IN}[\text{dBm}] - \text{Perte}_{\text{Isolateur}}[\text{dB}] - \text{Perte}_{\text{Combineur}}[\text{dB}] - \text{Perte}_{\text{SMA}}[\text{dB}] \quad (3.1)$$

$$P_{\text{IM3-Analyseur de spectre}}[\text{dBm}] = P_{\text{IM3-Capté par l'antenne}}[\text{dBm}] - \text{Perte}_{\text{SMA}}[\text{dB}] \quad (3.2)$$

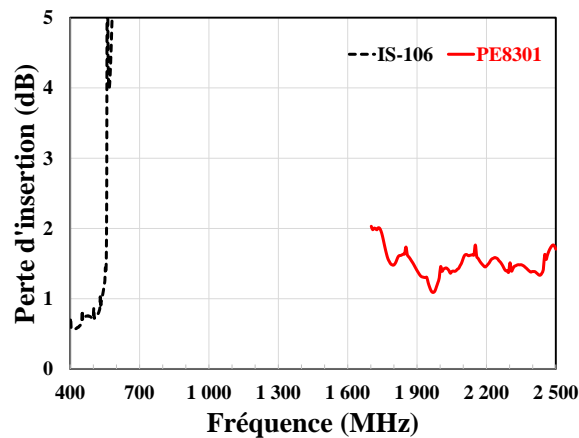


Figure 3.14 — Evaluation des pertes d'insertion subies lors du passage dans les isolateurs du système d'émission radar en fonction de la fréquence.

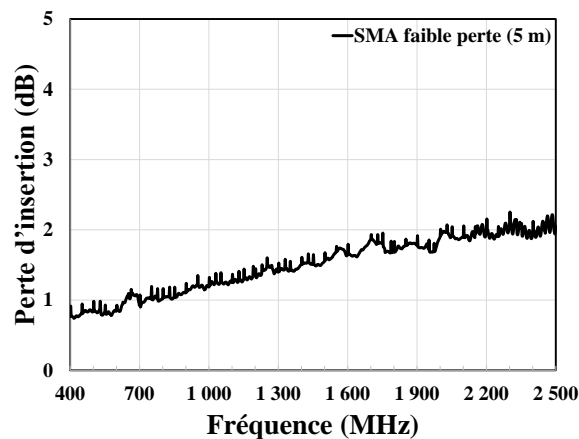


Figure 3.15 — Pertes d'insertion du câble SMA faible perte du fabricant AARONIA en fonction de la fréquence.

La Figure 3.16 montre alors la dernière évolution du banc de test permettant une performance optimale du radar à intermodulation avec un seuil de mesure donné non pas par les contraintes harmoniques résiduelles mais par le bruit de l'analyseur de spectre. Dans la partie suivante le radar est mis en fonctionnement et la détection est testée sur différentes cibles RF commerciales.

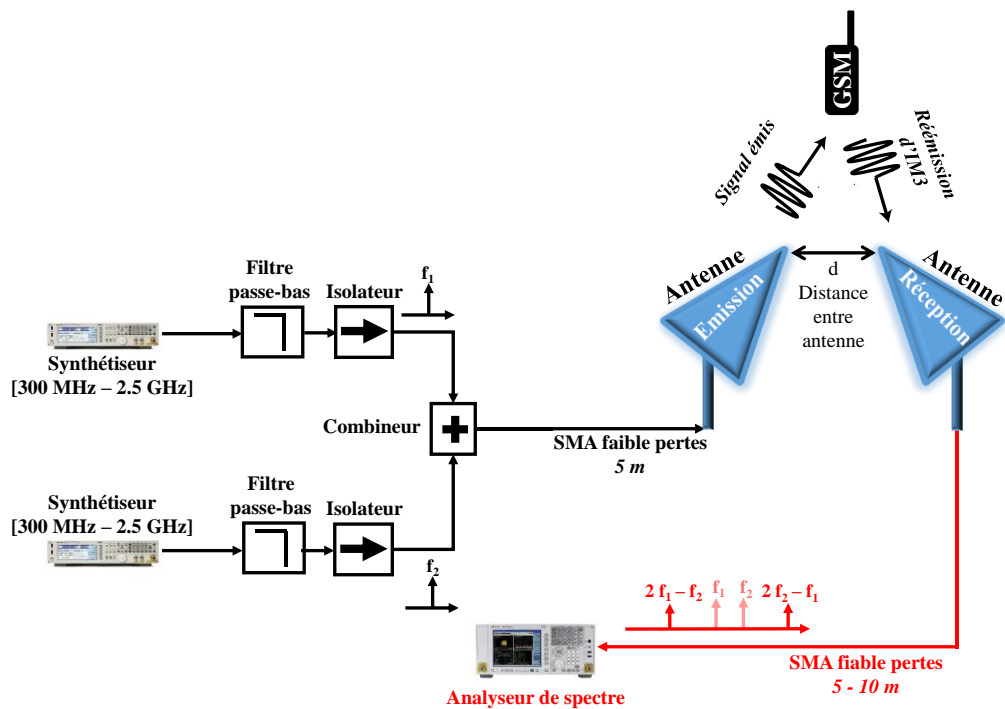


Figure 3.16 — Schéma du banc de test radar à intermodulation à deux antennes utilisé lors des mesures en conditions opérationnelles.

3.3 Analyses, résultats et estimations des portées de détection sur différentes cibles RF

Les mesures sont effectuées en extérieur dans une zone où l'environnement est qualifié de sain. On ne retrouve aucun objet métallique et aucune électronique hormis notre banc de test permettant la récupération des harmoniques des cibles RF. On va donc pouvoir évaluer différents paramètres et connaître ou approfondir les performances du radar. La Figure 3.17 présente une illustration du lieu où ont été faites les mesures. Afin d'identifier et de mieux cerner les termes présents dans le bilan de liaison du radar à intermodulation (chapitre 1 et relation (3.3)), la Figure 3.18 illustre clairement le fonctionnement du radar.



Figure 3.17 — Illustration de l'environnement extérieur.

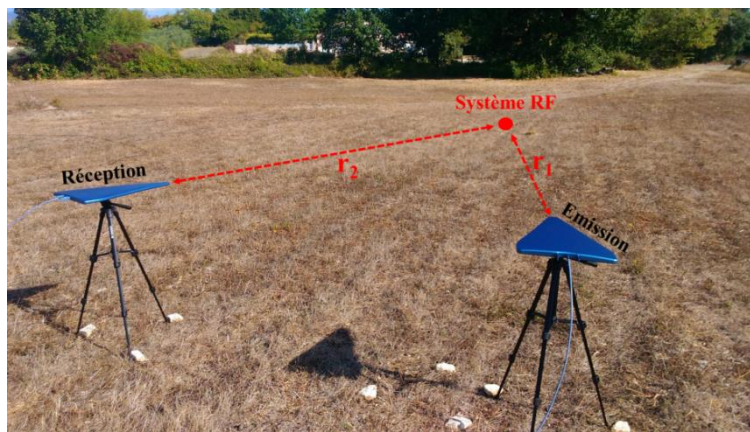


Figure 3.18 — Illustration du radar à intermodulation à 2 antennes en fonctionnement lors des premières mesures. La distance r_1 représente le trajet entre la partie émission et le système RF. La distance r_2 représente le trajet entre le système RF et la partie réception du radar.

Une première antenne large-bande AARONIA HyperLOG 4025 permet de rayonner le signal incident du radar. La réémission de l'IM3 de la cible est captée par la seconde antenne reliée au système de détection. Les cibles RF testées en vue de leur détection sont idéalement placées à la même hauteur, dans la mesure du possible, que les deux antennes. Les tests se font constamment lorsque ces cibles sont alimentées ou en veille. Les hypothèses de champ lointain concernant les pertes de propagation sont au maximum respectées afin d'obtenir une simplicité dans l'analyse des résultats visant à supprimer les phénomènes de couplage en champ proche.

Sur la Figure 3.18, on distingue une première distance r_1 représentant le trajet entre la partie émission du radar à intermodulation et l'élément RF cible. Le signal radar subit alors

des pertes de propagation avant de se coupler sur la cible via son port antenne (lorsque les fréquences f_1 et f_2 se situent intra-bandes). Une seconde distance r_2 correspond au trajet de la raie d'IM3 réémise par la cible jusqu'à l'antenne de réception du radar. De la même manière, l'IM3 subit des pertes de propagation.

Des pertes, dues au phénomène du multi-trajet, sont également susceptibles de se produire. Un point important s'oriente également sur les pertes de polarisation lors du couplage entre le signal incident et le système RF. Dans un contexte opérationnel, une liberté sur le choix de la polarisation des deux antennes, tout en respectant la tenue de la polarisation croisée, offre une amélioration considérable sur la quantité de puissance se couplant sur la cible. Une optimisation de la polarisation entre la cible et le radar permet de réduire, d'annuler ou de compenser les différentes pertes liées à l'environnement (multi-trajet, obstacles etc.). Le schéma présent sur la Figure 3.19 montre le bénéfice de cette optimisation.

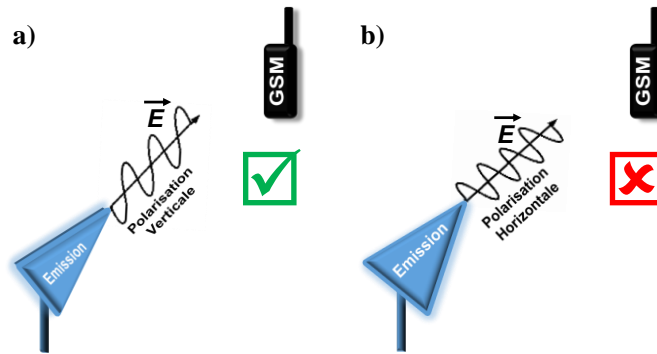


Figure 3.19 — Schéma illustrant les pertes de polarisation entre le radar et la cible RF, a) Couplage maximal, b) Couplage minimal.

Par exemple si une cible RF a une antenne en polarisation verticale, alors l'antenne d'émission doit être positionnée avec cette même polarisation en vue d'une optimisation du couplage. Observons la relation (3.3), extrapolée du chapitre 1 et complétée dans ce chapitre, valable dans un régime faiblement non-linéaire qui permet de montrer la répartition, entre r_1 et r_2 , de l'évolution en $1/r^8$:

$$P_{\text{Reçue-Radar}}(2f_1 - f_2) = \Omega_3 \cdot \beta_1^3 \beta_2 \frac{P_T^3}{(4\pi)^8} \frac{1}{r_1^6 r_2^2} \cdot G_T(f_1, f_2)^3 \cdot G_{\text{Cible}}(f_1, f_2)^3 \cdot G_{\text{Cible}}(2f_1 - f_2) \cdot G_R(2f_1 - f_2) \cdot \lambda_{f_1, f_2}^6 \lambda_{2f_1 - f_2}^2 \quad (3.3)$$

Ceci signifie que l'optimisation du couplage doit se faire en priorité sur le trajet r_1 dû à une dépendance beaucoup plus forte. En outre un facteur de perte β_1 est défini (englobant à la fois l'influence du multi-trajet, des pertes de polarisation et des pertes induites par l'environnement lui-même) qui réduit la quantité de puissance incidente couplée sur la cible RF directement liée au trajet r_1 . Le facteur β_1 ne prend pas en compte les pertes d'insertion du système d'émission du radar. Un facteur de pertes β_2 est également défini englobant les mêmes paramètres mais lié au trajet r_2 . Le facteur β_2 ne prend pas en compte la perte du câble SMA relié à l'analyseur de spectre effectuant la mesure de puissance de l'IM3 réémise.

3.3.1 Premières mesures sur le Talkie-Walkie BAO-FENG UV-5R

Le protocole de détection mis en place est maintenant testé et appliqué sur une première cible à savoir le Talkie-Walkie BAOFENG UV-5R déjà présenté dans le chapitre précédent. Un balayage en fréquence est alors réalisé dont les résultats sont montrés sur la Figure 3.20 et où l'on observe l'évolution de l'IM3 réémise par la cible en fonction de la fréquence. Le niveau de puissance du signal radar en sortie des synthétiseurs est fixé et vaut 16 dBm.

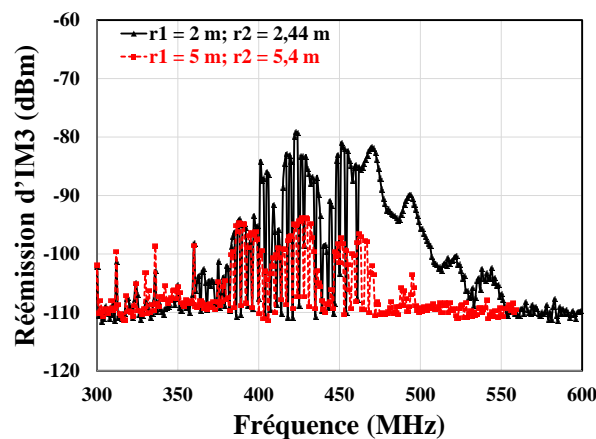


Figure 3.20 — Evolution de l'IM3 réfléchi par le Talkie-Walkie en fonction de la fréquence du signal radar f_1 pour deux configurations de distance de r_1 et r_2 . La puissance est fixée et vaut 16 dBm.

Dans un premier temps le Talkie-Walkie est placé à une distance r_1 de 2 m. Pour rappel la distance entre antennes d est fixé à 2 m. On mesure expérimentalement la distance r_2 égale à 2,44 m. Les mesures de distances sont effectués à l'aide d'un mètre, un léger taux

d'erreur est accepté lors de la mesure. On observe une montée de l'IM3 réfléchi au-dessus du bruit de l'appareillage à partir d'environ 380 MHz qui s'étend jusqu'à 520 MHz. En se référant aux caractéristiques techniques de la cible dans le chapitre précédent, il s'agit très clairement de l'identification de la bande passante du Talkie-Walkie. Toujours sur la Figure 3.20, la cible est maintenant éloignée et les distances r_1 et r_2 valent respectivement 5 m et 5,4 m. On distingue cependant encore très clairement l'IM3 réfléchi qui permet l'identification d'une bande vulnérante allant de 380 MHz à 470 MHz correspondant parfaitement à la bande de fonctionnement du Talkie-Walkie. Les niveaux de l'IM3 sont cependant plus faibles et diminuent de 15 dB lorsque la distance entre la cible et le radar augmente, ce qui semble correspondre à des pertes de propagation plus élevées.

Afin de s'en assurer et d'alimenter ces travaux exploratoires, le balayage en puissance indiqué dans le protocole est ensuite réalisé. Dans un premier temps le but est d'identifier des puissances d'utilisation du radar optimales en trouvant un accord intelligent entre portée de détection et puissance émise. Une évaluation des pertes mises en jeu (r_1 , β_1 etc.) est nécessaire en vue d'une connaissance parfaite des performances du radar à 2 antennes. Les résultats sont montrés sur la Figure 3.21.

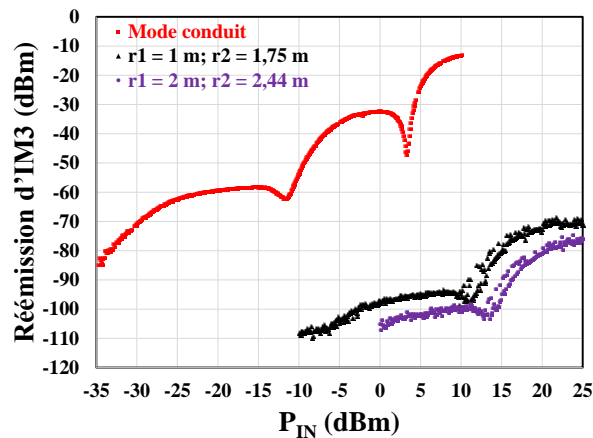


Figure 3.21 — Evolution de l'IM3 réfléchi par le Talkie-Walkie en fonction de la puissance incidente du radar pour deux configurations de distance. Le résultat en mode conduit est donné en référence. $f_1 = 414$ MHz, $f_2 = 415$ MHz et $f_{IM3} = 413$ MHz.

On observe l'évolution de l'IM3 réémise par la cible en fonction de la puissance radar en sortie des deux synthétiseurs. Deux configurations de distances sont à nouveau testées. Ces résultats sont comparés à la mesure obtenue en mode conduit dans le chapitre précédent. Les fréquences f_1 et f_2 sont fixées respectivement à 414 MHz et 415 MHz. De la même manière

que lors du balayage en fréquence, l'antenne d'émission a sa polarisation adaptée à celle de la cible, mais sans aucune certitude, comme expliqué précédemment. En premier lieu le Talkie-Walkie est placé à une distance de détection r_1 de 1 m à celle du mode conduit, la distance r_2 vaut 1,75 m. Une première constatation est que la réponse de l'IM3 réémis est identique au niveau de la forme générale. Il est donc possible de récupérer la réponse non-linéaire, via l'IM3, d'une cible RF à distance. Aucune constatation d'un tel résultat n'est disponible dans la littérature, c'est la première fois qu'il est observé. Ceci représente donc un résultat majeur de nos travaux de thèse. La seconde observation concerne l'évolution classique en pente 3 dB/dB qui n'est pas détectée en mode rayonné en raison de notre appareillage ayant un seuil de détection ne permettant pas la mesure.

Sur la Figure 3.21, le Talkie-Walkie est maintenant placé à une distance de détection r_1 de 2 m, la distance r_2 vaut 2,44 m. Le niveau de puissance de l'IM3 réfléchi diminue en partie due à l'augmentation des distances de détection. Il est donc fort probable, que même en améliorant le seuil de détectabilité, qu'à de fortes distances de détection son observation soit strictement impossible. Seul le comportement fortement non-linéaire de la cible est donc excité, régit par des changements de pentes, des minima et maxima (chapitre 2). La première conséquence est que l'idée d'un bilan de liaison ayant une évolution en $1/r^8$ développé dans le chapitre 1 n'est pas réaliste dans nos conditions expérimentales :

- Plage de puissance d'utilisation (jusqu'à 27 dBm)
- Seuil de sensibilité de détection de la raie d'IM3 réfléchi (- 110 dBm)

Ce bilan de liaison, (3.3), n'est pas en mesure d'offrir des informations sur les performances du radar IM3. Les niveaux des IM3 réfléchis par la cible sont extrêmement faibles. L'idée est de développer un bilan de liaison réaliste. Comparons maintenant ces trois tracés afin de développer un modèle semi-empirique permettant d'estimer avec précision les performances (en termes de portée de détection principalement) du radar à intermodulation.

3.3.2 Bilan de liaison réaliste

L'entrée antenne du Talkie-Walkie étant accessible aussi bien en rayonné qu'en conduit en fait la cible RF idéale pour calibrer et/ou estimer ces performances possibles du radar. La compréhension du changement des niveaux de puissance entre ces trois résultats est alors

indispensable. Observons à nouveau la Figure 3.21, en mode conduit l'évolution de l'IM3 réfléchi nous permet d'observer deux minima typique d'un comportement fortement non-linéaire (voir chapitre 2). Le premier minima apparait à environ - 12 dBm et le second à environ 3 dBm. On observe ensuite le résultat lorsque la cible est à une distance r_1 de 1 m. Le premier minima apparait à 11 dBm, le second n'est pas observé en raison d'un manque de puissance d'émission du radar. Enfin, à une distance r_1 de 2 m, le premier minima apparait à environ 14 dBm. Si on s'intéresse à ce premier minima, on constate un déplacement sur l'axe des abscisses, à savoir la puissance en sortie du synthétiseur P_{IN} . Afin de comprendre ce phénomène, on considère que les hypothèses liées à la propagation en champ lointain sont validées permettant d'utiliser l'équation de Friis directement sur la mesure en conduit de l'IM3 réfléchi par le Talkie-walkie faisant office de référence.

Etablissons un bilan de liaison réaliste semi-empirique du radar IM3 à 2 antennes dans la zone faiblement et fortement non-linéaire de la cible, en lien avec la puissance d'émission du radar. On sépare le radar en 3 parties.

La première permet de simuler les pertes de propagation lors du trajet r_1 de l'onde entre l'antenne d'émission du radar et la cible. Connaissant la puissance radar transmise P_{Pied} d'antenne sur (3.1), l'équation de Friis permet alors de retrouver la puissance couplée sur la cible $P_{Couplée}$ comme le montre (3.4).

$$P_{Couplée}(f_1, f_2) = \frac{P_{Pied \text{ d'antenne}} \cdot G_T(f_1, f_2) \cdot G_{Cible}(f_1, f_2)}{(4\pi)^2 r_1^2} \lambda_{f_1, f_2}^2 \quad (3.4)$$

La seconde étape consiste à considérer et à utiliser l'évolution globale de la réémission d'IM3 en mode conduit. Pour chaque puissance radar en sortie du synthétiseur P_{IN} , connaissant la distance r_1 et les pertes de propagation associées, il est possible d'extraire la raie d'IM3 réfléchi associée grâce à une fonction non-linéaire (NL) entre ces deux grandeurs comme le montre la Figure 3.22. On rappelle que les puissances P_{IN} et $P_{Couplée}$ sont directement liés grâce à (3.1) et (3.4). La formulation mathématique de la méthode d'extraction de l'IM3 réémise par la cible est montrée sur (3.5).

$$P_{Cible-IM3}(2f_1 - f_2) = f_{NL}(P_C(f_1, f_2)) \quad (3.5)$$

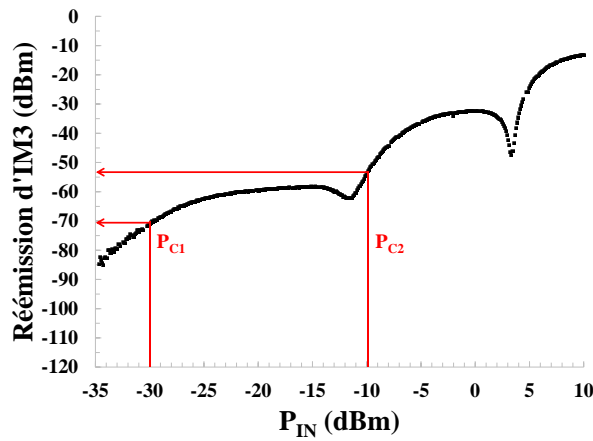


Figure 3.22 — Illustration de la méthode d'extraction.

La dernière étape consiste cette fois-ci à simuler les pertes de propagation du trajet r_2 entre l'antenne de la cible réémettant l'IM3 et l'antenne de réception. Connaissant la puissance d'IM3 réémise par la cible $P_{\text{Cible-IM3}}$ sur (3.5), on utilise à nouveau l'équation de Friis pour définir la puissance reçue par le radar $P_{\text{IM3-Captée par l'antenne}}$ comme le montre (3.6).

$$P_{\text{IM3-Captée par l'antenne}}(2f_1 - f_2) = \frac{P_{\text{Cible-IM3}} \cdot G_R(2f_1 - f_2) \cdot G_{\text{Cible}}(2f_1 - f_2)}{(4\pi)^2 r_2^2} \lambda_{2f_1 - f_2}^2 \quad (3.6)$$

Le modèle semi-empirique présenté est maintenant mis en pratique. La Table 3.2 présente les valeurs numériques utilisées lors du bilan de liaison du Talkie-Walkie en vue de sa détection. Ce dernier est placé à une distance r_1 de 1 m et un trajet r_2 de 1,75 m. On observe sur la Figure 3.23 une comparaison entre les résultats calculés et mesurés.

Table 3.2 — Valeurs numériques des grandeurs utilisées dans le bilan de liaison semi-empirique du radar IM3.

f_1 [MHz]	f_2 [MHz]	$2f_1 - f_2$ [MHz]	$G_T(f_1, f_2)$ [dBi]	$G_{\text{Cible}}(f_1, f_2)$ [dBi]	$G_{\text{Cible}}(2f_1 - f_2)$ [dBi]	$G_R(2f_1 - f_2)$ [dBi]
414	415	413	4	2	2	4

À un trajet r_1 égal à 1 m, le résultat du bilan de liaison semi-empirique est sensiblement différent de la mesure. Un minimum est observé sur la mesure à environ 12 dBm. Ce même minimum apparaît aux alentours de 5 dBm sur la simulation. Ce décalage sur l'axe des abscisses est directement lié à la puissance P_{IN} (ou $P_{\text{Pied d'antenne}}$) que l'on retrouve dans la relation (3.4) faisant référence à la première étape du bilan de liaison.

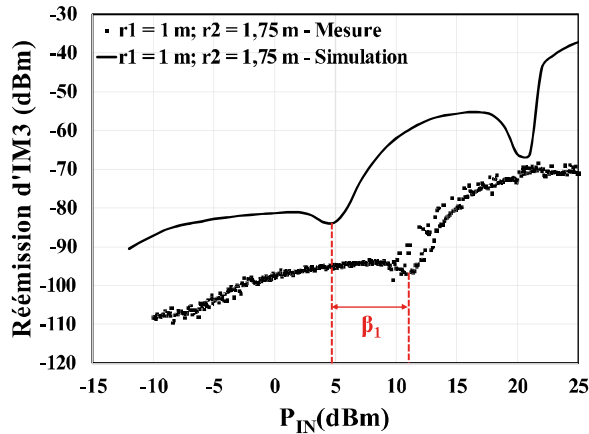


Figure 3.23 — Comparaison entre mesure et simulation semi-empirique afin de retrouver la réponse de l'IM3 réfléchi par le Talkie-Walkie à une distance de détection r_1 de 1 m.

La distance r_1 étant connue, les pertes de propagation sont également connues avec exactitude. Seulement le facteur de perte β_1 , sur la Figure 3.23, défini précédemment n'est dans un premier temps pas pris en compte dans la simulation semi-empirique. Cet oubli au niveau de la simulation est volontaire en vue d'extraire le β_1 . Ce dernier s'il n'est pas optimisé, en jouant sur l'orientation de la cible par exemple pour aller chercher un maximum de couplage de puissance sur l'antenne de la cible, réduit la puissance $P_{\text{Couplée}}$. La différence entre les deux minimas est donc le facteur de perte β_1 que l'on doit prendre en compte dans la première étape du bilan de liaison comme le montre la relation (3.7).

$$P_{\text{Couplée}}(f_1, f_2) = \beta_1 \frac{P_{\text{Pied d'antenne}} \cdot G_T(f_1, f_2) \cdot G_{\text{Cible}}(f_1, f_2)}{(4\pi)^2 r_1^2} \lambda_{f_1, f_2}^2 \quad (3.7)$$

Une seconde différence apparaît entre mesure et simulation sur l'axe des ordonnées. Afin de la comprendre, plaçons maintenant le Talkie-Walkie à la distance r_1 égale à 2 m et un trajet r_2 de 2,44 m. On observe sur la Figure 3.24 une nouvelle comparaison entre la simulation semi-empirique et la mesure.

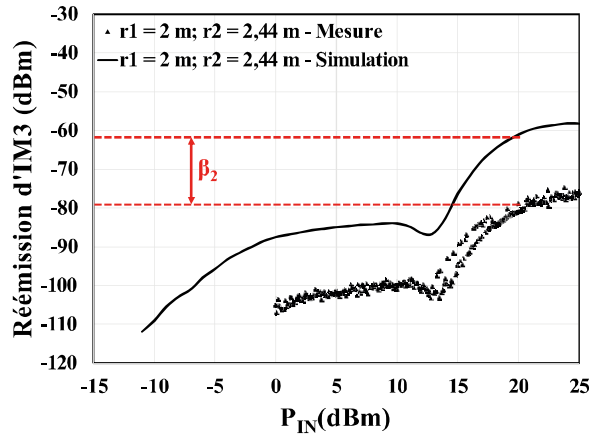


Figure 3.24 — Comparaison entre mesure et simulation semi-empirique afin de retrouver la réponse de l'IM3 réfléchi par le Talkie-Walkie à une distance de détection r_1 de 2 m.

En reprenant la même approche que précédemment, le shift sur l'axe des ordonnées est lui lié à la puissance $P_{\text{Cible-IM3}}$ apparaissant sur les relations (3.4) et (3.5). Cette grandeur est intrinsèque et propre à la cible RF, en l'occurrence le Talkie-Walkie. Elle ne peut donc être modifier par des événements extérieurs à ces circuits. En outre ce décalage sur l'ordonnée est donc influencé par les pertes de propagation du trajet r_2 et par le facteur de perte β_2 . La différence de niveau de puissance de la réémission d'IM3 est donc le facteur de perte β_2 que l'on doit alors prendre en compte dans la troisième étape du bilan de liaison comme le montre la relation (3.8). L'extraction du paramètre β_2 peut se faire si et seulement si le facteur de perte β_1 est déjà extrait et pris en compte dans la première étape du bilan de liaison semi-empirique.

$$P_{\text{IM3-Captée par l'antenne}}(2f_1 - f_2) = \beta_2 \frac{P_{\text{Cible-IM3}} \cdot G_R(2f_1 - f_2) \cdot G_{\text{Cible}}(2f_1 - f_2)}{(4\pi)^2 r_2^2} \lambda_{2f_1 - f_2}^2 \quad (3.8)$$

Sur la Figure 3.23 on identifie un facteur de perte β_1 de 6 dB et un facteur de perte β_2 aux alentours de 14 dB. Sur la Figure 3.24, le facteur de perte β_1 vaut 3 dB (extrait et implanté en simulation avant l'extraction de β_2) et le facteur β_2 se rapproche de la valeur 16 dB. Lorsque ces facteurs de pertes sont ajoutés au bilan de liaison semi-empirique, on observe une concordance parfaite entre mesure et simulation comme le montre la Figure 3.25.

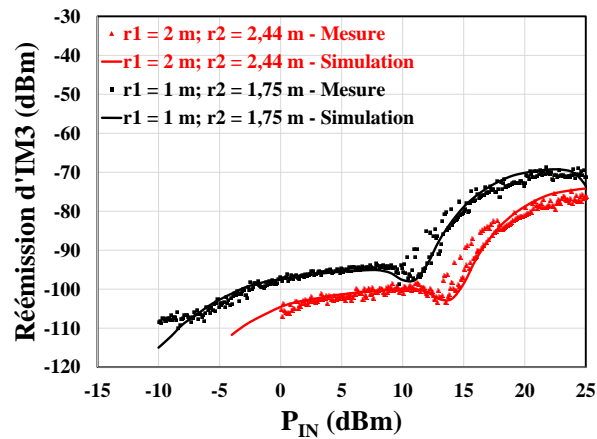


Figure 3.25 — Illustration de l'accord parfait entre simulation semi-empirique du radar IM3 et mesures. Prise en compte des facteurs de pertes β_1 et β_2 .

Ces premières mesures présentées sur le Talkie-Walkie ont été faites sans aucune optimisation des facteurs de pertes. La cible RF est simplement posée à différentes distances de détection r_1 , seule la polarisation de l'antenne d'émission du radar est mise en accord avec celle de la cible. Le modèle semi-empirique va permettre d'extrapoler des portées de détection possibles à des niveaux de puissance que nous ne disposons pas au laboratoire.

3.3.3 Autres mesures et estimations des portées de détection

Afin d'estimer les performances du radar à intermodulation à 2 antennes, on va maintenant mesurer la distance de détection r_1 maximale en fonction de la puissance en sortie des deux synthétiseurs du radar que l'on comparera au bilan de liaison semi-empirique réalisé en VBA (*Visual Basic for Applications*) sous la suite Microsoft Office. En simulation, l'estimation de portée de détection se fera pour deux jeux de facteurs de pertes différents. Le premier faisant office de référence basse et directement extrait des mesures précédentes, à savoir β_1 égale à 6 dB et β_2 valant 16 dB. Le second représentant une optimisation parfaite (cohérente et réaliste) dans des cas idéaux où les pertes sont quasi nulles, $\beta_1 = 0$ dB et $\beta_2 = 6$ dB. La configuration de la polarisation croisée entre les deux antennes du radar fait qu'il est impossible d'avoir les deux facteurs de pertes parfaits. Même s'il n'est pas utilisé dans nos travaux expérimentaux, le bilan de liaison théorique du radar IM3 vu dans le chapitre 1 montre que le β_1 évolue au cube et semble le facteur le plus critique en vue d'une optimisation. Son optimisation doit alors être rigoureusement prise en compte pour se rapprocher

d'une valeur de 0 dB. Aussi bien en expérimentation qu'en simulation la cible RF est supposée dans l'axe des deux antennes du radar. On peut ainsi poser que les distances r_1 et r_2 sont identiques comme le montre le triangle isocèle de la Figure 3.26. En expérimentation l'optimisation des facteurs de pertes se fait en bougeant la cible, à une distance donnée et une puissance fixe, afin d'observer une raie d'IM3 réfléchi la plus grande possible. Ainsi le niveau de puissance le plus haut mesuré signifie que β_1 et β_2 sont les plus faibles possibles démontrant une optimisation du bilan de liaison maximale. La distance de détection maximale r_1 ou r_2 est définie lorsque la réémission d'IM3 par l'élément RF (s'éloignant du radar) n'est plus détectable par l'analyseur de spectre, autrement dit lorsqu'elle se retrouve en deçà du bruit de mesure de l'appareillage d'une valeur de - 110 dBm.

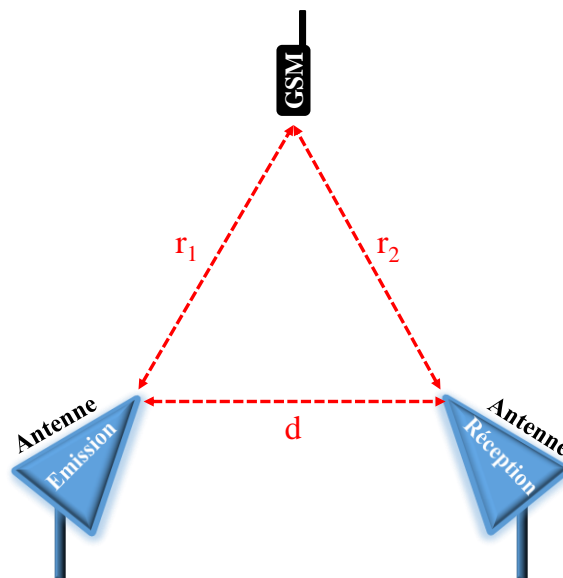


Figure 3.26 — Schéma montrant le placement des cibles RF lors de la mesure des estimations de portée. $r_1 = r_2 = r$.

On observe sur la Figure 3.27 à la fois les résultats de la simulation du bilan de liaison semi-empirique (référence haute et référence basse) et les mesures en extérieur. Les résultats expérimentaux sont plus que prometteurs en termes de portée de détection. À une puissance P_{IN} de 20 dBm, pouvant être qualifiée de faible, la portée de détection du radar atteint déjà les 17 m. La seconde observation flagrante est l'accord entre la simulation empirique de référence haute et les points expérimentaux. Cet accord vers la référence haute est logique, en effet lors de la prise de mesure la recherche de l'optimisation des facteurs de pertes est large-

ment effectuée rapprochant la portée de détection maximale d'une performance optimale du radar IM3 à 2 antennes.

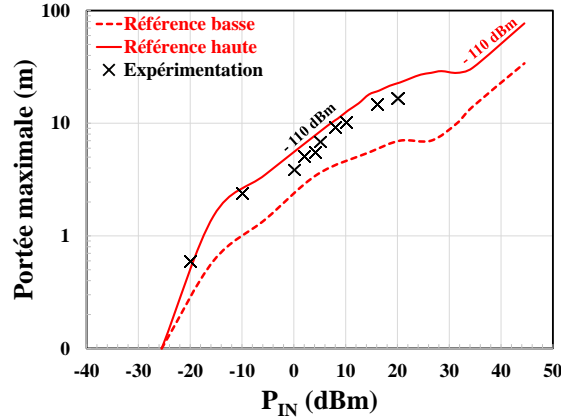


Figure 3.27 — Evolution de la portée de détection maximale possible du Talkie-Walkie en fonction de la puissance radar en sortie du synthétiseur. Comparaison entre les résultats numériques et expérimentaux. $f_1 = 414$ MHz, $f_2 = 415$ MHz et $f_{IM3} = 413$ MHz.

Cet accord entre la simulation et la mesure nous permet alors d'extrapoler nos résultats. A partir d'une certaine puissance, les mesures exploratoires ne peuvent être réalisées avec le matériel disponible au laboratoire. Le développement du banc de test radar et les outils à disposition ne permettent pas l'utilisation de puissances P_{IN} supérieures à 27 dBm. Le bilan de liaison semi-empirique permet alors de connaître la distance de détection maximale d'un Talkie-Walkie à une puissance P_{IN} allant jusqu'à environ 46 dBm (ou 40 W). Ces niveaux de puissance d'émission étant totalement envisageables dans un système radar. En utilisant la référence haute de la Figure 3.27, la portée de détection à $P_{IN} = 46$ dBm doit atteindre les 77 m. Bien évidemment ces excellentes performances sont valables pour des récepteurs RF fonctionnant à des fréquences aux alentours de 400 MHz.

Avant de continuer, il est intéressant de comparer le bilan de liaison théorique sur (3.3) montrant une évolution en $1/r^8$ avec le bilan de liaison semi-empirique développé dans ce manuscrit. C'est ce que l'on observe sur la Figure 3.28. On voit clairement que le bilan de liaison théorique surestime sur toute la gamme de puissance la portée de détection maximale qu'il est possible d'atteindre. La différence vient du fait que notre modèle considère la réponse de l'IM3 réfléchi dans son intégralité (petit et fort signal) et non pas seulement la pente 3 dB/dB.

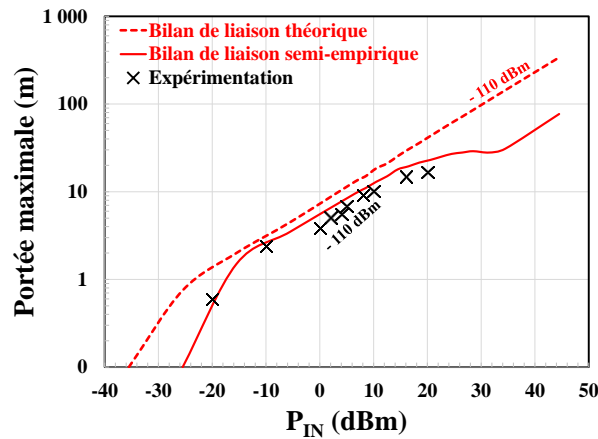


Figure 3.28 — Comparaison entre le bilan de liaison théorique (chapitre 1) et le bilan de liaison semi-empirique d'un radar IM3 à 2 antennes. $f_1 = 414$ MHz, $f_2 = 415$ MHz et $f_{IM3} = 413$ MHz.

Prenons l'exemple d'une puissance P_{IN} égale à 30 dBm, le bilan de liaison théorique prédit une détection possible jusqu'à environ 100 m contre 30 m pour le bilan de liaison semi-empirique. La différence est donc immense en termes de performances. Ce qui peut porter à confusion dans l'idée d'une application motivant ainsi le développement de notre méthode. L'augmentation des performances en termes de portée de détection peut se faire en augmentant la puissance radar en veillant à toujours linéariser comme expliqué dans une partie précédente de ce chapitre afin de ne pas dégrader le seuil de sensibilité en réception (à cause de l'IM3 résiduel).

Différents émetteur-récepteur commerciaux ont été testés afin d'élargir notre panel. Un récepteur micro est mis sous test. Le SR45 est un récepteur RF stationnaire pour tous les émetteurs du système Perception Wireless. Le SR45 fonctionne dans une largeur de bande pour la France qui s'étend de 530 MHz à 560 MHz.

Un mobile GSM Alcatel est également mis sous test dont sa partie réception pour la France (GSM 900) s'étend de 935 MHz à 960 MHz. De la même manière le protocole de détection est suivi avec précaution pour ces deux cibles permettant les mêmes observations, que sur le Talkie-Walkie, à savoir la non-observation de la zone faiblement non-linéaire des cibles RF lors du balayage en puissance.

On montre sur la Figure 3.29 l'évolution de la portée de détection maximale du récepteur SR45 et du mobile GSM en fonction de la puissance radar P_{IN} . Lors de la détection du récepteur SR45, les fréquences f_1 et f_2 valent respectivement 535 MHz et 536 MHz, la récupé-

ration de la réémission de l'IM3 se fait à 534 MHz. Pour le mobile GSM Alcatel on utilise le jeu de fréquence suivant : $f_1 = 946$ MHz, $f_2 = 947$ MHz et $f_{IM3} = 945$ MHz. La Figure 3.29 montre clairement que la portée de détection diminue sensiblement en fonction de la fréquence directement liée à la surface effective de capture du signal, qui dépend de sa fréquence.

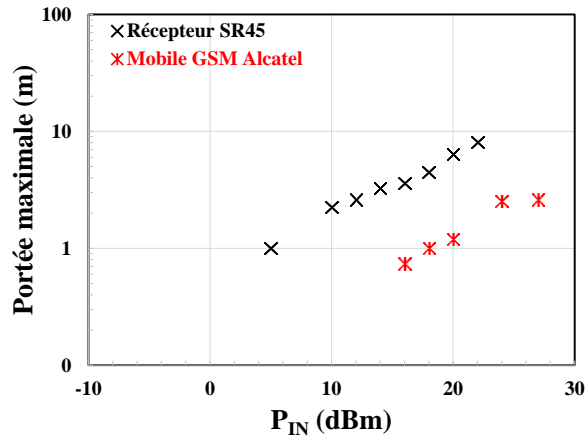


Figure 3.29 — Evolution de la portée de détection maximale possible de deux cibles RF en fonction de la puissance radar en sortie du synthétiseur.

Les résultats restent cependant très encourageants. A une puissance radar P_{IN} de 20 dBm, le récepteur SR45 a été détecté à plus de 6 m. À cette même puissance le mobile GSM a lui offert une portée de détection supérieure à 1 m. Il semble donc primordial d'augmenter la puissance d'émission du radar lorsque la fréquence de fonctionnement des cibles RF à détecter augmente afin d'atteindre une distance de détection approchant la dizaine de mètres comme avancé dans le cahier des charges. Il y a également une amélioration possible en choisissant des antennes à plus fort gain.

Dans cette partie une dernière cible est mise sous-test ayant le même avantage que le Talkie-Walkie testé précédemment, à savoir une connaissance parfaite de la réponse de l'IM3 réfléchi (mesurée à l'aide du banc de test en mode conduit) en fonction de la puissance radar en sortie des synthétiseurs P_{IN} comme le montre la Figure 3.30. Il s'agit d'un LNA de référence BFU730F du fabricant NXP ayant une bande passante allant de 2300 MHz à 2700 MHz. Ce dernier est utilisé avec une antenne filaire pour des applications Wi-Fi dont la bande passante va de 2400 MHz à 2500 MHz environ.

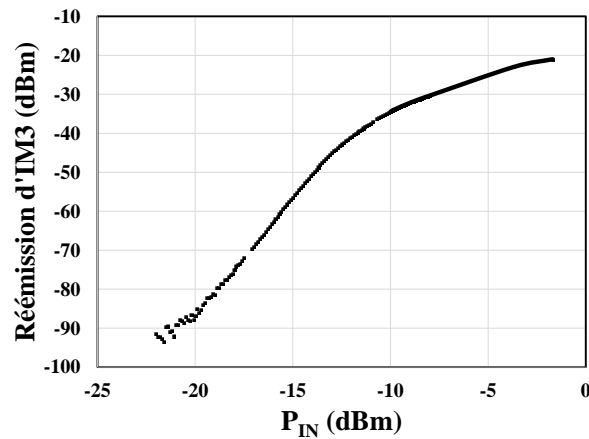


Figure 3.30 — Réémission d'IM3 par le LNA BFU730F en fonction de la puissance émise par les deux synthétiseurs à l'aide du banc de test en mode conduit. $f_1 = 2401$ MHz, $f_2 = 2402$ MHz et $f_{IM3} = 2400$ MHz

On réitère la méthode explicitée en détail sur le Talkie-Walkie. On extrait alors les facteurs de pertes du LNA mesurés lors de sa détection sans aucune optimisation sur le placement de la cible. On obtient à nouveau une référence basse ($\beta_1 = 4$ dB et $\beta_2 = 23$ dB) et une référence haute ($\beta_1 = 0$ dB et $\beta_2 = 6$ dB). Comme précédemment, on observe sur la Figure 3.31 à la fois les résultats de la simulation du bilan de liaison semi-empirique (référence haute et référence basse) et les mesures faites en extérieur.

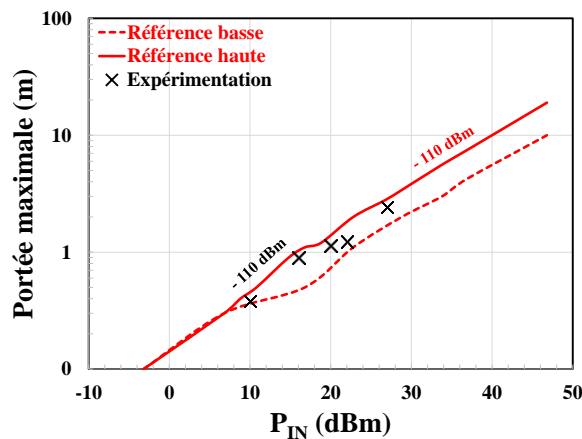


Figure 3.31 — Evolution de la portée de détection maximale possible du LNA NXP en fonction de la puissance radar en sortie du synthétiseur. Comparaison entre les résultats numériques et expérimentaux. $f_1 = 2401$ MHz, $f_2 = 2402$ MHz et $f_{IM3} = 2400$ MHz.

Les résultats expérimentaux sont très proches du modèle semi-empirique pour les mêmes raisons que précédemment, à savoir une très bonne optimisation des facteurs de pertes

lors de la prise des mesures. Cette Figure 3.31 montre clairement que la montée de la puissance d'émission du radar est réellement bénéfique en se basant sur le bilan de liaison semi-empirique préalablement validé expérimentalement à des niveaux de puissance utilisables par notre banc de test. À une puissance P_{IN} de 27 dBm, la portée de détection maximale du LNA NXP approche les 3 m. Une puissance radar de 40 dBm offre quant à elle une portée de détection d'environ 10 m.

Ces mesures ont montré clairement des résultats prometteurs, dans la détection de récepteurs RF inconnus. Les performances du radar IM3 à deux antennes, au niveau de la portée de détection, diminuent avec la montée en fréquence des récepteurs RF comme le résume la Table 3.3. Il est essentiel d'augmenter la puissance d'émission pour améliorer les performances en termes de distance maximale de détection.

Table 3.3 — Résumé des distances de détection maximales (r_1 ou r_2) possibles, avec un radar à 2 antennes, en fonction de la bande passante des récepteurs RF se basant à la fois sur les expérimentations en terrain extérieur et sur le bilan de liaison semi-empirique développé pendant cette thèse.

	$P_{IN} = 20$ dBm	$P_{IN} = 40$ dBm	$P_{IN} = 20$ dBm	$P_{IN} = 40$ dBm	$P_{IN} = 20$ dBm	$P_{IN} = 40$ dBm
Bande passante des récepteurs RF	300 MHz – 600 MHz		900 MHz – 1100 MHz		2300 MHz – 2500 MHz	
Portée de détection maximale possible	10 m – 20 m	10 m – 80 m	1 m – 3 m	1 m – 15 m	1 m – 3 m	1 m – 10 m

Pour aller plus loin, ces mêmes mesures ont été effectuées avec un radar à intermodulation utilisant cette fois-ci une seule antenne, gérant émission et réception, offrant ainsi une meilleure compacité. Cette intégration est possible du fait que les fréquences d'excitations du radar f_1 et f_2 sont très proches de la fréquence de l'IM3 réfléchi par la cible RF. Nous allons estimer ces nouvelles performances et les comparer au radar IM3 à deux antennes. Nous comparerons alors les avantages et inconvénients de l'un et l'autre en termes d'applications possibles et de facilité d'utilisation.

3.4 Banc de test du radar IM3 à une seule antenne

3.4.1 Mise en place

L'utilisation du radar IM3 à une seule antenne est susceptible d'être moins encombrante et plus flexible. En se projetant, cette solution à une antenne peut être placée dans les mains d'un utilisateur. Les limitations liées à la diaphonie disparaissent. Le schéma de principe du radar IM3 à une antenne est présenté sur la Figure 3.32. La Table 3.4 présente le matériel utilisé pour répondre à son fonctionnement.

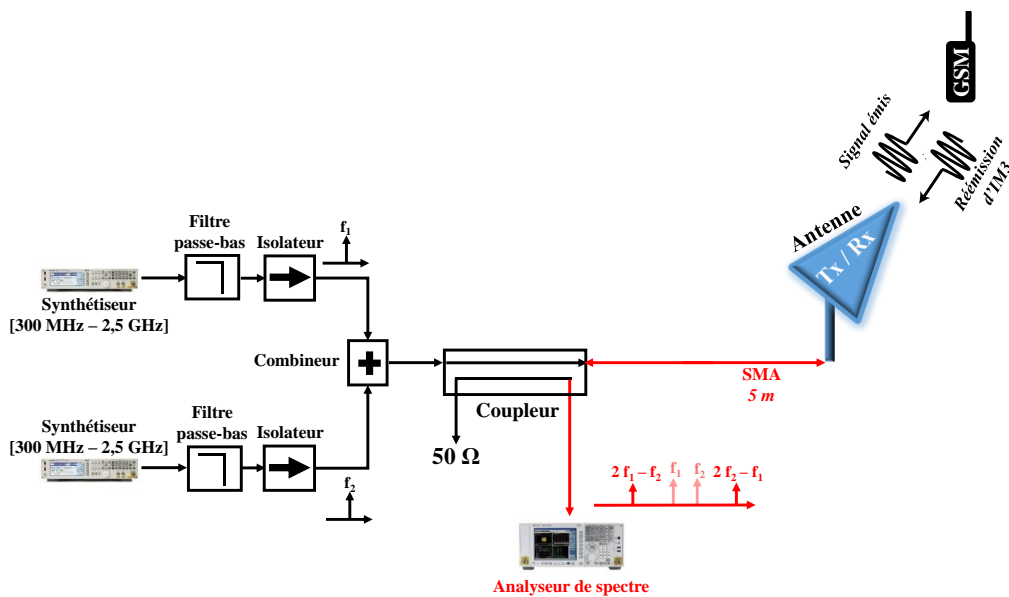


Figure 3.32 — Schéma du banc de test radar à intermodulation à une antenne utilisé lors des mesures en condition opérationnelle.

Table 3.4 — Différentes configurations du radar IM3 à une seule antenne permettant d'émettre et de détecter dans la gamme [300 MHz – 2,5 GHz].

Synthé f_1	Analyseur de spectre	Isolateur	Combineur	Coupleur bidirectionnel	Antenne	Filtre Passe-bas	Bande Visée [MHz]
N5171B <i>Keysight</i>	N9000A <i>Keysight</i>	IS-106	ZACS242-100W+	ZFBDC20-62HP-S+	HyperLOG 4025 AARONIA	VLF-320+	[300 – 400]
		Absent				VLF-490+	[400 – 500]
						VLF-630+	[500 – 600]
				VLF-800+		[600 – 800]	
		VLF-1000+		[800 – 1000]			
		VLF-1200+		[1000 – 1200]			
		VLF-1800+		[1200 – 1800]			
PE8301	VLF-2500+	[1800 – 2500]					

Le banc de test est directement inspiré de celui développé en mode conduit dans le chapitre 2 où les mêmes limitations de conception sont observées. On retrouve alors la contrainte liée à la directivité et à l'atténuation de couplage du coupleur bidirectionnel.

Pour être plus précis, les problématiques liées au « crosstalk » et à la polarisation croisée disparaissent. En revanche la directivité du coupleur reliant les signaux incident du radar et l'analyseur de spectre est un point limitant. Le phénomène est présenté dans le chapitre 2. On rappelle que l'IM3 résiduel se crée au niveau des synthétiseurs et vient se retrouver sur l'analyseur de spectre via la directivité du coupleur. Cette observation valide et confirme l'utilisation de techniques d'isolation réduisant ainsi le niveau d'amplitude de l'IM3 résiduel.

On observe les pertes d'insertion (prenant en compte tous les éléments du banc de test de la Table 3.4 et de la Figure 3.32) du système à une seule antenne sur la Figure 3.33.

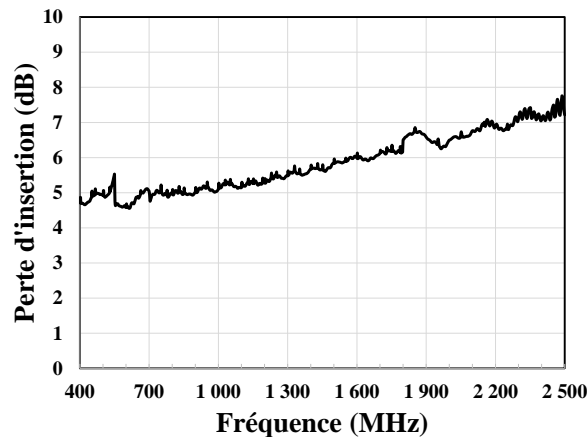


Figure 3.33 — Pertes d'insertion du radar à une seule antenne en fonction de la fréquence.

On s'intéresse à nouveau à l'IM3 résiduel généré par le système d'émission, toujours dans l'optique de réduire le niveau de sensibilité pour améliorer la dynamique de mesure influent sur les performances du radar (voir partie précédente). Les isolateurs présentés lors de la conception du radar IM3 à deux antennes sont réutilisés. Ils permettent une réduction de l'IM3 résiduel comme le montre la Figure 3.34 et la Figure 3.35. On observe alors une très bonne réduction de ces harmoniques parasites à une puissance P_{IN} de 27 dBm. De la même manière que la solution à deux antennes nos mesures sont limitées par le bruit de l'appareillage (- 110 dBm).

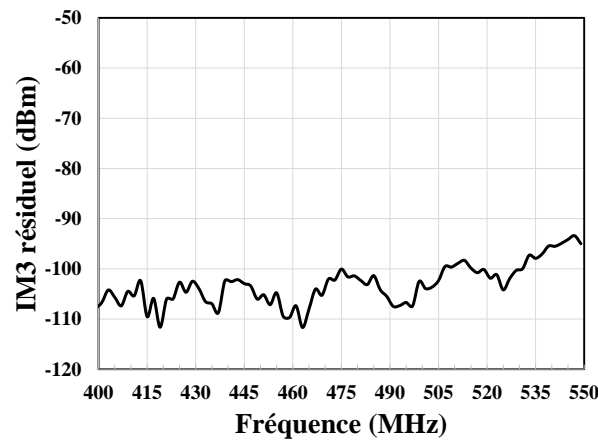


Figure 3.34 — Evolution de l’IM3 résiduel capté en extérieur par le récepteur radar à une seule antenne en fonction de la fréquence allant de 400 MHz à 550 MHz.

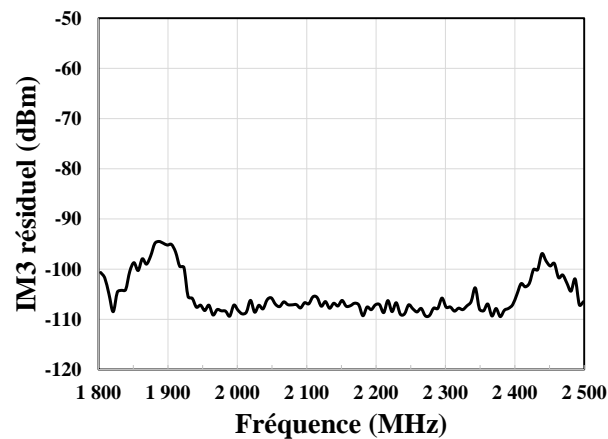


Figure 3.35 — Evolution de l’IM3 résiduel capté en extérieur par le récepteur radar à une seule antenne en fonction de la fréquence allant de 1800 MHz à 2500 MHz.

La mesure de la réémission d’IM3 se fait donc via la même antenne rayonnant le signal radar incident. Un coupleur bidirectionnel, présenté dans le chapitre 2, permet donc la récupération de cette raie contenant l’information de la cible. À la différence de la solution à deux antennes, une atténuation de couplage estimée à environ 22 dB ou 23 dB, selon la fréquence du radar, doit être prise en compte lors de l’exploitation de la mesure. Cette perte influe sur les performances du radar à une seule antenne, elle doit également être prise en compte dans le bilan de liaison semi-empirique.

3.4.2 Résultats et comparaison des radars à intermodulation développés

La même démarche que précédemment est suivie, effectuons la détection du Talkie-Walkie. Cette fois-ci la cible fait toujours face à l'antenne du radar comme le montre la Figure 3.36. Le bilan de liaison semi-empirique du radar IM3 à une seule antenne voit donc sa première et troisième étape strictement identique. En effet il n'existe maintenant qu'un seul trajet, noté r_1 , défini entre la cible RF et l'antenne du radar. Afin de réaliser les simulations du modèle semi-empirique, on considère $r_1 = r_2$.

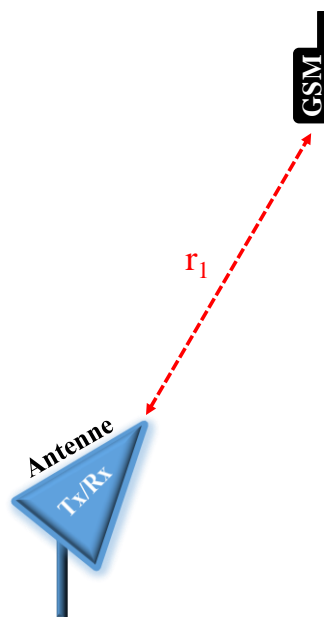


Figure 3.36 — Schéma montrant le placement de l'antenne par rapport à la cible pour une configuration du radar à une antenne.

Par conséquent il n'existe qu'un seul facteur de perte identique sur le trajet aller ou le signal radar vient se coupler sur la cible et sur le trajet retour où l'IM3 réfléchi est capté par l'antenne en vue de sa mesure par le radar, à savoir β_1 . Dans le modèle le facteur de perte β_2 sur le trajet retour de l'IM3 réfléchi par la cible est exprimé de la manière suivante avec l'ajout d'une atténuation de couplage (d'environ 22 dB) :

$$\beta_2 = \beta_1 + \text{Atténuation de couplage} \quad (3.8)$$

L'encombrement du radar est moindre et aucune limite de placement n'est à envisager comme on a pu le voir dans la solution à 2 antennes.

Le protocole de détection est à nouveau suivi rigoureusement. Le balayage en fréquence est réalisé permettant à nouveau une identification de la bande passante du Talkie-Walkie comme vu avec la solution à deux antennes. Afin d'estimer la portée de détection maximale du radar à une antenne en fonction de la puissance radar en sortie du synthétiseur, s'en suit un balayage en puissance qui permet d'extraire les facteurs de pertes en suivant la méthode présente dans la partie précédente. Dans un premier temps on trace l'évolution de la portée de détection maximale à l'aide du bilan de liaison semi-empirique pour le radar à 1 antenne pour une référence haute ($\beta_1 = 0$ dB et $\beta_2 = 22$ dB) et une référence basse ($\beta_1 = 6$ dB et $\beta_2 = 28$ dB). Les résultats expérimentaux sont ensuite effectués toujours en recherchant une optimisation (observation de la raie d'IM3 réfléchi par la cible la plus haute possible) lors de la prise de mesure afin de relever la portée de détection maximale. Les résultats sont montrés sur la Figure 3.37.

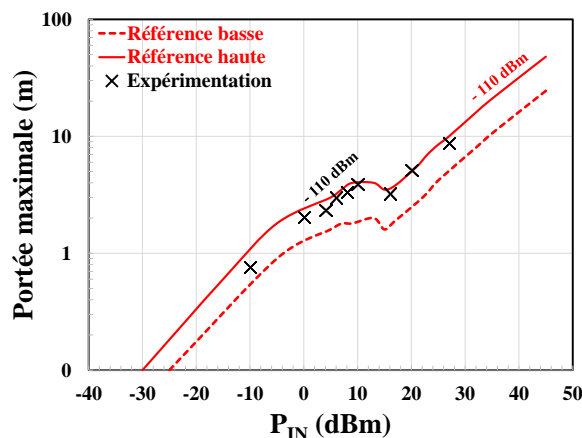


Figure 3.37 — Evolution de la portée de détection maximale possible du Talkie-Walkie en fonction de la puissance radar en sortie du synthétiseur pour une configuration à une seule antenne. Comparaison entre les résultats numériques et expérimentaux. $f_1 = 414$ MHz, $f_2 = 415$ MHz et $f_{IM3} = 413$ MHz.

L'accord recherché entre expérience et bilan de liaison semi-empirique de référence haute est excellent. Ce qui nous amène encore à considérer notre modèle comme utilisable pour extrapoler la puissance radar.

À une puissance P_{IN} de 20 dBm, la portée de détection du radar atteint les 5 m. En comparaison avec le radar à 2 antennes on est bien en deçà des performances. Les mesures et

les extrapolations en puissance restent cependant très intéressantes pour envisager de nombreuses applications. Le radar à une antenne est testé pour différentes cibles RF, à chaque test la détection a bien été validée. La Table 3.5 fait un récapitulatif des portées de détection maximales possibles pour les deux types de radar à intermodulation présentés et développés dans la thèse en se basant toujours sur les expérimentations ainsi que le bilan de liaison semi-empirique de référence haute. Ces performances sont extraites en supposant un seuil de sensibilité défini par le bruit de l'appareillage égal à - 110 dBm. On voit très clairement que dans notre cas la solution à 2 antennes offre nettement plus de performance. Il y a beaucoup de critères et de restrictions au niveau de son utilisation et de son placement qui doivent être rigoureusement pris en compte pour une utilisation optimale. Cependant les performances de la solution à 1 antenne peuvent être améliorées. Une réduction drastique de l'atténuation de couplage (utilisation d'un coupleur - 3 dB, té magique, etc.) couplée à une augmentation du degré de linéarisation diminuerait le facteur de couplage β_2 permettant d'atteindre les mêmes performances que la solution à 2 antennes. Selon le type d'application visée, les deux types de solutions peuvent convenir. Par exemple la solution à 1 antenne peut être très facilement miniaturisée et transportable par un utilisateur avec une liberté totale sur l'orientation sans alignement de l'antenne émettrice et réceptrice du radar afin d'optimiser le bilan de liaison. La montée en puissance sera moins privilégiée pour protéger l'utilisateur d'un rayonnement trop élevé étant potentiellement dangereux pour l'homme. La solution à deux antennes, grâce à ses excellentes performances de portée de détection, sera plus facilement intégrable sur un porteur. L'intérêt de la montée en puissance sur cette solution est nettement plus intéressant au vue des performances atteignables. Les problématiques de dangerosité de rayonnement sont alors totalement effacées, seul le niveau de linéarisation de l'émetteur peut-être un frein.

Table 3.5 — Comparaison de la portée de détection maximale atteignable pour le radar IM3 à une ou deux antennes.

		P_{IN}		20 dBm		40 dBm			
		20 dBm	40 dBm	20 dBm	40 dBm	20 dBm	40 dBm		
		Bande passante des récepteurs RF		300 MHz – 600 MHz		900 MHz – 1100 MHz		2300 MHz – 2500 MHz	
Radar IM3 à 2 antennes	Portée de détection	10 m – 20 m	10 m – 80 m	1 m – 3 m	1 m – 15 m	1 m – 3 m	1 m – 10 m		
Radar IM3 à 1 antenne	maximale possible	4 m – 6 m	4 m – 30 m	1 m – 2 m	1 m – 11 m	1 m – 2 m	1 m – 8 m		

Pour conclure cette partie, on montre sur la Table 3.6 les points clés des deux solutions du radar IM3. Ils présentent également les points d'améliorations possibles à la fois pour augmenter la portée de détection, et réduire l'influence de l'IM3 résiduel. On s'aperçoit que la marge d'amélioration est immense et que les portées de détection déjà atteintes peuvent être encore optimisées avec des choix judicieux.

Table 3.6 — Comparaison des points clés et améliorations possibles pour les deux solutions du radar IM3.

		Radar IM3 2 antennes	Radar IM3 1 antenne
Inconvénients	Provenance de l'IM3 résiduel	Diaphonie + Chaîne d'émission	Directivité + Chaîne d'émission
Avantages	Amélioration du seuil de sensibilité	<ul style="list-style-type: none"> • Réduction de l'influence de la diaphonie • Etage d'isolation supplémentaire • Augmentation de l'isolation du combineur 	<ul style="list-style-type: none"> • Augmentation de la directivité • Etage d'isolation supplémentaire • Augmentation de l'isolation du combineur
	Augmentation de la portée de détection	<ul style="list-style-type: none"> • Amplificateur RF • Augmentation du gain des antennes 	<ul style="list-style-type: none"> • Amplificateur RF • Augmentation du gain des antennes

3.5 Plateforme de détection

L'état de l'art concernant les différents types de radar, la connaissance acquise dans le chapitre 2 et la conception du radar IM3 dans ce chapitre offre une revue des différents types de détection, de systèmes RF, possibles. L'idée d'une plateforme de détection accueillant différents types de radar est d'actualité. Chaque type de radar apporte une spécificité et une complémentarité. Toutes cibles RF (récepteur, émetteur, émetteur-récepteur), toutes jonctions (métal, électronique) sont donc potentiellement détectables. Une fois la détection effectuée, il est nécessaire de localiser la position de la cible via le radar non-linéaire. Cette dernière n'est pas un frein technologique pour Thales : On peut utiliser des techniques de goniométrie d'amplitude, Doppler, etc. Les informations obtenues permettent d'entrer dans ses phases d'interception ou de traitement.

Le radar non-linéaire H2 via son couplage *back-door* est susceptible de faire ressortir de l'information sur de l'électronique communicante ou non. Elle peut être alimentée, en veille ou bien éteinte.

Le radar non-linéaire IM3 se couple lui sur l'accès antenne. Sa cible prioritaire concerne seulement les récepteurs, le PA (caractérisant l'émetteur) étant attaqué par sa sortie offre une quasi impossibilité de retour d'information (chapitre 4). Leur détection est possible s'ils sont sous tension ou en veille. Après expérimentation sur notre panel RF testé dans les chapitres 2 et 3, l'IM3 réfléchi est strictement identique lorsque la cible est dite sous tension ou dans un mode veille.

Le radar classique exploite seulement la fréquence au fondamental. Il peut-être passif en écoutant son spectre environnant ou actif en exploitant, après injection d'un signal radar, la réflexion d'un objet via son SER. Un émetteur RF est source constante de rayonnement électromagnétique. Sa détection et localisation sont donc la cible prioritaire du radar classique dit passif.

Sur les théâtres d'opération, la mise en commun de ces informations par fusion de données offrent une quantité d'information extrêmement riche. En se projetant sur la réalisation d'une telle plateforme, prenons quatre scénarios :

- Une harmonique 2 est détectée, à une fréquence $2f_x$ provenant d'une jonction non-linéaire. Aux alentours de la fréquence f_y , une réémission d'IM3 est mesu-

rée. Le radar passif ne détecte aucun signal. On est potentiellement face à un récepteur RF.

- Le radar H2 détecte une harmonique à une fréquence $2f_x$ provenant d'une jonction non-linéaire. Aucune réémission d'IM3 n'est mesurée. Le radar passif ne détecte aucun signal. On est potentiellement face à une électronique communicante ou non.
- Le radar H2 détecte une harmonique à une fréquence $2f_x$ provenant d'une jonction non-linéaire. Aucune réémission d'IM3 n'est mesurée. Le radar passif détecte une porteuse à la fréquence f_z . On est potentiellement face à un émetteur.
- Le radar H2 détecte une harmonique à une fréquence $2f_x$ provenant d'une jonction non-linéaire. Aux alentours de la fréquence f_y , une réémission d'IM3 est mesurée. Le radar passif détecte une porteuse à la fréquence f_z . On est potentiellement face à un émetteur-récepteur.

Ces exemples illustrent simplement quelques scénarios d'emploi sur un théâtre d'opération. Le radar H2, émettant à fréquence fixe, détecte à coup sûr une composante harmonique à proximité d'une jonction non-linéaire quelconque, si cette dernière se situe dans son rayon d'action. Ce point peut être considéré comme un réel avantage, cependant il offre peu de latitude dans la discrimination de la nature de la cible. La réalisation de cette multiplanteforme voit donc un grand intérêt. L'utilisation du radar IM3, couplé à un radar H2, peut permettre de confirmer et d'affiner la discrimination et l'identification d'une cible RF.

On entre alors indirectement dans le domaine de l'identification traitée dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Première approche de l'identification et de la classifica- tion d'une cible RF

TABLE DES MATIERES

4.1	OBSERVABLES ET SOLUTIONS POSSIBLES DANS LE BUT D'UNE IDENTIFICATION.....	117
4.1.1	Récupération des bandes passantes d'une cible RF	119
4.1.2	Fonctionnement particulier révélateur d'une fonction RF	120
4.1.3	Mise en commun d'information provenant de la plateforme de détection.....	122
4.2	IDENTIFICATION DE RÉCEPTEURS VIA L'OBSERVATION DE L'IM3 RÉFLÉCHI.....	124
4.2.1	Approche mathématique	126
4.2.2	Approche expérimentale	131
4.2.3	Approche par simulation numérique	135

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la possibilité d'une identification de la cible RF après sa détection. Dans un cas idéal, cette identification peut décrire la cible comme étant un pur émetteur, un pur récepteur, un émetteur-récepteur ou une simple jonction non-linéaire (non-électronique). Cette information sur sa nature peut renseigner l'utilisateur d'une potentielle hostilité de la cible, comme expliqué dans les chapitres précédents.

Dans un premier temps, nous ferons une liste non-exhaustive des observables possibles lors de l'utilisation d'une éventuelle plateforme de détection (radar linéaire et non-linéaire), permettant ainsi d'obtenir des éléments d'identification.

L'étude se concentre ensuite sur l'identification et la classification de récepteurs RF via l'utilisation d'un radar non-linéaire à intermodulation. Cependant nous verrons, également à l'aide des observations faites dans les chapitres précédents, qu'il est possible d'extraire des signatures particulières et uniques à toutes cibles RF.

Enfin, un bilan des travaux de la thèse est effectué permettant de résumer à la fois l'avancement de l'étude et la maîtrise acquise sur le radar IM3. Une partie s'oriente alors sur les perspectives des travaux futurs, toujours dans l'optique d'améliorer les performances possibles du radar dans tous les domaines (portée de détection, identification etc.) explorés pendant la thèse.

4.1 Observables et solutions possibles dans le but d'une identification

En se basant sur les travaux effectués dans le chapitre 3, le radar IM3 exploite le couplage front-door d'un RF front-end (Figure 2.1). De ce fait son rayon d'application tend vers la détection et si possible l'identification de récepteurs RF. Lors de l'injection du signal radar, ce dernier pénètre par l'antenne et peut se retrouver soit sur l'entrée du LNA ou soit sur la sortie du PA. Avant de traiter l'identification d'une cible, testons la susceptibilité à l'intermodulation réfléchi à sa sortie. On observe sur la Figure 4.1 une mesure faite sur un émetteur-récepteur intégré. Ce dernier est placé dans différents modes de fonctionnement :

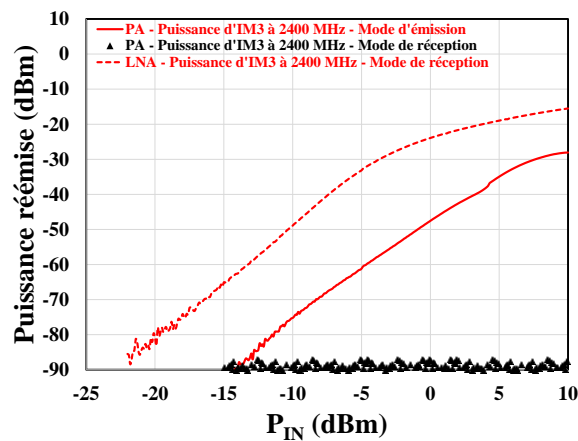


Figure 4.1 — Evolution de la puissance réfléchi d'un émetteur-récepteur (PA et LNA) en fonction de la puissance en sortie des deux synthétiseurs pour différents modes de fonctionnement.

- En mode émission, le Switch est positionné en direction du PA. Le signal utile émis se dirige vers l'antenne en ne subissant aucune perte d'insertion. Une isolation du Switch empêche le signal utile du PA de se coupler sur l'entrée du LNA. Dans cette configuration, l'injection de l'excitation radar à 2 fréquences sur l'antenne de la cible se dirige vers la sortie du PA en ne subissant aucune perte d'insertion contrairement au chemin la reliant vers le LNA.
- En mode réception, le Switch est positionné en direction du LNA. Le signal utile capté par l'antenne est dirigé vers le LNA sans aucune perte d'insertion. Une isolation du Switch empêche le signal utile de se retrouver sur la sortie du

PA. Dans cette configuration, l'injection de l'excitation radar à 2 fréquences se dirige vers l'entrée du LNA en ne subissant aucune perte d'insertion contrairement au chemin la reliant vers la sortie du PA.

La Figure 4.1 et les travaux du chapitre 2 montrent clairement qu'en mode réception l'IM3 réfléchi est généré seulement en entrée du LNA, autrement dit du récepteur. Dans cette configuration, l'IM3 réfléchi induit en sortie du PA est de très faible amplitude, en dessous du niveau de bruit de l'analyseur de spectre.

En mode émission l'IM3 réfléchi est généré en sortie du PA et possiblement par le Switch lui-même comme montré dans le chapitre 2. L'apparition de l'IM3 se produit à des niveaux de puissances P_{IN} relativement fort. Le niveau de puissance réémis est cependant bien en dessous (environ 25 dB) de celui généré en mode réception. On a vu dans le chapitre 3 que plus ce niveau est faible et plus les performances du radar IM3 sont altérées.

Un PA, de manière générale, est défini par un fort gain et une forte puissance de sortie afin d'optimiser le niveau du signal émis. Ces caractéristiques ont pour conséquence une forte consommation de courant. Hypothétiquement afin de limiter cette perte de consommation (sur un Smartphone par exemple), l'alimentation du PA est commutée et fournie seulement si nécessaire pour éviter une consommation excessive des ressources d'une batterie. On considère qu'un émetteur-récepteur fixe son fonctionnement par défaut en mode réception. Ceci est argumenté par le fait que le LNA détecte de faible niveau d'amplitude que l'on relie à une consommation de courant relativement faible. Nous posons l'hypothèse que le fonctionnement en veille d'un front-end est identique à un fonctionnement normal du mode réception. Le mode de réception est donc toujours actif (LNA sous tension) et les nombreuses mesures des chapitres précédents confirment cette observation. En conclusion, la mesure de l'IM3 réfléchi en mode émission est possible mais à des niveaux strictement inférieurs par rapport au mode réception. Le radar IM3 a donc peu de chance de détecter un émetteur, d'autres solutions doivent être utilisées comme exposés précédemment.

Cette mesure de la Figure 4.1 confirme l'intérêt du radar IM3 pour l'identification et la détection de récepteurs RF. Nous présentons maintenant une liste de solution en lien avec l'identification de récepteurs RF.

4.1.1 Récupération des bandes passantes d'une cible RF

L'utilisation du radar non-linéaire à intermodulation suit un protocole de détection défini et développé dans le chapitre précédent. Sa première étape consiste à faire un repérage dans un environnement ciblé via un balayage en fréquence du signal radar à un niveau de puissance P_{IN} constant. A proximité d'un récepteur RF se situant dans le rayon d'action du radar, la réémission de l'IM3 détectée permet d'observer les bandes passantes vulnérantes de la cible. Une première étape d'identification peut alors être effectuée. L'identification de cette bande passante peut renseigner sur le type de communication de la cible, à savoir l'identification du standard de communication utilisé, ou bien sa fréquence de fonctionnement. Cette première classification par standard de communication corrélée avec l'environnement où la mesure a été effectuée peut potentiellement amener une première hypothèse sur la mission de la cible. La détection d'une fréquence de fonctionnement dite amateur (2,4 GHz) en milieu urbain semble innocent, au vu de la surcharge du spectre électromagnétique à cette fréquence. La détection de cette même fréquence de fonctionnement, sur un théâtre d'opération, est cette fois-ci synonyme d'un récepteur RF potentiellement menaçant.

La Figure 4.2 montre l'évolution de l'IM3 réfléchi par différentes cibles en fonction de la fréquence du signal radar à une distance de détection d'environ 2,5 m.

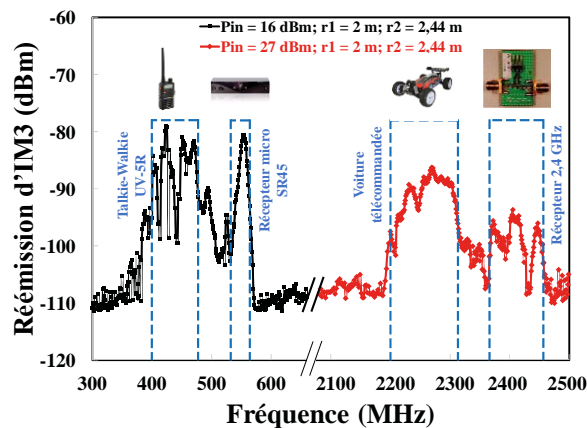


Figure 4.2 — Balayage en fréquence qui permet l'identification des bandes passantes de 4 cibles RF.

Ce balayage en fréquence permet de détecter les bandes passantes de 4 récepteurs RF différents : un Talkie-Walkie, un récepteur micro, une voiture télécommandée et un récepteur RF fonctionnant à 2,4 GHz. Après comparaison avec les bandes passantes données par les

fabricants et celles mesurées, une corrélation quasi parfaite est observée. La réémission de l'IM3 par ces cibles RF permet une lecture parfaite de leur fréquence de fonctionnement. La mesure de la Figure 4.2 a été faite lors d'une multi-détection. En plus de la récupération de la bande passante, la faisabilité de la détection multi-cible a été démontrée. On note que sur la Figure 4.2 le balayage est réalisé à deux niveaux de puissance du radar. Lorsque $P_{IN} = 16$ dBm, on ne distingue pas les fréquences de fonctionnement aux alentours de 2,4 GHz. Pour les observer et les repérer, il est nécessaire d'augmenter la puissance d'émission du radar. Nous avons alors pu mesurer l'IM3 réfléchi, aux alentours de 2,4 GHz, lorsque le balayage est effectué avec une puissance P_{IN} de 27 dBm. La suite du protocole de détection définit la réalisation d'un balayage en puissance au sein même des bandes passantes identifiées.

4.1.2 Fonctionnement particulier révélateur d'une fonction RF

Dans cette partie, le Talkie-Walkie UV-5R est mis à nouveau sous test en mode conduit. Il est alimenté par une batterie, n'émet pas et il est placé dans un mode réception. Le balayage en puissance est effectué afin de réémettre un IM3 à la fréquence de 400 MHz. On observe sur la Figure 4.3 l'évolution de l'IM3 réfléchi en fonction de la puissance en sortie des deux synthétiseurs. L'analyseur de spectre est configuré afin de réaliser des acquisitions instantanées sans traitement (maximum, moyennage, etc.).

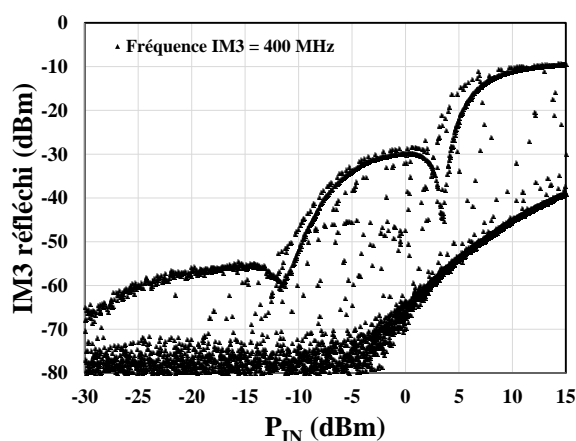


Figure 4.3 — Balayage en puissance réalisé sur le Talkie-Walkie UV-5R.

Deux comportements se distinguent dans l'IM3 réémis. En effet on constate la présence de deux courbes, celle présentant les plus hauts niveaux d'IM3 est appelée « courbe haute », inversement celle présentant les plus bas niveaux est appelée « courbe basse ». En reprenant l'hypothèse en début de chapitre, cette séparation de l'IM3 est certainement liée aux deux modes de fonctionnement d'un émetteur-récepteur. La « courbe haute » représente l'IM3 réémis en entrée du LNA, la « courbe basse » représente l'IM3 réémis en sortie du PA. Dans le mode d'émission le PA n'émet aucun signal et aucune certitude de sa mise sous tension n'est observable. On peut alors parler d'un mode neutre.

Ces deux modes fonctionnements sont dépendants du temps de commutation du Switch. On observe sur la Figure 4.4 l'évolution du niveau d'IM3 réémis par le Talkie-Walkie en fonction du temps. L'analyseur de spectre doit être configuré avec un SPAN zéro réglé sur la fréquence de l'IM3 en veillant à choisir un temps d'acquisition supérieur à la période de commutation.

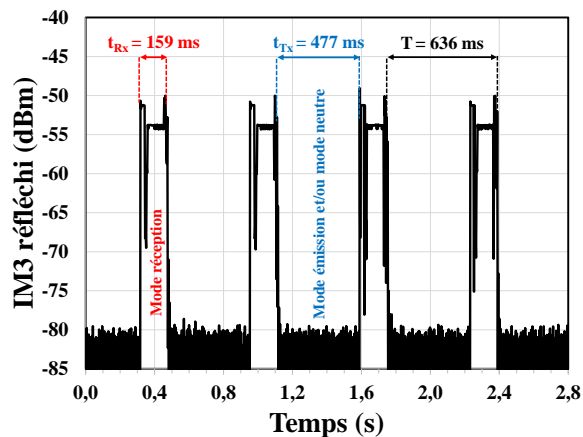


Figure 4.4 — Evolution de l'IM3 réfléchi en fonction du temps. Identification du temps de commutation du Switch.

Le Talkie-Walkie se situe en mode réception pendant un temps t_{Rx} d'environ 159 ms. Il se situe dans son mode émission pendant un temps t_{Tx} d'environ 477 ms. Cette mesure confirme la présence d'un Switch ayant une période de commutation de 636 ms. L'identification de ce phénomène par l'intermédiaire d'un rapport cyclique démontre un fonctionnement propre à un Switch RF, et donc à un RF front-end.

Pour rappel, la réception du radar IM3 effectue une mesure du maximum de la puissance détectée (chapitre 3) qui dans le cas de la Figure 4.3 montrerait seulement la « courbe

haute ». On peut donc maintenant développer le protocole de détection prenant en compte cette particularité des systèmes émetteur-récepteur :

1. Balayage en fréquence et en puissance

- Identification des bandes passantes

2. Balayage en puissance

- Mesure du maximum

3. Identification d'une période de commutation du Switch de la cible

- Mesure instantanée (SPAN ZERO)

4.1.3 Mise en commun d'information provenant de la plateforme de détection

Une autre solution d'identification de systèmes RF est la mise en place d'une base de données intelligente. Les informations contenues dans cette base de données s'enrichissent par l'intermédiaire de l'apprentissage de la plateforme de détection en amont ou en temps réel via la multiplication des nombreux scénarios opérationnels. Comme dit précédemment, le radar H2, à fréquence d'émission fixe, offre peu de discrimination contrairement au radar IM3 qui lui fait apparaître une réponse ou non en fonction de la nature de la cible RF (émetteur ou récepteur). Intéressons-nous à la détection de récepteurs RF en se basant sur les scénarios décrits dans le chapitre 3.

Après détection de la réémission d'une composante harmonique d'ordre 2, le radar IM3 suit le protocole de détection. L'évolution de l'IM3 réfléchi, à fort signal, en fonction de la puissance radar est unique et propre à tout récepteur RF comme nous le verrons dans la partie suivante. Elle permet donc de définir un seul et unique récepteur dans la base de données. On peut donc classer dans la base de données à la fois la bande passante et l'évolution de l'IM3 réémis du récepteur détecté. Ainsi au fur et à mesure des scénarios, la quantité d'information provenant des récepteurs RF évolue et s'agrandit.

A chaque contribution ou ajout d'information, il est nécessaire de définir un degré de dangerosité du récepteur RF détecté. Cette étape prend en compte de nombreux facteurs. Elle est directement dépendante du lieu de la détection (urbain, théâtre d'opération, etc.), de la localisation et de la fréquence de la cible, du contexte d'utilisation ainsi que de l'appréciation de l'utilisateur. Une fois ces facteurs d'hostilités définis, une décision concernant l'action à

accomplir (neutralisation du récepteur, évitement, etc.) est établie par un opérateur (homme, homme-machine, intelligence artificielle). La dernière étape consiste cette fois-ci à définir un degré de réussite concernant l'action accomplie. L'hostilité, avérée ou non, du récepteur RF qui a été ajoutée dans la base de données est alors définie par l'opérateur.

Après la multiplication du fonctionnement de la plateforme de détection, cette base de données peut rapidement devenir conséquente et contenir une quantité d'informations considérables. A chaque nouvelle détection de récepteurs via le radar IM3, des réseaux de neurones (ou autres techniques) doivent être capables de relier la nouvelle information à une donnée potentiellement déjà disponible. Ainsi, l'hostilité du récepteur est directement connue et l'action à accomplir est automatiquement prise. La multiplication des critères d'identification (fonctionnement particulier, détection d'une porteuse radio, etc.) peut agrandir la base de données via la possibilité de classer les émetteur-récepteur, les émetteurs ou encore les jonctions non-linéaires. La Table 4.1 permet de montrer un résumé et un exemple de la mise en place d'une telle base de données.

Table 4.1 — Exemple de la mise en place de la base de données.

<i>Détection de la composante harmonique</i>	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	...
<i>Bande passante [MHz]</i>	920 - 960	2400 - 2480	400 - 480	-	-	...
<i>Détection d'une porteuse</i>	NON	NON	NON	OUI	-	...
<i>Fonctionnement particulier</i>	NON	NON	OUI	NON	-	...
<i>Evolution de l'IM3 réfléchi</i>	Courbe 1	Courbe 2	Courbe 3	-	-	...
<i>Fréquence de l'IM3</i>	f ₁	f ₂	f ₃	-	-	
<i>Lieu de la détection</i>	Urbain	Théâtre d'opération	Urbain	Théâtre d'opération	Théâtre d'opération	...
<i>Localisation de la cible</i>	Coordonnées GPS 1	Coordonnées GPS 2	Coordonnées GPS 3	Coordonnées GPS 4	Coordonnées GPS 5	...
<i>Contexte d'utilisation du radar</i>	Défini par l'utilisateur	Défini par l'utilisateur	Défini par l'utilisateur	Défini par l'utilisateur	Défini par l'utilisateur	...
<i>Appréciation de l'opérateur</i>	Défini par l'utilisateur	Défini par l'utilisateur	Défini par l'utilisateur	Défini par l'utilisateur	Défini par l'utilisateur	...
Identification	Récepteur 1	Récepteur 2	Emetteur-récepteur 1	Emetteur 1	Jonction non-linéaire 1	...
Hostilité	NON	OUI	NON	NON	NON	...

Dans la partie suivante, on s'intéresse à la réponse fortement non-linéaire de récepteurs RF afin de comprendre son origine de manière qualitative. Le but est de définir quels sont les paramètres internes ou externes au circuit (LNA) générant cet IM3 réfléchi. Cette compréhension va permettre de valider la propriété discriminatoire du radar IM3 et l'intérêt de ce critère d'identification. Cette étude est toujours faite dans l'optique d'essayer d'identifier des signatures propres aux récepteurs RF amenant à la prise de décision.

4.2 Identification de récepteurs via l'observation de l'IM3 réfléchi

Une forme discriminatoire se traduit par un comportement singulier sur la réponse de l'IM3 réfléchi fort signal comme illustré sur la Figure 4.5.

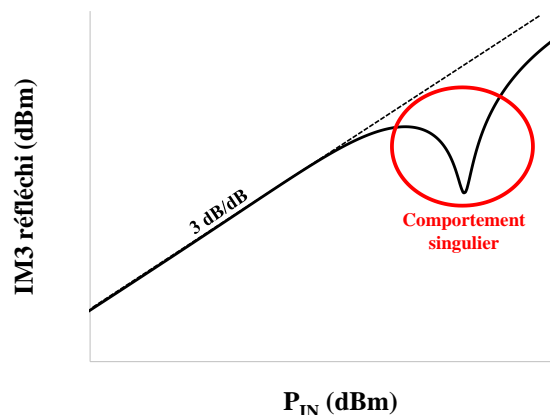


Figure 4.5 — Illustration d'une forme discriminatoire de la réponse de l'IM3 réfléchi en fonction de la puissance P_{IN} .

La pente 3 dB/dB a été largement observée dans le chapitre 2 et définit la zone faiblement non-linéaire d'un circuit actif (LNA). Elle est commune à tout récepteur et n'offre aucune possibilité de discrimination. Au-delà de cette pente, un comportement singulier de la réponse de l'IM3 apparaît par l'intermédiaire d'extrema (minima, maxima, etc.). Ces derniers sont uniques à tout récepteur comme nous le verrons dans la suite du chapitre.

En se référant au chapitre 2, un récepteur RF est défini par sa fonction principale à savoir le LNA (Figure 2.1). On observe sur la Figure 4.6 un schéma électrique typique d'un LNA conçu par le fabricant NXP.

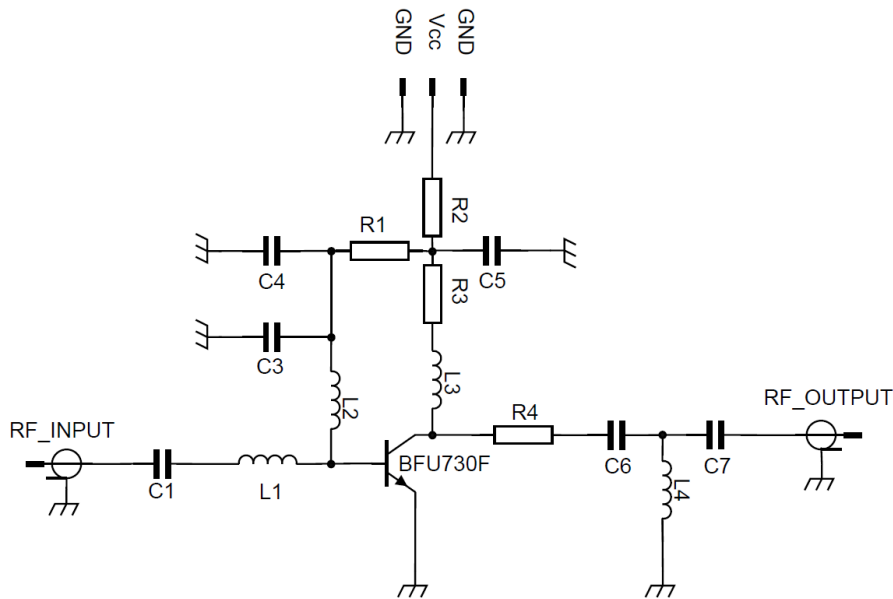


Figure 4.6 — Schéma électronique du LNA NXP.

Ce schéma montre la présence de nombreux composants passifs et d'un seul composant actif, un transistor bipolaire de référence BFU730F qui réalise la fonction amplificatrice. L'adaptation en entrée à la fréquence désirée est réalisée par les capacités C1 et les inductances L1, L2. L'adaptation en sortie est faite avec les capacités C6, C7 et les inductances L3, L4. Les résistances R1, R2, R3, R4 ajustent le point de fonctionnement du circuit par l'intermédiaire du courant I_{cc} , la stabilité ainsi que le facteur de bruit du LNA. Le test à deux fréquences génère un IM3 réfléchi par l'intermédiaire du composant actif non-linéaire, le transistor bipolaire. Afin de comprendre son origine, le circuit est simplifié par un schéma de type quadripôle montré sur la Figure 4.7.

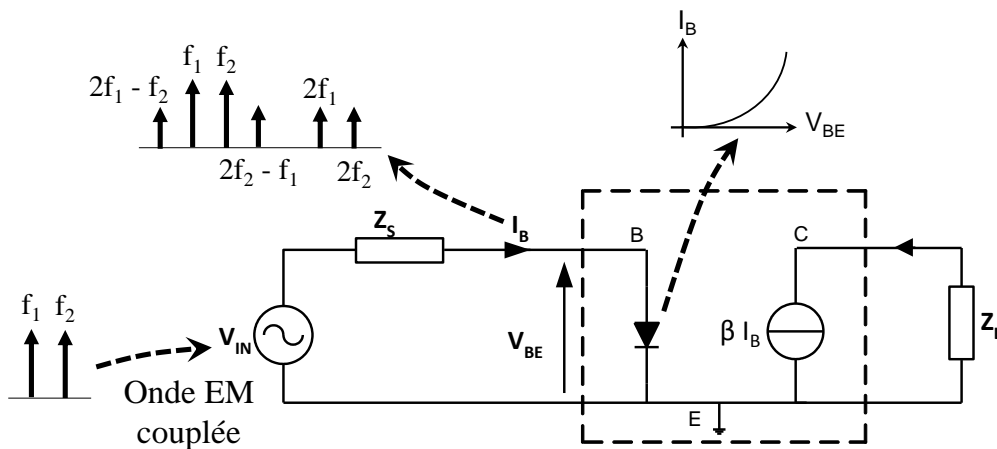


Figure 4.7 — Représentation simplifiée d'un récepteur par un schéma de type quadripôle.

L'influence des composants passifs (adaptation et polarisation) présents en entrée du circuit est incluse dans une impédance complexe Z_S . Les composants passifs (adaptation, polarisation et charge) situés en sortie du LNA sont pris en compte par une impédance complexe Z_L . Le transistor bipolaire, largement utilisé dans les fonctions RF, est lui défini par une fonction non-linéaire (représentant la jonction base-émetteur) entre le courant du circuit I_B et la tension injectée à son entrée V_{BE} .

Cette simplification du récepteur permet une première approche mathématique pour établir la réponse du circuit. Cette approche simple, couramment utilisée dans un régime faiblement non-linéaire, est ensuite étendue afin d'observer et de comprendre l'apparition de singularités (Figure 4.5) dans la réponse de l'IM3 réfléchi du récepteur. Afin de simplifier l'étude notre système est composé d'une seule non-linéarité décrivant le courant de conduction dans la jonction base-émetteur du transistor. Il est considéré comme sans mémoire (le courant de base à l'instant t ne dépend pas des états antérieurs de la tension d'entrée).

La principale non-linéarité (caractéristique I_B-V_{BE}) responsable de la génération de l'IM3 réfléchi est approximée par une série de Taylor. Face au test à 2 fréquences, il est ainsi possible d'identifier analytiquement les différents termes responsables du comportement singulier de l'IM3 décrit précédemment. Ces derniers sont ensuite reliés à leur sens physique et donc directement aux propriétés internes du circuit. Ainsi le caractère discriminatoire du radar IM3 peut être démontré.

4.2.1 Approche mathématique

Dans cette partie, la fonction non-linéaire I_B-V_{BE} est exprimée par une série de Taylor de cinquième ordre, montrée par la relation (4.1). Cette série au cinquième ordre permet une bonne approximation de la caractéristique I_B-V_{BE} , valable sur un intervalle de tension de commande V_{BE} supposé suffisamment étendue pour proposer une justification de l'apparition d'un minimum dans la réponse du récepteur. Nous nous sommes limités à l'ordre 5 par soucis de simplicité et de compréhension, une montée à un ordre supérieur permet un élargissement de la zone de validité de la fonction d'approximation mais rend la lecture du développement mathématique présentée ci-dessous plus fastidieuse. Pour rappel, les coefficients α_N , montrés par la relation (4.2), représentent les facteurs de conversion non-linéaires autour du point de fonctionnement aux différents ordres.

$$I_B(t) = \alpha_1 V_{BE}(t) + \alpha_2 V_{BE}(t)^2 + \alpha_3 V_{BE}(t)^3 + \alpha_4 V_{BE}(t)^4 + \alpha_5 V_{BE}(t)^5 \quad (4.1)$$

$$\alpha_N = \frac{1}{N!} \cdot \left. \frac{\partial^N I_B}{\partial V_{BE}^N} \right|_{I_{CC}} \quad (4.2)$$

La tension d'entrée du circuit $V_{IN}(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t)$ est la somme des deux composantes au fondamental. Le courant I_B à l'entrée du transistor bipolaire est naturellement composé de plusieurs composantes harmoniques et de produits d'intermodulation en raison de son caractère non-linéaire. La tension V_{BE} à l'entrée du transistor bipolaire est également composée de composantes harmoniques et de produits d'intermodulation en raison de l'impédance Z_S imposée en entrée du circuit [16], comme le montre la Figure 4.7.

La tension V_{BE} à la composante harmonique de deuxième ordre ($2\omega_1$) s'écrit par la relation (4.3). La présence de cette harmonique 2 permet la prise en compte des mélanges indirects (chapitre 2) :

$$V_{BE}(2\omega_1) = -Z_S(2\omega_1) \cdot I_B(2\omega_1) \quad (4.3)$$

On définit alors la tension $V_{BE}(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t) + B \cos(2\omega_1 t)$ par une somme de deux signaux sinusoïdaux fondamentaux de même amplitude A et d'une seule fréquence harmonique d'ordre 2 d'amplitude B . Dans cette expression afin de simplifier l'étude, seuls les termes les plus influents sont pris en compte, les autres composantes harmoniques ($2\omega_1 - \omega_2$, $3\omega_1$, etc.) sont-elles négligées. Dans le domaine fréquentiel le courant I_B , à la composante $2\omega_1 - \omega_2$ et donné par la relation (4.4), est donc généré à la fois par du mélange direct (MD) et par du mélange indirect (MI).

$$I_B(2\omega_1 - \omega_2) = I_B(2\omega_1 - \omega_2)_{MD} + I_B(2\omega_1 - \omega_2)_{MI} \quad (4.4)$$

La tension $V_{BE}(t)$ est injectée dans la série de Taylor, exprimée à la relation (4.1). Après un développement mathématique, du même type que celui présenté au chapitre 1, on aboutit aux expressions (4.5) et (4.6).

$$I_B(2\omega_1 - \omega_2)_{MD} = \left(\frac{3}{4} \alpha_3 A^3 + \frac{25}{8} \alpha_5 A^5 \right) \quad (4.5)$$

$$I_B(2\omega_1 - \omega_2)_{MI} = \left(\alpha_2 AB + \frac{45}{8} \alpha_5 A^3 B^2 \right) \quad (4.6)$$

La relation (4.5) montre l'influence majeure des coefficients de conversion non-linéaire α_3 et α_5 dans la génération de l'IM3 réfléchi par le mélange direct. Le mélange indirect de la relation (4.6) se produit en majorité au second ordre et cinquième ordre et voit son influence se traduire par l'intermédiaire des coefficients α_2 et α_5 . A première vue, pour avoir un minimum (une singularité) de courant à l'IM3, il faudra que les coefficients α_3 et α_5 soient de signe opposé. La tension d'entrée V_{BE} , à la fréquence $2\omega_1 - \omega_2$, peut être exprimée par la relation (4.7), directement déduite de la condition aux limites en entrée du quadripôle.

$$V_{BE}(2\omega_1 - \omega_2) = -Z_S(2\omega_1 - \omega_2) \cdot I_B(2\omega_1 - \omega_2) \quad (4.7)$$

Pour faire le lien avec les mesures des chapitres 2 et 3, notons que la tension réfléchie par le LNA (récepteur) mesurée par le radar, s'exprime selon la tension V_{BE} . Cette tension au produit d'intermodulation $2\omega_1 - \omega_2$ est montrée par (4.8).

$$V_{BE}(2\omega_1 - \omega_2) = -Z_S \left(\frac{3}{4} \alpha_3 A^3 + \frac{25}{8} \alpha_5 A^5 + \alpha_2 AB + \frac{45}{8} \alpha_5 A^3 B^2 \right) \quad (4.8)$$

On va donc maintenant rechercher un minimum dans cette expression de l'IM3. Pour ce faire, la relation (4.8) est dérivée par rapport à A , puis la recherche d'un extremum consiste à annuler la dérivée. La signature unique de la tension d'entrée du récepteur à fort signal permet d'observer des minima, des maxima lorsque la condition suivante sur la dérivée de $V_{BE}(2\omega_1 - \omega_2)$ est résolue :

$$-\frac{9}{4} \alpha_3 A^2 - \frac{125}{8} \alpha_5 A^4 - \alpha_2 B - \frac{135}{8} \alpha_5 A^2 B^2 = 0 \quad (4.9)$$

L'inconnu de cette relation est l'amplitude A (défini par le signal d'entrée). Les termes responsables d'une forme discriminatoire (Figure 4.5) sont alors les coefficients α_N et l'amplitude B de l'harmonique 2. Ce terme B peut être aussi calculé par les coefficients α_N . Ces derniers sont propres et uniques à chaque récepteur RF. Pour illustrer ceci on va donc maintenant modifier les valeurs de ces différents termes en modifiant le point de fonctionnement du LNA NXP. Selon les valeurs numériques, les extrema vont se produire à des tensions ou des puissances d'entrée différentes et vont avoir des niveaux d'amplitude sensiblement différents.

A l'aide du logiciel ADS, la caractéristique non-linéaire courant-tension du LNA NXP est extraite et tracée sur la Figure 4.8. On sélectionne six points de fonctionnement espacés

autour desquels les coefficients α_N sont calculés et montrés sur la Table 4.2. L'évolution de ces coefficients en fonction de la tension V_{BE} est illustrée sur la Figure 4.9. Le terme α_4 n'est pas montré du fait qu'il n'apparait pas dans l'expression (4.8) de la tension V_{BE} . On observe qu'une infime modification du point de fonctionnement peut faire changer drastiquement à la fois la valeur des coefficients α mais aussi leur signe. Seuls les coefficients égaux ou supérieurs à l'ordre 3 peuvent avoir un signe négatif. Lorsque le niveau de polarisation du récepteur augmente, à partir de V_{BE} supérieur à 0,95 V, les coefficients α_2 , α_3 et α_5 tendent vers 0. L'apparition d'un minimum est possible mais certainement à plus forte puissance d'entrée.

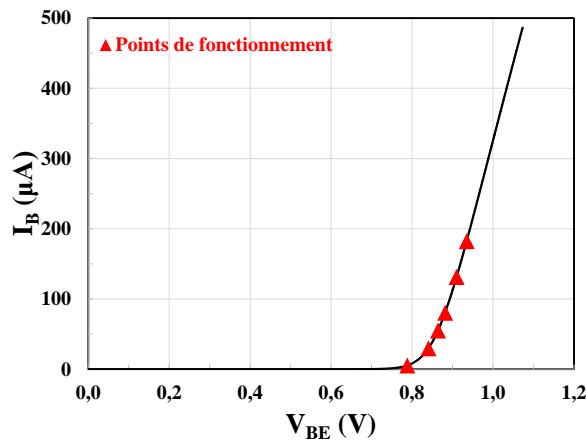


Figure 4.8 — Caractéristique d'entrée courant-tension. Illustration des six points de fonctionnements choisis.

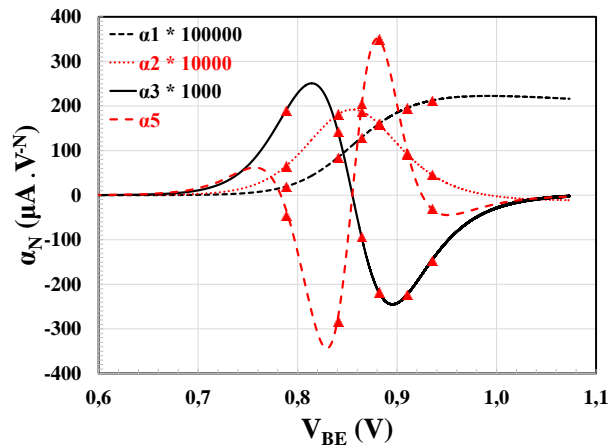


Figure 4.9 — Evolution des coefficients de conversion non-linéaire α en fonction de la tension V_{BE} .

Pour les cinq premiers points de fonctionnements apparaît à chaque fois un minimum. En observant la Table 4.2, on voit que les coefficients α_3 et α_5 sont de signes opposés. Au contraire

lorsque un minimum n'est pas observé ($V_{CC} = 8 \text{ V}$) les coefficients α_3 et α_5 sont de mêmes signes. En se basant sur la relation (4.8) et des valeurs numériques des coefficients α_N , on trace sur la Figure 4.10 la puissance de l'IM3 réfléchi en fonction de la puissance P_{IN} aux différents points de fonctionnement du LNA.

Table 4.2 — Valeurs numériques des coefficients de conversion non-linéaire et des termes utilisés dans le calcul mathématique de l'IM3 réfléchi par le LNA.

	α_1 [A/V ⁻¹]	α_2 [A/V ⁻²]	α_3 [A/V ⁻³]	α_5 [A/V ⁻⁵]
$V_{CC} = 1 \text{ V}$ $V_{BE} = 0,788 \text{ V}$ $I_B = 5,41 \mu\text{A}$	0,00019809	0,00654796	0,18975344	-46,11863755
$V_{CC} = 2 \text{ V}$ $V_{BE} = 0,840 \text{ V}$ $I_B = 29,7 \mu\text{A}$	0,00084497	0,01812837	0,14220504	-282,52122459
$V_{CC} = 3 \text{ V}$ $V_{BE} = 0,864 \text{ V}$ $I_B = 55 \mu\text{A}$	0,00129162	0,01877646	-0,09258514	205,16986174
$V_{CC} = 4 \text{ V}$ $V_{BE} = 0,881 \text{ V}$ $I_B = 80,45 \mu\text{A}$	0,00159997	0,01592004	-0,21737099	350,11262772
$V_{CC} = 6 \text{ V}$ $V_{BE} = 0,910 \text{ V}$ $I_B = 131,43 \mu\text{A}$	0,00195692	0,00920117	-0,22355898	93,20154177
$V_{CC} = 8 \text{ V}$ $V_{BE} = 0,935 \text{ V}$ $I_B = 182,4 \mu\text{A}$	0,00212432	0,00458663	-0,14658422	-30,56327075

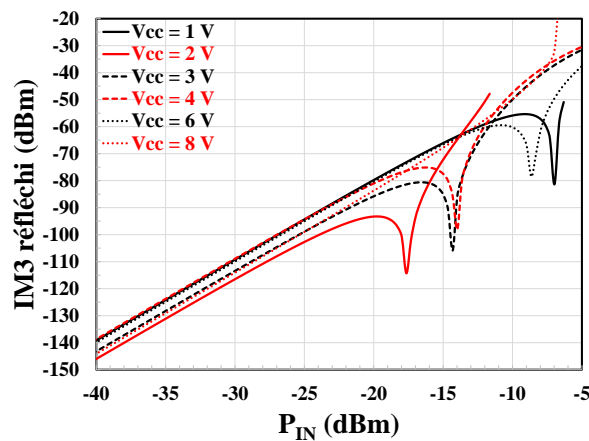


Figure 4.10 — Evolution de l'IM3 réfléchi en fonction de P_{IN} pour différents jeu de valeurs des coefficients de conversion non-linéaire du LNA NXP.

La Figure 4.10 montre clairement que selon la valeur des coefficients α , il se produit sur l'IM3 un minimum ou un maximum (changement de pente) à des puissances P_{IN} différentes. Les valeurs de ces coefficients évoluent selon le point de fonctionnement choisi et modifient la condition de la relation (4.9). Cette approche mathématique montre qu'il existe une infinité de possibilité sur les valeurs α répondant à la condition (4.9). Ces coefficients étant différents à tout récepteur, le caractère unique de la réponse fort signal de l'IM3 réfléchi d'un récepteur est démontré. L'analyse mathématique est complétée par des expériences sur des fonctions réceptrices intégrées et des simulations numériques sur le LNA.

4.2.2 Approche expérimentale

Le but est d'observer l'évolution des formes discriminatoires, expérimentalement, en modifiant la polarisation de plusieurs récepteurs RF. Les tests ont été effectués sur plusieurs références de front-end pour lesquelles des comportements identiques, à ceux présentés, ont pu être observés. Nous sélectionnons deux fonctions RF intégrées que l'on configure en mode réception. La mesure de l'IM3 réfléchi, en mode conduit, se fait à trois points de fonctionnements différents rendus possible par la modification de la tension d'alimentation. La puce RF2815 (récepteur GPS) est placée sous test. On observe sur la Figure 4.11 l'évolution de l'IM3 réfléchi pour trois V_{CC} différents. Les fréquences d'injection de f_1 et f_2 valent respectivement 1578 MHz et 1579 MHz.

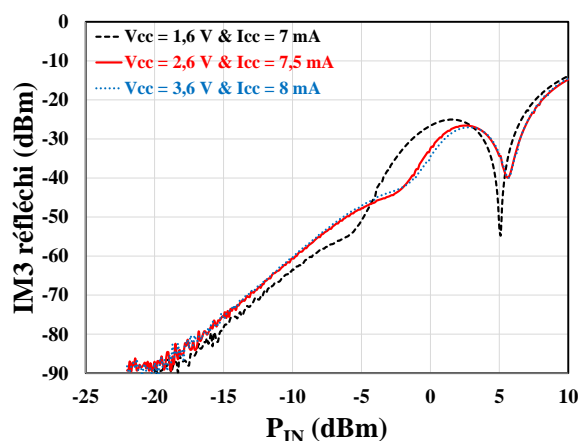


Figure 4.11 — Evolution de l'IM3 réfléchi en fonction de P_{IN} pour différentes tensions d'alimentations de la puce RF2815.

Une forte différence apparaît dans la réponse à fort signal. On observe une similitude lorsque la tension V_{CC} est fixée à 2,6 V et 3,6 V. À ces deux tensions d'alimentations, deux minima

sont observés respectivement à une puissance P_{IN} de - 3 dBm et de 6 dBm. Lorsque le point de fonctionnement est minimum ($V_{CC} = 1,6$ V), la forme de la réponse fort signal évolue très clairement. Les deux minima sont observés à $P_{IN} = - 6$ dBm et $P_{IN} = 5$ dBm avec des niveaux de puissance beaucoup plus marqués. Cette fois ci, le changement des points de fonctionnement modifie significativement les coefficients α du LNA de la puce RF2815 nous permettant de confirmer l'approche mathématique. On réitère ces mêmes mesures sur la puce RF2418 sur la Figure 4.12. La modification de la réponse de l'IM3 réfléchi est encore plus flagrante aussi bien dans le régime petit signal que fort signal. La pente 3 dB/dB de la zone faiblement non-linéaire change radicalement en fonction de V_{CC} et est directement induite par la forte modification du coefficient α_3 . Plus la tension V_{CC} diminue et plus l'évolution à fort signal est modifiée se traduisant à la fois par un déplacement du minima et une évolution de son envergure en termes d'amplitude. À une tension V_{CC} égale à 1,5 V, on voit apparaître deux minima respectivement à $P_{IN} = - 7$ dBm et $P_{IN} = 3$ dBm. En se basant sur l'approche mathématique, l'observation de ces deux extremums montre que les coefficients α directement liés au point de fonctionnement admettent deux solutions répondant à la condition (4.9). Ces modifications franches du comportement singulier sont accentuées par le fait que le courant de polarisation varie plus fortement par rapport au cas précédent. L'observation faite sur la Figure 4.9 liant la montée de la polarisation du récepteur et l'apparition d'une singularité à plus forte puissance d'entrée est à nouveau observée expérimentalement sur la Figure 4.12.

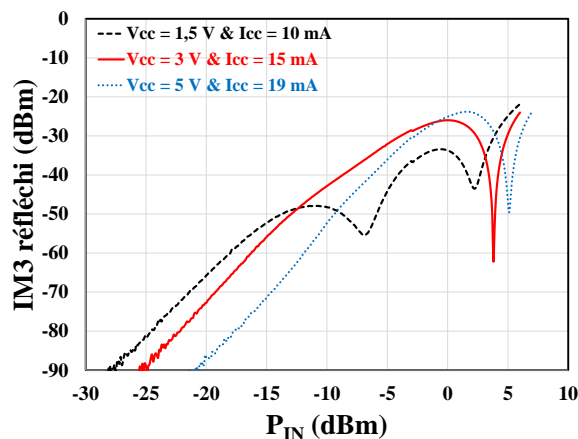


Figure 4.12 — Evolution de l'IM3 réfléchi en fonction de P_{IN} pour différentes tensions d'alimentations de la puce RF2418.

De manière générale, ces expérimentations montrent qu'une tension V_{CC} faible influe d'avantage sur la réponse de l'IM3 réfléchi, notamment à fort signal. Cette faible tension tra-

duit un point de fonctionnement (I, V) se situant sur le coude de la caractéristique courant-tension d'un transistor (Figure 4.8) qui est la zone la plus non-linéaire. D'un point de vue applicatif, un LNA (ou récepteur) doit avoir une consommation de courant la plus faible possible. Pour ce faire, en majorité, leur point de fonctionnement est choisi le faible possible (proche du coude de la caractéristique I-V). Dans cette zone de polarisation, observe-t-on systématiquement des singularités exploitables enrichissant la connaissance du récepteur détecté ? En se basant sur nos mesures présentées précédemment, nous avons effectivement observé la présence systématique d'un minimum. Cependant, afin de répondre complètement à la question précédente il faudrait effectuer une campagne de test sur de nombreux échantillons dont la conception est connue (technologie des composants actifs, topologie du circuit, choix du point de polarisation, etc.).

Un second critère d'identification concerne la fréquence de l'IM3 (où est réalisé le balayage en puissance sur le récepteur), définie selon la valeur de f_1 et f_2 , mesurée par le radar. En effet nous avons observé que selon la fréquence des signaux radar injecté sur un même cible, la réponse à l'IM3 du système est différente (Figure 4.2). L'approche mathématique, présentée précédemment, est insuffisante et ne permet pas de prédire un changement du comportement singulier dans la réponse à l'IM3 du récepteur en fonction de la fréquence détectée, car aucun élément réactif n'a été pris en compte. Cette évolution peut venir de plusieurs raisons, la dépendance des impédances Z_S et Z_L avec la fréquence (éléments inductifs et capacitifs), d'autres non-linéarités du LNA à prendre en compte (associées à des courants capacitifs). Après une première illustration de ce phénomène de façon expérimentale, nous effectuerons une simulation numérique permettant de démontrer l'influence de la fréquence dans la réponse de l'IM3 réfléchi et ainsi valider le caractère discriminatoire de ce critère d'identification.

Les tests menés maintenant consistent à choisir un point de fonctionnement pour chaque récepteur RF et de mesurer l'IM3 réémis à différentes fréquences de l'IM3. On observe sur la Figure 4.13 l'évolution de l'IM3 réfléchi en fonction de la puissance P_{IN} à trois fréquences différentes, choisies dans la bande passante du système. La tension V_{CC} est fixée à 2,6 V. On n'observe aucune modification de la réponse à petit signal. À fort signal, lorsque la fréquence augmente les extrema sont modifiés, se décalent légèrement et s'accroissent.

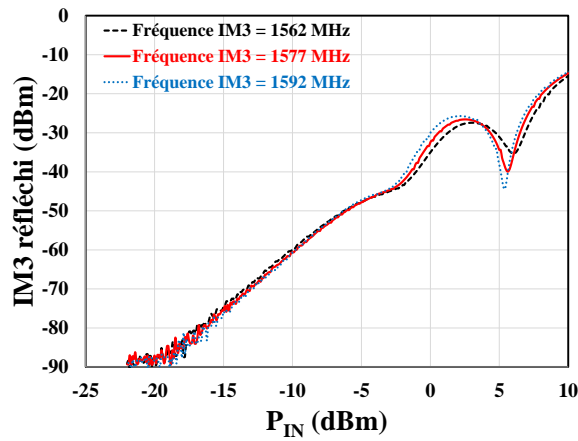


Figure 4.13 — Evolution de l'IM3 réfléchi en fonction de P_{IN} pour différentes fréquences d'IM3 de la puce RF2815.

La Figure 4.14 montre l'évolution de l'IM3 réfléchi à trois fréquences différentes de la puce RF2418. La tension V_{CC} est fixée à 3 V. De la même manière que précédemment, on observe aucune n'influence sur le régime faiblement non-linéaire du récepteur lorsque la fréquence évolue. La réponse fort signal est quant à elle modifiée via une évolution du minimum. Ce dernier se déplace et semble s'atténuer lorsque la fréquence diminue.

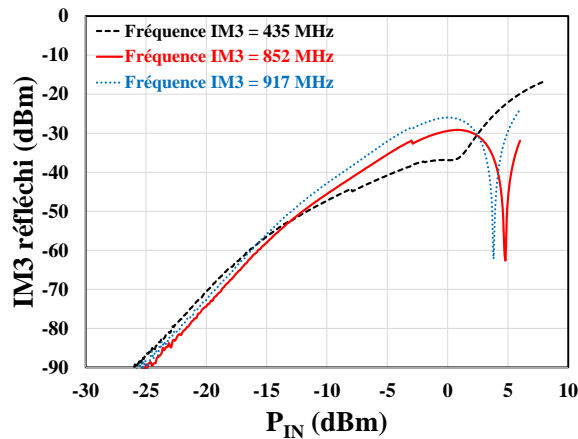


Figure 4.14 — Evolution de l'IM3 réfléchi en fonction de P_{IN} pour différentes fréquences où se crée l'IM3 de la puce RF2418.

Afin de confirmer la répétabilité de ces observations une dernière cible commerciale est testée, à savoir le Talkie-Walkie préalablement détecté par le radar IM3 dans le chapitre 3. La Figure 4.15 montre l'évolution de l'IM3 réfléchi, du Talkie-Walkie, en fonction de la puissance P_{IN} à trois fréquences différentes.

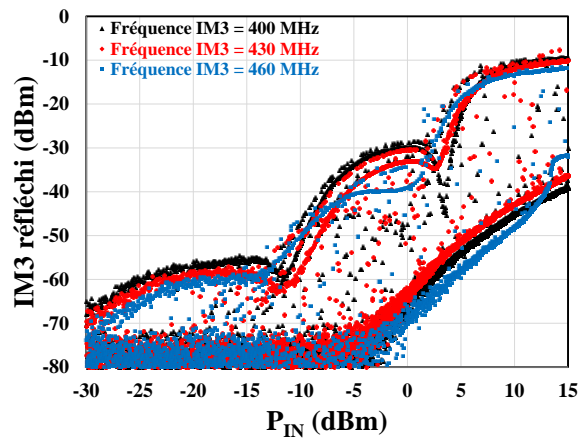


Figure 4.15 — Evolution de l'IM3 réfléchi du Talkie-Walkie BAOFENG UV-5R en fonction de P_{IN} , pour différentes fréquences.

Comme pour les mesures faites sur les fonctions intégrées, le système RF voit son IM3 réémis se modifier lorsque les fréquences d'injection f_1 et f_2 évoluent. L'évolution dans la zone faiblement non-linéaire est cette fois ci impactée par le changement de fréquence. La réponse à fort signal subie à nouveau des changements dans la position des extrema. On a donc observé et confirmé que la fréquence de l'IM3 réfléchi est un critère discriminatoire des récepteurs RF.

4.2.3 Approche par simulation numérique

Avant de réaliser les simulations nous avons voulu identifier les non-linéarités essentielles à prendre en compte dans le modèle électrique du transistor, afin de comprendre l'origine de l'influence de la fréquence sur la réponse de l'IM3 réfléchi à fort signal. La prise en compte dans le calcul mathématique de toutes les non-linéarités intervenantes dans la réponse de l'IM3 réfléchi rend l'expression analytique complexe. Notons d'ailleurs que dans la littérature des calculs analytiques existent mais sont uniquement valables pour la réponse faiblement non-linéaire (pente 3 dB/dB) d'un LNA [15]. Néanmoins nous allons proposer un début de calcul qualitatif prenant en compte les principales non-linéarités (jonction et capacitif). Quelles sont ces principales non-linéarités ? Pour y répondre on utilise un simulateur SPICE afin de tracer les fonctions non-linéaires des éléments du modèle électrique du composant actif, en fonction des tensions à ses accès. L'extraction et le tracé de ces comportements a été développé selon la méthode proposée dans les travaux de [89]. Reprenons le LNA NXP pré-

senté en début de chapitre (Figure 4.6). La Figure 4.16 présente le modèle électrique non-linéaire du transistor bipolaire NPN.

Classiquement les modèles compacts utilisés dans la simulation numérique permettent de représenter les différentes non-linéarités d'un transistor bipolaire. Les mécanismes physiques du transistor, désignant son fonctionnement, sont représentés par une combinaison de capacités, de sources de courant, de résistances, etc. Certains de ses éléments sont considérés non-linéaires permettant de prendre en compte la quasi-totalité des phénomènes physiques mis en jeu.

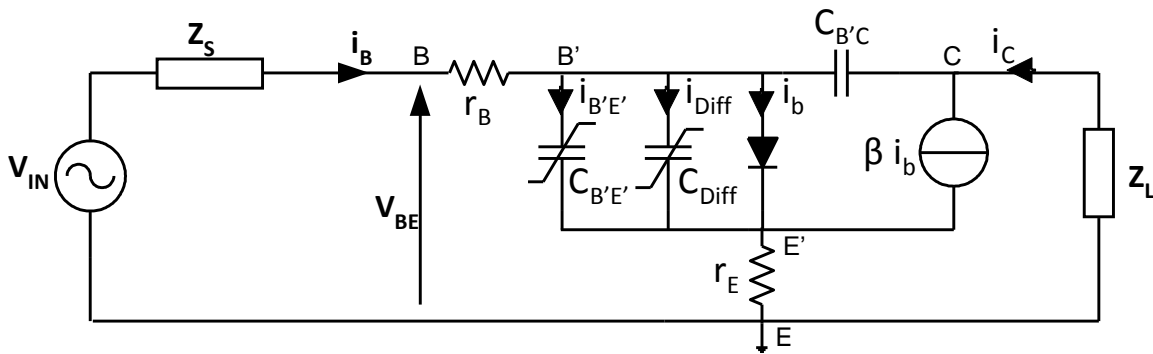


Figure 4.16 — Schéma équivalent non-linéaire simplifiée du LNA.

On retrouve différents modèles compacts demandant parfois plus de 50 paramètres d'entrée afin de reproduire fidèlement le comportement d'un transistor bipolaire. Ces paramètres peuvent être directement extraits via des mesures. On retrouve les modèles Ebers-Moll et Gummel-Poon [90], [91] largement utilisés dans les logiciels de type SPICE. Dans ce manuscrit, le modèle bipolaire utilisé est inspiré des modèles compacts connus. La jonction PN est représentée par une diode entre la base et l'émetteur traversée par un courant i_b . Le courant de sortie est donné par une source de courant idéale et égale à $\beta \cdot i_b$.

La structure d'un transistor bipolaire impose un éloignement des contacts de base et de collecteur avec la base et le collecteur interne (au plus près de la zone active). Ces résistances d'accès r_B , r_C & r_E dégradent les performances du transistor, puisque les tensions appliquées aux jonctions sont plus faibles que celles appliquées aux contacts du transistor. La source de courant idéal modélise la non-linéarité du courant i_c . L'utilisation d'un modèle compact en simulation permet de prendre en compte tous les effets non-linéaires influents sur l'évolution des courant i_b et i_c en fonction de la tension V_{BE} . Les relations (4.10) et (4.11) montrent que le gain en courant β relie les courants i_c , i_b et i_E . Cependant ce gain en courant ne peut être quali-

fié de linéaire. Il varie également en fonction de V_{BE} (Figure 4.17). Son évolution suit une courbe en cloche décrivant son caractère non-linéaire. Les fonctions montrées sur les différentes figures sont tracées à partir des paramètres du modèle électrique du transistor fournis par le constructeur.

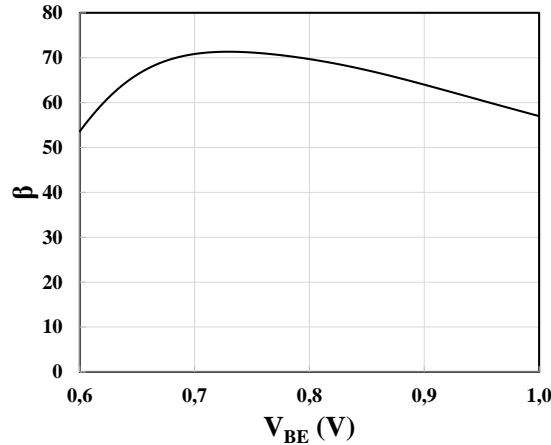


Figure 4.17 — Evolution du gain en courant β en fonction de V_{BE} .

$$i_C = \beta i_b \quad (4.10)$$

$$i_E = \frac{\beta}{\beta + 1} i_b \quad (4.11)$$

La modélisation dynamique se compose de trois capacités. On retrouve une capacité de diffusion C_{Diff} au niveau de la jonction base-collecteur (BE) et 2 capacités de transition $C_{B'E'}$ et $C_{B'C}$ respectivement aux jonctions $B'E'$ et $B'C$. La capacité de diffusion à la jonction BE représente le déphasage du courant de diffusion venant du déplacement des charges dans les zones actives du transistor. Les capacités de transition ont pour origine les charges fixes dans les zones de charges et d'espace. La capacité de diffusion C_{Diff} se déduit de la dérivée partielle par rapport à la tension V_{BE} de la charge de diffusion Q_{BE} (charge totale des porteurs en excès associée au courant I_C) comme le montre la relation (4.12). Cette charge Q_{BE} est considérée comme étant non-linéaire avec la tension V_{BE} .

$$C_{Diff} = \frac{\partial Q_{BE}}{\partial V_{BE}} \quad (4.12)$$

On observe sur la Figure 4.18 l'évolution de la capacité C_{BE} , donné par la relation (4.13), de la jonction BE en fonction de V_{BE} . La jonction BE étant polarisée en direct, l'influence de

la capacité de diffusion C_{Diff} est non négligeable. La capacité C_{BE} évolue fortement avec les variations de la tension V_{BE} .

$$C_{BE} = C_{B'E'} + C_{Diff} \quad (4.13)$$

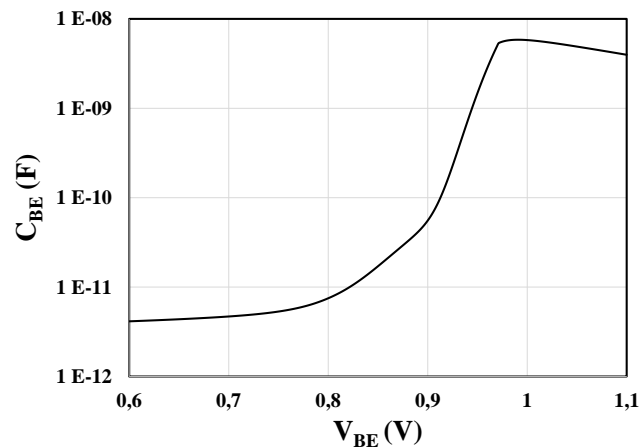


Figure 4.18 — Evolution de la capacité de la jonction BE en fonction de V_{BE} .

On observe sur la Figure 4.19 l'évolution de la capacité C_{BC} , donné par la relation (4.14), de la jonction BC en fonction de la tension V_{BC} .

$$C_{BC} = C_{B'C} + C_{Diff-B'C} \quad (4.14)$$

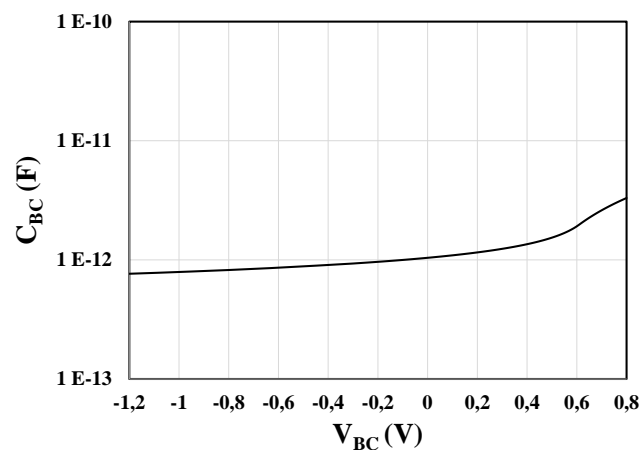


Figure 4.19 — Evolution de la capacité de la jonction BC en fonction de V_{BC} .

Lorsque la tension V_{BC} est inférieure à 0 V, la jonction base-collecteur est polarisée en inverse. La capacité C_{BC} est alors égale à $C_{B'C}$. Les variations de C_{BC} avec V_{BC} sont faibles, et

pourront donc être négligées. Elle peut ainsi être considérée comme linéaire. Au-delà lorsque V_{CE} devient plus petit que V_{BE} , la jonction est polarisée en directe. Ce phénomène peut être provoqué par une limite du courant I_C . Lorsque V_{BC} est positif, la capacité C_{BC} devient la somme entre la capacité de transition $C_{B'C}$ et une capacité de diffusion $C_{Diff-B'C}$ liée au passage de la jonction BC en directe (4.14).

Pour comprendre de façon qualitative l'origine de l'influence de la fréquence sur la réponse de l'IM3 réfléchi, nous ne considérerons que les deux non-linéarités principales suivantes :

- $i_b = f_{NL}(V_{BE})$
- $Q_{BE} = f_{NL}(V_{BE})$

Ces deux non-linéarités sont décrites par une série de puissance jusqu'à l'ordre 5. La non-linéarité du courant i_b est donnée par la relation (4.15).

$$i_b(t) = \alpha_1 V_{BE}(t) + \alpha_2 V_{BE}(t)^2 + \alpha_3 V_{BE}(t)^3 + \alpha_4 V_{BE}(t)^4 + \alpha_5 V_{BE}(t)^5 \quad (4.15)$$

La non-linéarité de la capacité C_{BE} est donc définie par la charge Q_{BE} comme le montre la relation (4.16). Le terme C_0 définit la valeur de la capacité C_{BE} prise au point de fonctionnement.

$$Q_{BE} = C_0 V_{BE} + C_1 V_{BE}^2 + C_2 V_{BE}^3 + C_3 V_{BE}^4 + C_4 V_{BE}^5 \quad (4.16)$$

En utilisant la description précédente et la relation (4.16), on peut écrire l'expression du courant capacitif associé à la charge Q_{BE} :

$$i_{BE}(t) = \frac{\partial Q_{BE}}{\partial V_{BE}} \cdot \frac{\partial V_{BE}}{\partial t} \quad (4.17)$$

Le courant i_{BE} est alors donnée par la relation (4.18) :

$$i_{BE} = (C_0 + 2C_1 V_{BE} + 3C_2 V_{BE}^2 + 4C_3 V_{BE}^3 + 5C_4 V_{BE}^4) \cdot \frac{\partial V_{BE}}{\partial t} \quad (4.18)$$

Avec les coefficients C_N représentant la dérivée de la caractéristique $C_{BE}-V_{BE}$ aux différents ordres autour du point de fonctionnement (4.18). Le courant de base i_B , défini par la relation (4.20), est ainsi la somme des deux séries de Taylor (associé au courant de conduction et au courant capacitif) et du courant capacitif supposé linéaire, associé à la jonction BC. Les courants i_{BE} et i_{BC} traversent respectivement les capacités C_{BE} et C_{BC} .

$$C_N = \frac{1}{N!} \cdot \left. \frac{\partial^N C_{BE}}{\partial V_{BE}^N} \right|_{C_0} \quad \text{Avec } N \geq 1 \quad (4.19)$$

$$i_B = i_b + i_{BE} + i_{BC} \quad (4.20)$$

On voit donc apparaître l'influence de la fréquence de l'IM3 dans l'expression du courant I_B . Cette dernière apparaît dans la relation du courant i_{BE} (4.18) par l'intermédiaire de la dérivée de la tension V_{BE} en fonction du temps qui si l'excitation est sinusoïdale, fait ressortir la fréquence de l'excitation.

La simulation numérique est maintenant réalisée sur le LNA NXP. Pour des excitations à plusieurs fréquences, l'algorithme de calcul a été utilisé à des ordres élevés pour essayer de ne pas dégrader la précision du calcul et donc la prédiction des différents effets non-linéaires présents dans le système. Le nombre d'harmoniques doit être suffisamment grand pour représenter le plus fidèlement possible des signaux très déformés à cause des non-linéarités des circuits. Un paramètre d'entrée concerne également le choix de l'ordre des mélanges de fréquences à considérer. Une augmentation de l'ordre ralentit considérablement la simulation. Un compromis doit être donc trouvé. Pour assurer des résultats optimaux dans la prédiction des effets des non-linéarités, nous utiliserons un ordre d'harmonique au sixième degré et un ordre de mélange au cinquième degré afin de pouvoir considérer les mélanges indirects. On trace l'évolution de l'IM3 réfléchi, à différentes fréquences, en fonction de la puissance P_{IN} . Les résultats sont présentés sur la Figure 4.20.

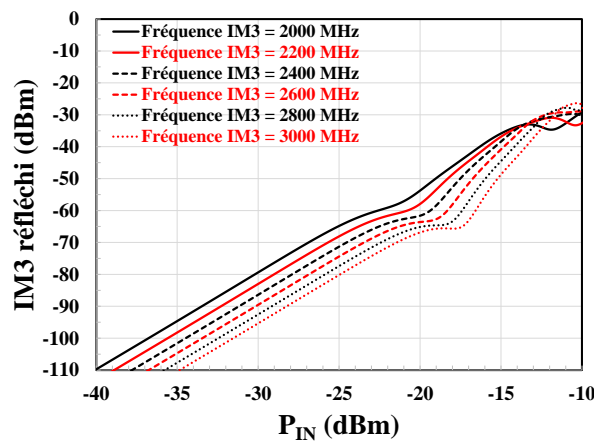


Figure 4.20 — Evolution de l'IM3 réfléchi en fonction de P_{IN} pour différentes fréquences de l'IM3 du LNA NXP. Ces résultats sont obtenus avec le logiciel ADS via la technique HB.

On observe clairement une modification sur la réponse de l'IM3 réfléchi. Le minimum observé se déplace et s'accroît lorsque la fréquence de l'IM3 augmente. La fréquence de l'IM3 et/ou la fréquence à laquelle se fait le balayage en puissance du radar IM3 (protocole de détection) est donc un critère de discrimination de récepteurs avéré. Ceci confirme l'intérêt de sa prise en compte dans la base de données exposée en 4.1.3.

Bilan et perspectives

Le travail de recherche présenté dans ce manuscrit contribue à l'amélioration des techniques de détection d'électroniques cachées. Le but principal de ce travail a été de développer et de concevoir un type de radar non-linéaire capable de répondre à la détection de récepteurs. Le choix s'est alors tourné vers le radar à intermodulation.

En premier lieu la susceptibilité à l'intermodulation en mode conduit a été étudiée sur de nombreuses cibles RF, non pas en transmission mais en réflexion. Un banc de test, large-bande et atypique, mesurant le produit d'intermodulation d'ordre 3 en réflexion a été étudié rigoureusement et mis en place. La maîtrise de ses contraintes et particularités est nécessaire pour analyser de façon précise les mesures effectuées. Un panel de cibles RF a été choisi pour être le plus fidèlement représentatif dans les gammes de fréquence utilisée en télécommunication. Il en ressort un premier résultat majeur du début de thèse, à savoir la mesure d'un IM3 réfléchi sur une cible commerciale dans sa bande passante. Une campagne de test, sur ce même panel, a alors été définie confirmant l'idée d'exploiter le produit d'IM3. Les nombreux tests, les calculs analytiques et les simulations numériques nous ont amenés à trois observations marquantes :

- Dans un récepteur, la réémission d'IM3 est directement induite par le LNA.
- La mesure de l'IM3 en réflexion a été totalement liée à la mesure en transmission.
- L'IM3 réémis par un LNA provient des propriétés non-linéaires du circuit interne.

En second lieu, toutes les réponses obtenues dans le chapitre 2 nous ont permis directement de mettre en place un banc de test du radar IM3 large-bande, testé en environnement opérationnel. Les défis sont de relâcher les contraintes sur le niveau de puissance émis et d'optimiser le niveau de détection. Le problème de l'IM3 résiduel, responsable d'une diminution du rapport signal sur bruit, a été particulièrement traité en utilisant une linéarisation de l'émetteur. Deux configurations du radar ont été développées offrant dans chaque cas avantages et inconvénients :

- Radar à 2 antennes : Le placement des antennes est imposé, une polarisation croisée est utilisée. Un point bloquant est la diaphonie entre antennes.
- Radar à 1 antenne : Le placement de l'antenne est libre. Un point bloquant est l'atténuation de couplage induit par le coupleur.

Un protocole de détection a été proposé décrivant les faits et gestes du radar IM3. Il inclut un balayage en fréquence puis en puissance. Les premiers tests ont été effectués sur un Talkie-Walkie. Ce qui a permis la récupération d'un IM3 réémis, dans sa bande passante, à une distance de détection de plus de 2 m. Cette observation est un fait majeur de la thèse. Le suivi du protocole a mis en lumière la possibilité de détecter la bande passante d'une cible via l'observation de son produit d'intermodulation. La répétabilité des tests sur un panel élargi de récepteurs RF valide le protocole de détection et les observations faites sur le Talkie-Walkie. Un bilan de liaison réaliste a été ensuite développé permettant ainsi d'extrapoler la portée de détection à des niveaux de puissance plus élevés. Il en ressort des performances prometteuses et encourageantes. Une puissance d'émission du radar IM3 de 40 dBm, à une fréquence d'IM3 de 400 MHz, peut potentiellement détecter un récepteur à 80 m.

En dernier lieu, le travail de recherche s'est porté vers l'identification et la classification de cibles RF. L'idée pourrait être de créer une plateforme de détection composée de radars (linéaire et non-linéaire), exploitant chacun leur propriété. Ceci pourrait permettre d'adresser tous types de systèmes RF. Par une mise en commun de leur information, une base de données peut être créée afin de discriminer les cibles, définir leur niveau d'hostilité et amener à la prise de décision en conditions opérationnelles. Nous avons démontré que le radar IM3 peut ajouter de nouveaux critères d'identification dans cette même base de données. Les mesures, les calculs mathématiques et les simulations numériques, ont démontré que suite à un balayage en puissance la réponse de l'IM3 réfléchi (dans la bande passante du récepteur) est unique et propre à tout récepteur RF. Cette propriété vient de l'observation à fort signal d'extrema définis par les caractéristiques internes du récepteur, en particulier son niveau de polarisation. Ainsi il est possible de discriminer les récepteurs entre eux.

En perspective de ce travail de thèse, une prochaine étape logique serait de continuer les tests du radar IM3 à de nouvelles cibles RF, toujours dans l'optique de conforter l'utilité de ce radar.

Une optimisation des performances en termes de portée de détection peut être réalisée via la montée en puissance d'émission. Un effort sur la linéarisation de l'émetteur est alors nécessaire. En ce qui concerne le radar à 2 antennes, cette linéarisation pourrait se faire par une augmentation du niveau d'isolation et une meilleure réduction de la diaphonie par l'utilisation d'absorbant. Quant au radar à 1 antenne, l'idée serait de développer ou de rechercher un coupleur ayant une atténuation de couplage réduit tout en ayant une forte directivité.

Une continuité de la thèse concerne aussi l'identification de cibles RF et plus précisément la discrimination de récepteurs. Dans cette thèse nous avons mis en évidence l'existence de comportements singuliers dans la réponse de l'IM3. Ces derniers pourraient être exploités dans l'idée d'acquérir des informations sur les paramètres internes (architecture, point de fonctionnement, etc.) d'un récepteur inconnu, et ceci à distance. En particulier, une singularité peut-elle aider à définir le niveau de vulnérabilité d'un récepteur et à terme améliorer la prise de décision (leurrage, brouillage, etc.) ? Finalement ce travail pourrait permettre de répondre plus intelligemment à la présence d'un récepteur et à son niveau d'hostilité.

Liste des figures

Chapitre 1

FIGURE 1.1 – SCHÉMA DE PRINCIPE D’UN RADAR NON-LINÉAIRE. LA COMPOSANTE HARMONIQUE EST ILLUSTRÉE PAR $2F_1$ ET LE PRODUIT D’INTERMODULATION PAR $2F_1 - F_2$	9
FIGURE 1.2 – REPRÉSENTATION D’UN SYSTÈME NON-LINÉAIRE.....	11
FIGURE 1.3 – ILLUSTRATION DE LA CORRUPTION D’UN RÉCEPTEUR RF VIA LA COMPOSANTE IM_3	13
FIGURE 1.4 – SCHÉMA DE PRINCIPE D’UN RADAR.....	15
FIGURE 1.5 – DÉTECTION D’UNE CIBLE PAR UN RADAR LINÉAIRE EN PRENANT EN COMPTE L’INFLUENCE DU SER.....	15
FIGURE 1.6 – SCHÉMA DE PRINCIPE D’UN SYSTÈME RF POUR VISUALISER LA QUANTITÉ IMPORTANTE DE VOIES DE COUPLAGE ÉVENTUELLES POUR LA GÉNÉRATION D’ H_2 DANS LE CADRE D’UNE DÉTECTION D’ÉLECTRONIQUE.....	20
FIGURE 1.7 – SCHÉMA ILLUSTRANT LA RÉÉMISSION DE L’ H_2 D’UNE CIBLE NON-LINÉAIRE RF..	21
FIGURE 1.8 – DÉROULEMENT DE LA DÉTECTION D’UNE CIBLE RF PAR LA COMPOSANTE H_2	22
FIGURE 1.9 – ILLUSTRATION SIMPLIFIÉE DE LA BANDE PASSANTE ÉTROITE D’UNE ANTENNE INSTALLÉE SUR UN RÉCEPTEUR RF. LA RÉÉMISSION D’ H_2 EST OBSERVÉE EN DEHORS DE LA BANDE, SUBISSANT DE FORTE PERTE DE PUISSANCE. LA COMPOSANTE $IM_3 2F_1 - F_2$ EST RÉÉMISE DANS LA BANDE PASSANTE.....	25
FIGURE 1.10 – SCHÉMA ILLUSTRANT LA RÉÉMISSION DE L’ IM_3 D’UNE CIBLE NON-LINÉAIRE RF.....	25
FIGURE 1.11 – DÉROULEMENT DE LA DÉTECTION D’UNE CIBLE RF PAR L’ IM_3 RÉÉMIS PAR LA CIBLE.....	25

Chapitre 2

FIGURE 2.1 – SCHÉMA RF SIMPLIFIÉ INCLUANT LES PREMIÈRES FONCTIONS.....	31
FIGURE 2.2 – ILLUSTRATION DE LA MÉTHODOLOGIE EMPLOYÉE POUR LE CHOIX DES ÉLÉMENTS RF FACE AU TEST D’INTERMODULATION.....	32

FIGURE 2.3 — INJECTION D’UN TEST À DEUX FRÉQUENCES EN ENTRÉE D’UN RF FRONT-END. LA REPRÉSENTATION DE L’ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR COMPREND LA RÉCEPTION DU SIGNAL RADIO AINSI QUE SON TRAITEMENT POST-RÉCEPTION.	33
FIGURE 2.4 — EVOLUTION QUALITATIVE DE L’IM3 RÉFLÉCHI PAR UNE CIBLE RF EN FONCTION DE LA PUISSANCE P_{IN} À SON ENTRÉE. IDENTIFICATION DES RÉGIMES DE NON-LINÉARITÉS : A) $\Omega_3 \rightarrow$ FAIBLEMENT NON-LINÉAIRE B) FORTEMENT NON-LINÉAIRE.	36
FIGURE 2.5 — SCHÉMA EXPÉRIMENTAL INITIAL PERMETTANT LA MESURE DE LA PUISSANCE RÉFLÉCHIE PAR LES SYSTÈMES RF SOUS-TEST.	38
FIGURE 2.6 — EVALUATION DE LA PERTE DE COUPLAGE, POUR LES DEUX COUPLEURS BIDIRECTIONNELS UTILISÉS, LORS DE LA MESURE DU SIGNAL RÉFLÉCHI PAR L’ÉLÉMENT SOUS-TEST EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE.	39
FIGURE 2.7 — EVALUATION DES PERTES D’INSERTION SUBIES LORS DU PASSAGE DANS LE SYSTÈME D’ÉMISSION POUR UNE CONFIGURATION TYPIQUE DU BANC DE TEST EN MODE CONDUIT.	39
FIGURE 2.8 — IDENTIFICATION DES DIFFÉRENTES SOURCES DE DISTORSION DU BANC DE TEST MESURANT LA PUISSANCE D’IM3 RÉFLÉCHI.	40
FIGURE 2.9 — EXPLICATION ET COMPARAISON ENTRE MÉLANGES DIRECTS ET INDIRECTS LORS DE LA GÉNÉRATION DE L’IM3 RÉFLÉCHI.	41
FIGURE 2.10 — ILLUSTRATION DES COMPOSANTES HARMONIQUES CRÉÉES DANS LA CHAÎNE D’ÉMISSION SI AUCUN FILTRAGE N’EST MIS EN PLACE.	43
FIGURE 2.11 — EVOLUTION DE L’HARMONIQUE 2 EN ENTRÉE DU DUT GÉNÉRÉE PAR LE BANC DE TEST EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE DE L’H2. LA PUISSANCE EN SORTIE DES SYNTHÉTISEURS EST MAXIMALE ET VAUT 27 DBM.	43
FIGURE 2.12 — EVOLUTION DE L’HARMONIQUE 2 EN ENTRÉE DU DUT GÉNÉRÉE PAR LE BANC DE TEST EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE. LA PUISSANCE EN SORTIE DES SYNTHÉTISEURS VAUT 27 DBM.	44
FIGURE 2.13 — SCHÉMA EXPÉRIMENTAL PRENANT EN COMPTE LA MISE EN PLACE DES FILTRES PASSE-BAS ET PERMETTANT LA MESURE DE LA PUISSANCE RÉFLÉCHIE PAR LES SYSTÈMES RF SOUS-TEST.	45
FIGURE 2.14 — ILLUSTRATION DE LA CRÉATION D’UN IM3 RÉSIDUEL SUR LA CHAÎNE D’ÉMISSION DU BANC DE TEST EN MODE CONDUIT.	46
FIGURE 2.15 — EVOLUTION DE L’IM3 RÉSIDUEL, À TROIS FRÉQUENCES, EN FONCTION DE LA PUISSANCE EN SORTIE DES SYNTHÉTISEURS. AUCUNE PROTECTION N’EST AJOUTÉE.	46

FIGURE 2.16 — ILLUSTRATION DES PRINCIPALES GRANDEURS D'UN COUPLEUR BIDIRECTIONNEL.	47
FIGURE 2.17 — ISOLATION DU COMBINEUR ZACS242-100W+ ENTRE LES DEUX CHAINES DE GÉNÉRATION DES FRÉQUENCES F_1 ET F_2 LE LONG DE LA BANDE PASSANTE.	47
FIGURE 2.18 — DIRECTIVITÉ DES DEUX COUPLEURS BIDIRECTIONNELS UTILISÉS EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE DU SIGNAL D'ÉMISSION.	47
FIGURE 2.19 — COMPARAISON DES RÉSULTATS DE MESURES OBTENUS À DIFFÉRENTES CONFIGURATIONS (MANIP 3, 4, 5) DES PARAMÈTRES D'ENTRÉES POUR UN BALAYAGE EN FRÉQUENCE (TABLE 2.4).	52
FIGURE 2.20 — COMPARAISON DES RÉSULTATS DE MESURES OBTENUS À DIFFÉRENTES CONFIGURATIONS (MANIP 1, 4, 8, 9) DES PARAMÈTRES D'ENTRÉES POUR UN BALAYAGE DE PUISSANCE (TABLE 2.5).	54
FIGURE 2.21 — ARCHITECTURE HÉTÉRODYNE TYPIQUE D'UN SYSTÈME RF GSM MULTI-BANDES UTILISANT LES DEUX TYPES DE MULTIPLEXAGES (TDD ET <i>FREQUENCY DIVISION</i> <i>DUPLEXING</i> FDD [87]).	55
FIGURE 2.22 — TOPOLOGIE ÉLECTRONIQUE DU SWITCH PIN SPDT ZMSW-1211.	56
FIGURE 2.23 — RÉÉMISSION D'IM3 ET DU FONDAMENTAL PAR LE SWITCH GSM ZMSW-1211 EN FONCTION DE LA PUISSANCE ÉMISE PAR LES DEUX SYNTHÉTISEURS. $F_1 = 940$ MHz ET $F_2 =$ 941 MHz. IM3 = 939 MHz.	56
FIGURE 2.24 — TOPOLOGIE ÉLECTRONIQUE DU LNA GSM ZX60-0916LN+.	57
FIGURE 2.25 — RÉÉMISSION D'IM3 ET DU FONDAMENTAL PAR LE LNA GSM ZX60-0916LN+ EN FONCTION DE LA PUISSANCE ÉMISE PAR LES DEUX SYNTHÉTISEURS. $F_1 = 940$ MHz ET $F_2 =$ 941 MHz. IM3 = 939 MHz.	58
FIGURE 2.26 — RÉÉMISSION D'IM3 ET DU FONDAMENTAL PAR LE FRONT-END DISCRET EN FONCTION DE LA PUISSANCE ÉMISE PAR LES DEUX SYNTHÉTISEURS. $F_1 = 940$ MHz ET $F_2 =$ 941 MHz. IM3 = 939 MHz.	59
FIGURE 2.27 — COMPARAISON ENTRE EXPÉRIMENTATION ET SIMULATION HB DE LA RÉÉMISSION D'IM3 PAR LE FRONT-END DISCRET EN FONCTION DE LA PUISSANCE ÉMISE PAR LES DEUX SYNTHÉTISEURS. $F_1 = 940$ MHz ET $F_2 = 941$ MHz. IM3 = 939 MHz.	60
FIGURE 2.28 — PUCES RF : A) RFFM6404 B) RFFM4203 C) RF6535 D) RF2418 E) ARCHITECTURE HÉTÉRODYNE WI-FI DU FRONT-END RF6535.	62
FIGURE 2.29 — PUISSANCE D'IM3 ET FONDAMENTAL MESURÉES À LA SORTIE DU MODULE RF6535, CONFIGURÉ DANS UN CHEMIN DE RÉCEPTION, EN FONCTION DE LA PUISSANCE EN	

SORTIE DES SYNTHÉTISEURS. $F_1 = 2401$ MHz ET $F_2 = 2402$ MHz. LA FRÉQUENCE DE L'IM3 EST DE 2400 MHz. ILLUSTRATION DE LA MÉTHODE D'EXTRAPOLATION DE L'IIP3 ET DE L'IMR.	63
FIGURE 2.30 — RÉÉMISSION DE LA PUISSANCE D'IM3 ET FONDAMENTAL DU MODULE RF6535, CONFIGURÉ DANS UN CHEMIN DE RÉCEPTION, EN FONCTION DE LA PUISSANCE EN SORTIE DES SYNTHÉTISEURS. $F_1 = 2401$ MHz ET $F_2 = 2402$ MHz. LA FRÉQUENCE DE L'IM3 EST DE 2400 MHz.	64
FIGURE 2.31 — EVOLUTION DES IMR_R ET IMR_T DE LA PUCES RF6535 EN FONCTION DE LA PUISSANCE DES SYNTHÉTISEURS. EXTRACTION DES IIP3 EN RÉFLEXION ET TRANSMISSION. $F_1 = 2401$ MHz ET $F_2 = 2402$ MHz. LA FRÉQUENCE DE L'IM3 EST DE 2400 MHz.	65
FIGURE 2.32 — EVOLUTION DE L' IMR_R EN FONCTION DE LA PUISSANCE P_{IN} POUR DIFFÉRENTES PUCES RF INTÉGRÉES.	66
FIGURE 2.33 — RÉÉMISSION D'IM3 PAR LE TALKIE-WALKIE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE. LA PUISSANCE DU SIGNAL RADAR EN SORTIE DES SYNTHÉTISEURS P_{IN} VAUT 0 dBm.	68
FIGURE 2.34 — RÉÉMISSION D'IM3 PAR LE MODEM GSM EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE. LA PUISSANCE DU SIGNAL RADAR EN SORTIE DES SYNTHÉTISEURS P_{IN} VAUT 0 dBm.	68
FIGURE 2.35 — PUISSANCE DE L'IM3 RÉFLÉCHI PAR LE MODEM GSM EN FONCTION DE L'ÉCART EN FRÉQUENCE ΔF	69
FIGURE 2.36 — SCHÉMA SIMPLIFIÉ ILLUSTRANT LA CHUTE EN PUISSANCE DE LA RÉÉMISSION D'IM3 LORS DE L'AUGMENTATION DU ΔF	70
FIGURE 2.37 — RÉÉMISSION D'IM3 PAR LE MODEM GSM AINSI QUE PAR LE TALKIE-WALKIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE ÉMISE PAR LES DEUX SYNTHÉTISEURS.	71

Chapitre 3

FIGURE 3.1 — DOMAINES D'APPLICATIONS POSSIBLES DU RADAR NON-LINÉAIRE À INTERMODULATION. OBSERVATION D'UNE PROPORTIONNALITÉ ENTRE PUISSANCE D'ILLUMINATION ET DISTANCE DE DÉTECTION.	76
FIGURE 3.2 — SCHÉMA DE PRINCIPE DU BANC DE TEST RADAR À INTERMODULATION EN UTILISATION.	77
FIGURE 3.3 — ÉTAPE À SUIVRE LORS DU A) PROTOCOLE DE DÉTECTION. ON OBSERVE UN EXEMPLE B) D'IDENTIFICATION DES BANDES DE FONCTIONNEMENT D'UN DISPOSITIF RF À L'AIDE DE L'IM3 RÉÉMISE.	78

FIGURE 3.4 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉSIDUEL CAPTÉ EN EXTÉRIEUR PAR LE RÉCEPTEUR RADAR EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE À UNE PUISSANCE P_{IN} DE 27 DBM.	79
FIGURE 3.5 — NIVEAU D'ISOLATION DES DEUX ISOLATEURS DU BANC DE TEST RADAR EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE.	80
FIGURE 3.6 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉSIDUEL CAPTÉ EN EXTÉRIEUR PAR LE RÉCEPTEUR RADAR EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE. ILLUSTRATION DE LA RÉDUCTION DE L'IM3 RÉSIDUEL AVEC UN ISOLATEUR DANS LA GAMME DE FRÉQUENCE ALLANT DE 400 MHz À 550 MHz. 81	81
FIGURE 3.7 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉSIDUEL CAPTÉ EN EXTÉRIEUR PAR LE RÉCEPTEUR RADAR EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE. ILLUSTRATION DE LA RÉDUCTION DE L'IM3 RÉSIDUEL AVEC UN ISOLATEUR DANS LA GAMME DE FRÉQUENCE ALLANT DE 1800 MHz À 2500 MHz.	81
FIGURE 3.8 — ILLUSTRATION DE LA DIAPHONIE.....	82
FIGURE 3.9 — ILLUSTRATION DES COMBINAISONS POSSIBLES DU PLACEMENT DES ANTENNES DU RADAR : A) PLACEMENT FACE-À-FACE « POLA V – POLA V », B) PLACEMENT FACE-À-FACE « POLA H – POLA V », C) PLACEMENT FACE-À-FACE « POLA H – POLA H », D) PLACEMENT EN BIAIS « POLA V – POLA V », E) PLACEMENT EN BIAIS « POLA H – POLA V », F) PLACEMENT EN BIAIS « POLA H – POLA H ».....	83
FIGURE 3.10 — EVOLUTION DU TRANSFERT DE PUISSANCE, ENTRE LES DEUX ANTENNES DU RADAR, EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE. DEUX CONFIGURATIONS DE POLARISATION SONT TESTÉES EN EXTÉRIEUR.	84
FIGURE 3.11 — ILLUSTRATION DE LA POLARISATION CROISÉE, A) PLACEMENT EN BIAIS « POLA H – POLA V », B) PLACEMENT EN BIAIS « POLA V – POLA H ».	84
FIGURE 3.12 — EVOLUTION À LA FOIS DE L'IM3 RÉSIDUEL ET DU SIGNAL RADAR CAPTÉS TOUS DEUX SUR L'ANTENNE DE RÉCEPTION ET MESURÉS SUR L'ANALYSEUR DE SPECTRE EN FONCTION DE LA DISTANCE ENTRE LES DEUX ANTENNES.	85
FIGURE 3.13 — EXEMPLE D'UNE ÉVOLUTION DU A) DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE POUR B) UNE ANTENNE LOG-PÉRIODIQUE COUVRANT LA BANDE PASSANTE DE 300 MHz À 8000 MHz.	87
FIGURE 3.14 — EVALUATION DES PERTES D'INSERTION SUBIES LORS DU PASSAGE DANS LES ISOLATEURS DU SYSTÈME D'ÉMISSION RADAR EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE.	88
FIGURE 3.15 — PERTES D'INSERTION DU CÂBLE SMA FAIBLE PERTE DU FABRICANT AARONIA EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE.	88

FIGURE 3.16 — SCHÉMA DU BANC DE TEST RADAR À INTERMODULATION À DEUX ANTENNES UTILISÉ LORS DES MESURES EN CONDITIONS OPÉRATIONNELLES.	89
FIGURE 3.17 — ILLUSTRATION DE L'ENVIRONNEMENT EXTÉRIEUR.	90
FIGURE 3.18 — ILLUSTRATION DU RADAR À INTERMODULATION À 2 ANTENNES EN FONCTIONNEMENT LORS DES PREMIÈRES MESURES. LA DISTANCE R_1 REPRÉSENTE LE TRAJET ENTRE LA PARTIE ÉMISSION ET LE SYSTÈME RF. LA DISTANCE R_2 REPRÉSENTE LE TRAJET ENTRE LE SYSTÈME RF ET LA PARTIE RÉCEPTION DU RADAR.	90
FIGURE 3.19 — SCHÉMA ILLUSTRANT LES PERTES DE POLARISATION ENTRE LE RADAR ET LA CIBLE RF, A) COUPLAGE MAXIMAL, B) COUPLAGE MINIMAL.	91
FIGURE 3.20 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI PAR LE TALKIE-WALKIE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE DU SIGNAL RADAR F_1 POUR DEUX CONFIGURATIONS DE DISTANCE DE R_1 ET R_2 . LA PUISSANCE EST FIXÉE ET VAUT 16 DBM.	92
FIGURE 3.21 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI PAR LE TALKIE-WALKIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE INCIDENTE DU RADAR POUR DEUX CONFIGURATIONS DE DISTANCE. LE RÉSULTAT EN MODE CONDUIT EST DONNÉ EN RÉFÉRENCE. $F_1 = 414$ MHz, $F_2 = 415$ MHz ET $F_{IM3} = 413$ MHz.	93
FIGURE 3.22 — ILLUSTRATION DE LA MÉTHODE D'EXTRACTION.	96
FIGURE 3.23 — COMPARAISON ENTRE MESURE ET SIMULATION SEMI-EMPIRIQUE AFIN DE RETROUVER LA RÉPONSE DE L'IM3 RÉFLÉCHI PAR LE TALKIE-WALKIE À UNE DISTANCE DE DÉTECTION R_1 DE 1 M.	97
FIGURE 3.24 — COMPARAISON ENTRE MESURE ET SIMULATION SEMI-EMPIRIQUE AFIN DE RETROUVER LA RÉPONSE DE L'IM3 RÉFLÉCHI PAR LE TALKIE-WALKIE À UNE DISTANCE DE DÉTECTION R_1 DE 2 M.	98
FIGURE 3.25 — ILLUSTRATION DE L'ACCORD PARFAIT ENTRE SIMULATION SEMI-EMPIRIQUE DU RADAR IM3 ET MESURES. PRISE EN COMPTE DES FACTEURS DE PERTES B_1 ET B_2	99
FIGURE 3.26 — SCHÉMA MONTRANT LE PLACEMENT DES CIBLES RF LORS DE LA MESURE DES ESTIMATIONS DE PORTÉE. $R_1 = R_2 = R$	100
FIGURE 3.27 — EVOLUTION DE LA PORTÉE DE DÉTECTION MAXIMALE POSSIBLE DU TALKIE- WALKIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RADAR EN SORTIE DU SYNTHÉTISEUR. COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS NUMÉRIQUES ET EXPÉRIMENTAUX. $F_1 = 414$ MHz, F_2 = 415 MHz ET $F_{IM3} = 413$ MHz.	101

FIGURE 3.28 — COMPARAISON ENTRE LE BILAN DE LIAISON THÉORIQUE (CHAPITRE 1) ET LE BILAN DE LIAISON SEMI-EMPIRIQUE D'UN RADAR IM3 À 2 ANTENNES. $F_1 = 414$ MHz, $F_2 = 415$ MHz ET $F_{IM3} = 413$ MHz.	102
FIGURE 3.29 — EVOLUTION DE LA PORTÉE DE DÉTECTION MAXIMALE POSSIBLE DE DEUX CIBLES RF EN FONCTION DE LA PUISSANCE RADAR EN SORTIE DU SYNTHÉTISEUR.....	103
FIGURE 3.30 — RÉÉMISSION D'IM3 PAR LE LNA BFU730F EN FONCTION DE LA PUISSANCE ÉMISE PAR LES DEUX SYNTHÉTISEURS À L'AIDE DU BANC DE TEST EN MODE CONDUIT. $F_1 = 2401$ MHz, $F_2 = 2402$ MHz ET $F_{IM3} = 2400$ MHz	104
FIGURE 3.31 — EVOLUTION DE LA PORTÉE DE DÉTECTION MAXIMALE POSSIBLE DU LNA NXP EN FONCTION DE LA PUISSANCE RADAR EN SORTIE DU SYNTHÉTISEUR. COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS NUMÉRIQUES ET EXPÉRIMENTAUX. $F_1 = 2401$ MHz, $F_2 = 2402$ MHz ET $F_{IM3} = 2400$ MHz.....	104
FIGURE 3.32 — SCHÉMA DU BANC DE TEST RADAR À INTERMODULATION À UNE ANTENNE UTILISÉ LORS DES MESURES EN CONDITION OPÉRATIONNELLE.....	106
FIGURE 3.33 — PERTES D'INSERTION DU RADAR À UNE SEULE ANTENNE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE.	107
FIGURE 3.34 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉSIDUEL CAPTÉ EN EXTÉRIEUR PAR LE RÉCEPTEUR RADAR À UNE SEULE ANTENNE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE ALLANT DE 400 MHz À 550 MHz.....	108
FIGURE 3.35 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉSIDUEL CAPTÉ EN EXTÉRIEUR PAR LE RÉCEPTEUR RADAR À UNE SEULE ANTENNE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE ALLANT DE 1800 MHz À 2500 MHz.....	108
FIGURE 3.36 — SCHÉMA MONTRANT LE PLACEMENT DE L'ANTENNE PAR RAPPORT À LA CIBLE POUR UNE CONFIGURATION DU RADAR À UNE ANTENNE.	109
FIGURE 3.37 — EVOLUTION DE LA PORTÉE DE DÉTECTION MAXIMALE POSSIBLE DU TALKIE-WALKIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RADAR EN SORTIE DU SYNTHÉTISEUR POUR UNE CONFIGURATION À UNE SEULE ANTENNE. COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS NUMÉRIQUES ET EXPÉRIMENTAUX. $F_1 = 414$ MHz, $F_2 = 415$ MHz ET $F_{IM3} = 413$ MHz. ...	110

Chapitre 4

FIGURE 4.1 — EVOLUTION DE LA PUISSANCE RÉFLÉCHIE D'UN ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR (PA ET LNA) EN FONCTION DE LA PUISSANCE EN SORTIE DES DEUX SYNTHÉTISEURS POUR DIFFÉRENTS MODES DE FONCTIONNEMENT.	117
FIGURE 4.2 — BALAYAGE EN FRÉQUENCE QUI PERMET L'IDENTIFICATION DES BANDES PASSANTES DE 4 CIBLES RF.	119
FIGURE 4.3 — BALAYAGE EN PUISSANCE RÉALISÉ SUR LE TALKIE-WALKIE UV-5R.	120
FIGURE 4.4 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI EN FONCTION DU TEMPS. IDENTIFICATION DU TEMPS DE COMMUTATION DU SWITCH.	121
FIGURE 4.5 — ILLUSTRATION D'UNE FORME DISCRIMINATOIRE DE LA RÉPONSE DE L'IM3 RÉFLÉCHI EN FONCTION DE LA PUISSANCE P_{IN}	124
FIGURE 4.6 — SCHÉMA ÉLECTRONIQUE DU LNA NXP.	125
FIGURE 4.7 — REPRÉSENTATION SIMPLIFIÉE D'UN RÉCEPTEUR PAR UN SCHÉMA DE TYPE QUADRIPOLE.	125
FIGURE 4.8 — CARACTÉRISTIQUE D'ENTRÉE COURANT-TENSION. ILLUSTRATION DES CINQ POINTS DE FONCTIONNEMENTS CHOISIS.	129
FIGURE 4.9 — EVOLUTION DES COEFFICIENTS DE CONVERSION NON-LINÉAIRE A EN FONCTION DE LA TENSION V_{BE}	129
FIGURE 4.10 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI EN FONCTION DE P_{IN} POUR DIFFÉRENTS JEU DE VALEURS DES COEFFICIENTS DE CONVERSION NON-LINÉAIRE DU LNA NXP.	130
FIGURE 4.11 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI EN FONCTION DE P_{IN} POUR DIFFÉRENTES TENSIONS D'ALIMENTATIONS DE LA PUCES RF2815.	131
FIGURE 4.12 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI EN FONCTION DE P_{IN} POUR DIFFÉRENTES TENSIONS D'ALIMENTATIONS DE LA PUCES RF2418.	132
FIGURE 4.13 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI EN FONCTION DE P_{IN} POUR DIFFÉRENTES FRÉQUENCES D'IM3 DE LA PUCES RF2815.	134
FIGURE 4.14 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI EN FONCTION DE P_{IN} POUR DIFFÉRENTES FRÉQUENCES OÙ SE CRÉE L'IM3 DE LA PUCES RF2418.	134
FIGURE 4.15 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI DU TALKIE-WALKIE BAOFENG UV-5R EN FONCTION DE P_{IN} , POUR DIFFÉRENTES FRÉQUENCES.	135
FIGURE 4.16 — SCHÉMA ÉQUIVALENT NON-LINÉAIRE SIMPLIFIÉE DU LNA.	136
FIGURE 4.17 — EVOLUTION DU GAIN EN COURANT B EN FONCTION DE V_{BE}	137

FIGURE 4.18 — EVOLUTION DE LA CAPACITÉ DE LA JONCTION BE EN FONCTION DE V_{BE}	138
FIGURE 4.19 — EVOLUTION DE LA CAPACITÉ DE LA JONCTION BC EN FONCTION DE V_{BC}	138
FIGURE 4.20 — EVOLUTION DE L'IM3 RÉFLÉCHI EN FONCTION DE P_{IN} POUR DIFFÉRENTES FRÉQUENCES DE L'IM3 DU LNA NXP. CES RÉSULTATS SONT OBTENUS AVEC LE LOGICIEL ADS VIA LA TECHNIQUE HB.	140

Liste des tables

Chapitre 1

TABLE 1.1 – TABLEAU ILLUSTRANT SIMPLEMENT LE RÔLE DES DIFFÉRENTS TYPES DE RADAR NON-LINÉAIRES.	17
TABLE 1.2 – COMPARAISON DES CARACTÉRISTIQUES DU RADAR H2 ET DU RADAR À IM3.	27

Chapitre 2

TABLE 2.1 – EVALUATION DU DEGRÉ DE NON-LINÉARITÉ DE LA CHAÎNE D'ÉMISSION.....	42
TABLE 2.2 – COMPOSANTES HARMONIQUES CRÉÉES DANS LA CHAÎNE D'ÉMISSION SI AUCUN FILTRAGE N'EST MIS EN PLACE.	42
TABLE 2.3 – DIFFÉRENTES CONFIGURATIONS DE LA CHAÎNE EXPÉRIMENTALE PERMETTANT D'ÉMETTRE ET DE DÉTECTER DANS LA GAMME [300 MHz – 2,5 GHz].	44
TABLE 2.4 – VARIATION DES PARAMÈTRES D'ENTRÉES DE L'AUTOMATISATION DU BANC DE TEST AFIN D'OPTIMISER LE TEMPS DE MESURE LORS D'UN BALAYAGE EN FRÉQUENCE.	52
TABLE 2.5 – VARIATION DES PARAMÈTRES D'ENTRÉES DU BANC DE TEST AFIN D'OPTIMISER LE TEMPS DE MESURES LORS D'UN BALAYAGE EN PUISSANCE.	53
TABLE 2.6 – COMPARAISON DES IIP3 RÉÉMIS ET TRANSMIS DES DIFFÉRENTES PUCES RF DISPONIBLES.....	66

Chapitre 3

TABLE 3.1 – DIFFÉRENTES CONFIGURATIONS DE LA CHAÎNE EXPÉRIMENTALE PERMETTANT D'ÉMETTRE ET DE DÉTECTER DANS LA GAMME [300 MHz – 2,5 GHz].	86
TABLE 3.2 – VALEURS NUMÉRIQUES DES GRANDEURS UTILISÉES DANS LE BILAN DE LIAISON SEMI-EMPIRIQUE DU RADAR IM3.....	96
TABLE 3.3 – RÉSUMÉ DES DISTANCES DE DÉTECTION MAXIMALES (R_1 OU R_2) POSSIBLES, AVEC UN RADAR À 2 ANTENNES, EN FONCTION DE LA BANDE PASSANTE DES RÉCEPTEURS RF SE BASANT À LA FOIS SUR LES EXPÉRIMENTATIONS EN TERRAIN EXTÉRIEUR ET SUR LE BILAN DE LIAISON SEMI-EMPIRIQUE DÉVELOPPÉ PENDANT CETTE THÈSE.....	105

TABLE 3.4 — DIFFÉRENTES CONFIGURATIONS DU RADAR IM3 À UNE SEULE ANTENNE PERMETTANT D'ÉMETTRE ET DE DÉTECTER DANS LA GAMME [300 MHz – 2,5 GHz].	106
TABLE 3.5 — COMPARAISON DE LA PORTÉE DE DÉTECTION MAXIMALE ATTEIGNABLE POUR LE RADAR IM3 À UNE OU DEUX ANTENNES.	111
TABLE 3.6 — COMPARAISON DES POINTS CLÉS ET AMÉLIORATIONS POSSIBLES POUR LES DEUX SOLUTIONS DU RADAR IM3.	112

Chapitre 4

TABLE 4.1 — EXEMPLE DE LA MISE EN PLACE DE LA BASE DE DONNÉES.	123
TABLE 4.2 — VALEURS NUMÉRIQUES DES COEFFICIENTS DE CONVERSION NON-LINÉAIRE ET DES TERMES UTILISÉS DANS LE CALCUL MATHÉMATIQUE DE L'IM3 RÉFLÉCHIE PAR LE LNA.	130

Bibliographie

- [1] L. Rong and W. Hai-yong, “The re-radiation characteristics of nonlinear target in harmonic radar detection,” in *Microwave Conference, 2008 China-Japan Joint*, 2008, pp. 661–664.
- [2] V. Vlasak, and J. Pidanic, “The analysis of small RCS target detection in primary radar system,” presented at the 2016 International Symposium ELMAR, Zadar, 2016, pp. 141–145.
- [3] G. A. Weagant, deceased, late of Maple Valley, Wash, by Phyllis M. Weagant, legal representative, “SURVEILLANCE APPARATUS AND METHOD FOR THE DETECTION OF RADIO RECEIVERS,” US PATENT 6,049,301, 22-Sep-1976.
- [4] C. L. Opitz, “RADAR OBJECT DETECTOR USING NON-LINEARITIES,” US PATENT 4,053,891, 24-May-1967.
- [5] G. Low, “Junction range finder,” US PATENT 3,732,567, 21-Sep-1970.
- [6] R. H. Johnson, “Metal target detection system,” US PATENT 3,972,042, 02-Dec-1974.
- [7] P. M. Danzer and M. J. Brienza, “Radar target signature detector,” US PATENT 5,191,343, 10-Feb-1992.
- [8] R. Hstger, “Harmonic radar systems for near-ground in-foliage nonlinear scatterers,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, no. 2, pp. 230–245, 1976.
- [9] M. A. Flemming et al., “Harmonic radar detection system,” presented at the Proceedings of the International Radar Conference on Radar, London, UK, 1977, pp. 552–554.
- [10] F. Crowne and C. Fazi, “Nonlinear radar signatures from metal surfaces,” in *2009 International Radar Conference “ Surveillance for a Safer World ” (RADAR 2009)*, 2009, pp. 1–6.
- [11] H. Staras and J. Shefer, “Harmonic radar detecting and ranging system for automotive vehicles,” US PATENT 3,781,879, 30-Jun-1972.
- [12] M. Faraday, “Experimental researches in electricity.,” *NY: Dover Publications*, New York, 1865.
- [13] S. A. Maas and S. A. Maas, *Nonlinear microwave and RF circuits*, 2nd ed. Boston, MA: Artech House, 2003.
- [14] B. Razavi, *RF microelectronics*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2012.

- [15] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits*. Boston: Artech House, 2003.
- [16] S. A. Maas, B. L. Nelson, and D. L. Tait, "Intermodulation in heterojunction bipolar transistors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, no. 3, pp. 442–448, 1992.
- [17] X.-C. Hong, H.-L. Peng, and J.-F. Mao, "An antenna switch module for GSM application using LTCC technology," in *Microwave and Millimeter Wave Technology (IC-MMT), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1457–1460.
- [18] A. Alkhateeb, Y.-H. Nam, J. Zhang, and R. W. Heath, "Massive MIMO Combining with Switches," *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 5, no. 3, pp. 232–235, Jun. 2016.
- [19] T. Mazri, F. Riouch, and N. E. A. El Idrissi, "Design and Simulation of a SP4T Switch Based on The PIN Diode Suitable For UMTS Use," *IJSCNS J.*, vol. 11, no. 9, pp. 77–81, 2011.
- [20] X. Li and Y. Zhang, "Flipping the CMOS Switch," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, no. 1, pp. 86–96, Feb. 2010.
- [21] Allen W. Scott, and Rex Frobenius, "*Spectrum Analyzers*," in *RF Measurements for Cellular Phones and Wireless Data Systems*, 1st ed. Wiley-IEEE Press, 2008.
- [22] A. Al Adnani, J. Duplicy, and L. Philips, "Spectrum analyzers today and tomorrow: part 1 towards filterbanks-enabled real-time spectrum analysis," *IEEE Instrum. Meas. Mag.*, vol. 16, no. 5, pp. 6–11, 2013.
- [23] A. Adnani, J. Duplicy, and L. Philips, "Spectrum analyzers today and tomorrow: Part 2," *IEEE Instrum. Meas. Mag.*, vol. 16, no. 6, pp. 36–40, 2013.
- [24] Y. Attal, P. Berger, D. Dolfi, L. Morvan, A. Louchet-Chauvet, and T. Chanelière, "Estimation of the dynamic range of the 'rainbow' RF spectrum analyzer," in *Microwave Photonics (MWP), 2016 IEEE International Topical Meeting on*, 2016, pp. 110–113.
- [25] Y. Attal, P. Berger, T. Chanelière, and A. Louchet-Chauvet, "Simulation model of accumulated programming in an optically thick spectral hole burning material," in *Lasers and Electro-Optics Europe & European Quantum Electronics Conference (CLEO/Europe-EQEC, 2017 Conference on)*, 2017, pp. 1–1.
- [26] M. Kreissig et al., "Stabilization of phase noise in vortex spin torque nano-oscillators by a Phase Locked Loop," presented at the 2017 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG), Dublin, 2017, pp. 1–1.
- [27] C. W. Rhodes, "Interference Between Television Signals due to Intermodulation in Receiver Front-Ends," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 51, no. 1, pp. 31–37, Mar. 2005.

- [28] F. Hamamah, W. F. H. W. Ahmad, C. Gomes, M. M. Isa, and M. J. Homam, "High power microwave devices: Development since 1880," presented at the 2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC), Kuala Lumpur, 2017, pp. 825–828.
- [29] J. Zhang *et al.*, "Recent Advance in Long-Pulse HPM Sources With Repetitive Operation in S-, C-, and X-Bands," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 39, no. 6, pp. 1438–1445, Jun. 2011.
- [30] A. De Sabata, and A. Ignea, "Passive intermodulation distortions induced by ferromagnetic materials at GSM frequencies," presented at the International Symposium on Signals, Circuits and Systems ISSCS2013, Iasi, 2013, pp. 1–4.
- [31] M. T. Abuelma'atti, "Prediction of passive intermodulation arising from corrosion," *IEE Proc. - Sci. Meas. Technol.*, vol. 150, no. 1, p. 30, 2003.
- [32] P. L. Aspden and A. P. Anderson, "Identification of passive intermodulation product generation on microwave reflecting surfaces," in *IEE Proceedings H-Microwaves, Antennas and Propagation*, 1992, vol. 139, pp. 337–342.
- [33] A. J. Christianson, J. J. Henrie, and W. J. Chappell, "Higher Order Intermodulation Product Measurement of Passive Components," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 7, pp. 1729–1736, Jul. 2008.
- [34] D. Ishibashi, and N. Kuga, "Analysis of 3rd-order passive intermodulation generated from metallic materials," presented at the 2008 Asia-Pacific Microwave Conference, Macau, 2008, pp. 1–4.
- [35] B. G. M. Helme, "Passive intermodulation of ICT components," 1998.
- [36] D. S. Kozlov, A. P. Shitvov, and A. G. Schuchinsky, "Passive intermodulation in distributed circuits with cascaded discrete nonlinearities," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2015 9th European Conference on*, 2015, pp. 1–5.
- [37] Q. Jin, J. Gao, G. Xie, G. T. Flowers, and R. Ji, "A study of the passive intermodulation induced by nonlinear characteristics of RF connectors," in *Electrical Contacts (Holm), 2016 IEEE 62nd Holm Conference on*, 2016, pp. 1–8.
- [38] A. P. Shitvov, T. Olsson, B. El Banna, D. E. Zelenchuk, and A. G. Schuchinsky, "Effects of Geometrical Discontinuities on Distributed Passive Intermodulation in Printed Lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 2, pp. 356–362, Feb. 2010.
- [39] J. R. Wilkerson, P. G. Lam, K. G. Gard, and M. B. Steer, "Distributed Passive Intermodulation Distortion on Transmission Lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 5, pp. 1190–1205, May 2011.

- [40] J. R. Wilkerson, I. M. Kilgore, K. G. Gard, and M. B. Steer, "Passive Intermodulation Distortion in Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 2, pp. 474–482, Feb. 2015.
- [41] N. Zhang, W. Cui, and T. Hu, "Passive intermodulation analysis for mesh antennas," in *Antennas and Propagation (APCAP), 2015 IEEE 4th Asia-Pacific Conference on*, 2015, pp. 60–61.
- [42] K. El-Darymli, E. W. Gill, P. McGuire, D. Power, and C. Moloney, "Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 6014–6058, 2016.
- [43] M. Ghasr, S. Kharkovsky, R. Zoughi, and R. Austin, "Comparison of near-field millimeter wave probes for detecting corrosion pit under paint," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2004. IMTC 04. Proceedings of the 21st IEEE*, 2004, vol. 3, pp. 2240–2244.
- [44] L. Chusseau, P. Payet, and J. Raoult, "Optimization of Near-Field Image Capture With Millimeter-Wave Bow-Tie Probes," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 66, no. 1, pp. 61–68, Jan. 2017.
- [45] B. R. Phelan, K. D. Sherbondy, K. I. Ranney, and R. M. Narayanan, "Design and performance of an ultra-wideband stepped-frequency radar with precise frequency control for landmine and IED detection," 2014, p. 907708.
- [46] C. Chanel, C. Bourlier, N. Pinel, and C. Carel, "Monostatic Radar time response for the electromagnetic scattering from a measured rough surface," in *Radar Conference (Radar), 2014 International*, 2014, pp. 1–6.
- [47] A. Shaik, H. Weng, X. Dong, T. H. Hubing, and D. G. Beetner, "Matched filter detection and identification of electronic circuits based on their unintentional radiated emissions," in *2006 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2006.
- [48] H. Weng, X. Dong, X. Hu, D. G. Beetner, T. H. Hubing, and D. C. Wunsch, "Neural network detection and identification of electronic devices based on their unintended emissions," 2005.
- [49] V. Thotla, M. T. A. Ghasr, M. J. Zawodniok, S. Jagannathan, and S. Agarwal, "Detection of Super-Regenerative Receivers Using Hurst Parameter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 11, pp. 3006–3014, Nov. 2013.

- [50] X. Dong *et al.*, “Detection and Identification of Vehicles Based on Their Unintended Electromagnetic Emissions,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 48, no. 4, pp. 752–759, Nov. 2006.
- [51] M. T. Ghasr, V. Thotla, M. J. Zawodniok, and J. Sarangapani, “Detection of Super Regenerative Receiver Using Amplitude Modulated Stimulation,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 7, pp. 2029–2036, Jul. 2013.
- [52] S. A. Seguin, “Detection of low cost radio frequency receivers based on their unintended electromagnetic emissions and an active stimulation,” 2009.
- [53] C. Stagner, A. Conrad, C. Osterwise, D. G. Beetner, and S. Grant, “A Practical Superheterodyne-Receiver Detector Using Stimulated Emissions,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 4, pp. 1461–1468, Apr. 2011.
- [54] G. J. Mazzaro, A. F. Martone, K. I. Ranney, and R. M. Narayanan, “Nonlinear Radar for Finding RF Electronics: System Design and Recent Advancements,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 5, pp. 1716–1726, May 2017.
- [55] H. Aniktar, D. Baran, E. Karav, E. Akkaya, Y. S. Birecik, and M. Sezgin, “Getting the Bugs Out: A Portable Harmonic Radar System for Electronic Countersurveillance Applications,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, no. 10, pp. 40–52, Nov. 2015.
- [56] A. F. Martone, K. I. Ranney, K. D. Sherbondy, K. A. Gallagher, G. J. Mazzaro, and R. M. Narayanan, “An overview of spectrum sensing for harmonic radar,” in *Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE), 2016 International Symposium on*, 2016, pp. 1–5.
- [57] B. Kubina, J. Romeu, C. Mandel, M. Schüßler, and R. Jakoby, “Design of a quasi-chipless harmonic radar sensor for ambient temperature sensing,” in *SENSORS, 2014 IEEE*, 2014, pp. 1567–1570.
- [58] B. Kubina, C. Mandel, M. Schüßler, and R. Jakoby, “Compact quasi-chipless harmonic radar sensor with a dielectric resonator antenna,” in *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International*, 2015, pp. 1–3.
- [59] B. G. Colpitts and G. Boiteau, “Harmonic Radar Transceiver Design: Miniature Tags for Insect Tracking,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 11, pp. 2825–2832, Nov. 2004.
- [60] J. Kiriazi, J. Nakakura, K. Hall, N. Hafner, and V. Lubecke, “Low profile harmonic radar transponder for tracking small endangered species,” in *Engineering in Medicine and Biology Society, 2007. EMBS 2007. 29th Annual International Conference of the IEEE*, 2007, pp. 2338–2341.

- [61] H. M. Aumann and N. W. Emanetoglu, "A wideband harmonic radar for tracking small wood frogs," in *Radar Conference, 2014 IEEE*, 2014, pp. 108–111.
- [62] D. Psychoudakis, W. Moulder, Chi-Chih Chen, Heping Zhu, and J. L. Volakis, "A Portable Low-Power Harmonic Radar System and Conformal Tag for Insect Tracking," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 444–447, 2008.
- [63] N. Tahir and G. Brooker, "Recent developments and recommendations for improving harmonic radar tracking systems," in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, 2011, pp. 1531–1535.
- [64] A. Singh and V. M. Lubecke, "Respiratory Monitoring and Clutter Rejection Using a CW Doppler Radar With Passive RF Tags," *IEEE Sens. J.*, vol. 12, no. 3, pp. 558–565, Mar. 2012.
- [65] L. Chioukh, H. Boutayeb, D. Deslandes, and K. Wu, "Noise and sensitivity analysis of harmonic radar system for vital sign detection," in *Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1–3.
- [66] D. Ha, J. Kum, J. Lee, and Y. Lee, "Low-charged battery compatible harmonic reflector integrated in a mobile device for detection of trapped victims," in *Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2015 IEEE International Symposium on*, 2015, pp. 983–984.
- [67] G. L. Charvat, E. J. Rothwell, and L. C. Kempel, "Harmonic radar tag measurement and characterization," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, 2003, vol. 2, pp. 696–699.
- [68] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Harmonic scattering from passive UHF RFID tags," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09. IEEE*, 2009, pp. 1–4.
- [69] S. Cheng, P. Hallbjorner, and A. Rydberg, "Array antenna for body-worn automotive harmonic radar tag," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, 2009, pp. 2823–2827.
- [70] G. J. Mazzaro, A. F. Martone, and D. M. McNamara, "Detection of RF Electronics by Multitone Harmonic Radar," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 50, no. 1, pp. 477–490, Jan. 2014.

- [71] G. J. Mazzaro, A. F. Martone, K. D. Sherbondy, K. A. Gallagher, and R. M. Narayanan, "Maximizing harmonic-radar target response: Duty cycle vs. peak power," in *South-eastCon, 2016*, 2016, pp. 1–4.
- [72] K. Wincza, S. Gruszczyński, and J. Borgosz, "Integrated Dual-Band Antenna Array for Application in Nonlinear Junction Detection Device," in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, 2008, pp. 1078–1081.
- [73] K. Wincza, S. Gruszczyński, and J. Borgosz, "Dual-band capacitive feed antenna for nonlinear junction detection device," in *Microwave Techniques, 2008. COMITE 2008. 14th Conference on*, 2008, pp. 1–4.
- [74] K. A. Gallagher, R. M. Narayanan, G. J. Mazzaro, K. I. Ranney, A. F. Martone, and K. D. Sherbondy, "Moving target indication with non-linear radar," in *Radar Conference (RadarCon), 2015 IEEE*, 2015, pp. 1428–1433.
- [75] D. Dardari, "Detection and accurate localization of harmonic chipless tags," *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, vol. 2015, no. 1, Dec. 2015.
- [76] K. A. Gallagher, R. M. Narayanan, G. J. Mazzaro, and K. D. Sherbondy, "Linearization of a harmonic radar transmitter by feed-forward filter reflection," in *Radar Conference, 2014 IEEE*, 2014, pp. 1363–1368.
- [77] M. Bodson, A. Sacks, and P. Khosla, "Harmonic generation in adaptive feedforward cancellation schemes," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 39, no. 9, pp. 1939–1944, 1994.
- [78] K. A. Gallagher, G. J. Mazzaro, R. M. Narayanan, K. D. Sherbondy, and A. F. Martone, "Automated cancellation of harmonics using feed-forward filter reflection for radar transmitter linearization," 2014, p. 907703.
- [79] C. Fazi, F. Crowne, and M. Ressler, "Link budget calculations for nonlinear scattering," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 1146–1150.
- [80] K. A. Gallagher, G. J. Mazzaro, A. F. Martone, K. D. Sherbondy, and R. M. Narayanan, "Derivation and validation of the nonlinear radar range equation," 2016, p. 98290P.
- [81] V. Viikari *et al.*, "Technical solutions for automotive intermodulation radar for detecting vulnerable road users," in *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th*, 2009, pp. 1–5.
- [82] "Complex RF Mixers, Zero-IF Architecture, and Advanced Algorithms: The Black Magic in Next-Generation SDR Transceivers." Analog Devices, 2017.

- [83] A. Martorell, J. Raoult, R. Marijon, and L. Chusseau, "EMI functional vulnerability identification in RF Front-Ends," in *Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMCCompo), 2017 11th International Workshop on the*, 2017, pp. 15–20.
- [84] A. Martorell, J. Raoult, R. Marijon, and L. Chusseau, "RF Front-Ends Nonlinearity Characterization Using Reflected Power," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 6, pp. 1925–1931, Dec. 2017.
- [85] K. Kurokawa, "Power waves and the scattering matrix," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, no. 2, pp. 194–202, 1965.
- [86] C. Brown, *Spectrum Analysis Basics*. Hewlett-Packard Company Microwave Instruments Division, 1997.
- [87] V. K. Garg, *Wireless communications and networking*. Amsterdam ; Boston: Elsevier Morgan Kaufmann, 2007.
- [88] R. E. Mickens, *Truly nonlinear oscillations: harmonic balance, parameter expansions, iteration, and averaging methods*. Singapore ; Hackensack, NJ: World Scientific, 2010.
- [89] C. Pouant, "Caractérisation de la susceptibilité électromagnétique des étages d'entrée de composants électroniques," PhD Thesis, Université Montpellier, 2015.
- [90] P. Ashburn, *SiGe heterojunction bipolar transistors*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.
- [91] Jérémy Raoult, "ETUDE ET MODÉLISATION DE TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION," INSA de Lyon, 2003.

Bibliographie personnelle

A. Martorell, J. Raoult, R. Marijon, and L. Chusseau, "EMI functional vulnerability identification in RF Front-Ends," in *Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMCCompo)*, 2017 11th International Workshop on the, 2017, pp. 15–20.

A. Martorell, J. Raoult, R. Marijon, and L. Chusseau, "RF Front-Ends Nonlinearity Characterization Using Reflected Power," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 6, pp. 1925–1931, Dec. 2017.

A. Martorell, J. Raoult, C. Carel and L. Chusseau, "Conception et test d'un radar non-linéaire à intermodulation," *2017 Electromagnétisme et Guerre Electronique (EMGE)*, Toulouse, 2017.

J. Raoult, A. Martorell, L. Chusseau and C. Carel, "Intermodulation Radar for RF receiver Detections," *2018 European Radar Conference (EURAD)*, Madrid, 2018.

Résumé

Électromagnétisme, sécurité et guerre électronique sont étroitement liés depuis des décennies. Leur association rassemble des applications de surveillance radar, de neutralisation de systèmes électroniques ou de détection d'électroniques cachées. Aujourd'hui, la multiplication des EEI (Engins Explosifs Improvisés) aussi bien sur les théâtres d'opération que dans les milieux urbains conduit à la nécessité de leur détection. Les travaux de cette thèse peuvent entrer dans cette thématique et proposent une nouvelle alternative qui permet de mettre en évidence la présence de récepteurs RF cachés. Le radar non-linéaire est particulièrement adapté à la détection de dispositifs contenant des métaux et des semi-conducteurs (électroniques). Une technique populaire consiste à transmettre une seule fréquence f_1 et à recevoir la seconde harmonique générée par la cible. Une autre technique, moins courante, consiste à transmettre deux fréquences, f_1 et f_2 , et à recevoir les produits d'intermodulation d'ordre 3 ($2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$). Un état de l'art approfondi des systèmes radars non-linéaires est effectué dans un premier chapitre avec une comparaison de leurs caractéristiques. Dans un second chapitre, un banc de test en mode conduit est développé permettant la mesure de l'IM3 réfléchi d'une cible RF. Ainsi des analyses et des ordres de grandeurs seront connus aidant au développement du radar. Dans le chapitre 3, Le démonstrateur du radar à IM3 est développé. Un large panel de systèmes RF, commerciaux ou non, susceptibles d'être trouvés dans des milieux opérationnels est mis sous test. Leur détection va permettre de valider la technique de récupération de l'IM3. Un nouveau bilan de liaison réaliste du radar IM3 est mis en place afin d'estimer la portée de détection réelle du radar, pour différentes cibles RF. Dans le dernier chapitre les travaux s'orientent sur l'identification et la classification d'une cible RF. L'étude porte sur la possibilité d'extraire tous paramètres pouvant aider à une classification (évaluation du danger) de récepteurs RF dans un milieu opérationnel. Le travail de recherche présenté dans ce manuscrit contribue à l'amélioration des techniques de détection d'électroniques cachées. Un protocole de détection a été proposé décrivant les faits et gestes du radar IM3. Il inclut un balayage en fréquence puis en puissance. Les premiers tests ont été effectués sur un Talkie-Walkie démontrant la possibilité de détecter sa bande passante via la réémission d'IM3, à plus de 2 m. La répétabilité des tests sur un panel élargi de récepteurs RF valide le protocole de détection et l'intérêt du radar IM3. Une puissance d'émission du radar IM3 de 40 dBm, à une fréquence d'IM3 de 400 MHz, peut potentiellement détecter un récepteur à 80 m. Enfin dans un dernier travail exploratoire nous avons démontré que, par l'observation de la réponse de l'IM3 réfléchi suite à un balayage en puissance, le radar IM3 peut ajouter de nouveaux critères d'identification discriminant les récepteurs détectés entre eux.

Abstract

Electromagnetism, security and electronic warfare have been closely linked for decades. Their association gathers applications of radar surveillance, neutralization of electronic systems or detection of hidden electronics. Today, the multiplication of IEDs (Improvised Explosive Devices) both in theatres of operation and in urban environments leads to the need for their detection. The works of this thesis can enter into this theme and propose a new alternative that allows to highlight the presence of hidden RF receivers. The nonlinear radar is particularly suitable for detecting devices containing metals and (electronic) semiconductors. A popular technique is to transmit a single frequency f_1 and receive the second harmonic generated by the target. Another less common technique consists of transmitting two frequencies, f_1 and f_2 , and receiving intermodulation products of order 3 ($2f_1 - f_2$ and $2f_2 - f_1$). An in-depth state of the art of nonlinear radar systems is made in a first chapter with a comparison of their characteristics. In a second chapter, an inductive test bench is developed to measure the reflected IM3 of an RF target. Thus analyses and orders of magnitude will be known helping the development of radar. In chapter 3, the IM3 radar demonstrator is developed. A wide range of RF systems, commercial and non-commercial, that may be found in operational environments are being tested. Their detection will validate the IM3 recovery technique. A new realistic IM3 radar link budget is implemented to estimate the actual radar detection range for different RF targets. In the last chapter the work focuses on the identification and classification of an RF target. The study focuses on the possibility of extracting all parameters to assist in a classification (hazard assessment) of RF receptors in an operational environment. The research work presented in this manuscript contributes to the improvement of hidden electronic detection techniques. A detection protocol was proposed describing the actions of the IM3 radar. It includes a frequency scan and then a power scan. The first tests were carried out on a walkie-talkie demonstrating the possibility of detecting its bandwidth via IM3 retransmission, at more than 2 m. The repeatability of the tests on an extended panel of RF receivers validates the detection protocol and the interest of the IM3 radar. An IM3 radar transmission power of 40 dBm, at an IM3 frequency of 400 MHz, can potentially detect a receiver at 80 m. Finally in a final exploratory work, we demonstrated that by observing the IM3 response reflected following a power scan the IM3 radar can add new identification criteria that discriminate the hidden receivers detected between them.