



HAL
open science

Étude de l'effet d'ondes électromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques – Mise en place d'une méthode de test des systèmes

Tristan Dubois

► **To cite this version:**

Tristan Dubois. Étude de l'effet d'ondes électromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques – Mise en place d'une méthode de test des systèmes. Matière Condensée [cond-mat]. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2009. Français. NNT: . tel-00440285

HAL Id: tel-00440285

<https://theses.hal.science/tel-00440285>

Submitted on 10 Dec 2009

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.

Université Montpellier 2

- Sciences et Techniques du Languedoc -

Thèse

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Montpellier 2

Discipline : Electronique

Formation Doctorale : Information, Structures et Systèmes

Présentée publiquement

Par

Tristan Dubois

Etude de l'effet d'ondes électromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques – Mise en place d'une méthode de test des systèmes

Directeur de Thèse :

Sylvie Jarrix

Soutenue le 21 octobre 2009 devant le jury composé de :

Geneviève Duchamp	Professeur Université Bordeaux	Rapporteur
Etienne Sicard	Professeur Université Toulouse	Rapporteur
Philippe Calvel	Expert radiation – Thales Alenia Space	Examineur
Daniel Gasquet	Directeur de recherche Université Montpellier 2	Examineur
Fabien Pascal	Professeur Université Montpellier 2	Examineur
Sylvie Jarrix	Maitre de conférence Université Montpellier 2	Directeur de thèse
Laurent Dusseau	Professeur Université Montpellier 2	Invité

Remerciements

Remerciements

Une thèse est tout d'abord un travail d'équipe. J'ai pu réaliser ce travail en partie grâce aux gens qui ont su être présents au moment où j'en avais besoin.

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse Sylvie Jarrix. Sylvie, je te remercie pour m'avoir donné l'opportunité de réaliser cette thèse. Je te remercie aussi et surtout pour l'aide et pour la confiance que tu m'as apportées tout au long de ces trois ans. Cette confiance m'a donné une liberté indispensable et m'a permis de m'épanouir dans mon travail. Enfin je te remercie pour tes qualités humaines, pour tes idées et pour m'avoir permis de partir aux Etats Unis en conférence, ce qui m'a donné la chance de rencontrer beaucoup de gens intéressants et a fait de cette thèse en plus d'une grande expérience scientifique, une grande expérience humaine.

Je tiens ensuite à remercier Jérémy Raoul. Jérémy, je te remercie pour l'aide que tu m'as apportée. Je te remercie aussi pour nos longues discussions passionnantes et motivantes qui m'ont permis d'aller encore plus loin dans mes recherches scientifiques et dans l'amélioration de ma pédagogie.

Je remercie en particulier mes rapporteurs Geneviève Duchamp et Etienne Sicard d'avoir lu scrupuleusement les 240 pages de ce manuscrit et de m'avoir fait part de leurs remarques perspicaces, et de leur bonne humeur le jour de mon oral. Je remercie mes examinateurs Philippe Calvel, Fabien Pascal et Daniel Gasquet Président du jury et directeur du Laboratoire IES. Enfin, je remercie Laurent Dusseau d'avoir participé à ce jury en temps qu'invité.

Je remercie tous les permanents du groupe GEHF c'est-à-dire Philippe Nouvel, Annick Pénarier, Jérémy Torres, Christophe Palermo, Luca Varani, Stéphane Blin et Laurent Chusseau qui ont toujours été présents pour répondre à mes nombreuses questions.

Mes remerciements vont aussi à Jean-Michel Gosalbez et Michel Gallien pour m'avoir aidé à concevoir mes circuits électroniques ainsi que pour l'élaboration du programme assembleur nécessaire pour la programmation du PIC.

Je tiens à dire un grand merci à Jérémy Pousset, Ronan Adam, Jason Gyani, Hugues Marinchio, Thibault Laurent, Jean-Paul Guillet et Giulio Sabatini, l'équipe de thésards avec qui je me suis épanoui au niveau scientifique mais aussi à travers beaucoup d'autres activités nécessaires à un travail efficace. Merci aux nombreuses modes que l'on a lancées au sein du laboratoire et merci pour l'excellente ambiance de travail qui a régné durant ces trois années.

Enfin je remercie M Bruno Azais, correspondant de la délégation générale pour l'armement, pour avoir suivi et financé ce travail de recherche.

Table des Matières

Introduction générale	1
I. Généralités sur les études de compatibilité électromagnétique	5
1 La compatibilité électromagnétique	6
2 Sources de rayonnement électromagnétique	7
2.1 Sources externes de rayonnement	7
2.1.1 Les communications sans fil	7
2.1.2 Les radars	8
2.1.3 Les armes électromagnétiques de fortes puissances	9
2.2 Sources internes de rayonnement : les circuits électroniques	11
2.2.1 Génération d'un signal parasite	11
2.2.2 Mécanisme de rayonnement	12
3 Ondes électromagnétiques et circuits	12
3.1 Couplage d'une onde	13
3.1.1 Couplage par les câbles et les antennes	13
3.1.2 Pénétration par les boîtiers	14
3.1.3 Mécanismes de couplage entre une onde et un circuit	14
3.2 Effets sur les circuits	15
4 Techniques de mesure CEM	17
4.1 Méthodes de mesure en mode conduit	18
4.1.1 Banc d'injection directe de puissance (Direct Injection Power : DPI)	18
4.1.2 Banc d'injection par boucle de courant (Bulk Current Injection : BCI)	19
4.1.3 Banc WBFC (Work Bench Faraday Cage)	19
4.1.4 Agression par ligne couplée	20
4.2 Méthodes de mesure en mode rayonné	20
4.2.1 Le champ proche et le champ lointain électromagnétique	20
4.2.2 Cellule TEM (Transverse Electromagnetic)	23
4.2.3 Cellule GTEM (Gigahertz Transverse Electromagnetic)	24
4.2.1 Mini strip-line	25
4.2.2 Agression par sonde conique et pyramidale	26
4.2.3 Scan champ proche	27
4.3 Récapitulation des méthodes de mesure de susceptibilité	28
5 Conclusion	29

II. Banc de caractérisation électromagnétique champ proche et outils	
logiciels	31
1 Principe général du banc de mesure	32
1.1 Configuration du banc de mesure en mode réception	33
1.2 Configuration du banc de mesure en mode agression	35
2 Présentation des logiciels de simulation	37
2.1 Logiciel CST Micro-Wave Studio	37
2.2 Logiciel ADS	38
3 Conclusion	40
III. Etude des sondes de champ proche	
1 La ligne micro-ruban	42
2 Etat de l'art des sondes pour scan champ proche	47
2.1 Les sondes de type coaxial	47
2.1.1 Sondes liées au champ électrique	48
2.1.2 Sondes liées au champ magnétique	50
2.1.3 Sondes liées au champ électrique et magnétique	51
2.2 Autres types de sonde	52
2.2.1 Sondes liées au champ électrique	52
2.2.2 Sondes liées au champ magnétique	53
3 Caractérisation : sondes liées au champ électrique	55
3.1 Coefficient de réflexion de la sonde EzL	56
3.2 Discrimination des champs rayonnés par la sonde Ez3	57
3.3 Comportement en mode réception via une ligne micro-ruban	59
3.3.1 Etude du champ E_z rayonné avec la sonde Ez3	59
3.3.2 Etude du champ E_z rayonné avec la sonde Ez0	61
3.4 Comportement en transmission via une ligne micro-ruban	62
3.5 Résolution spatiale des sondes EzL	64
3.6 Influence des sondes E sur les mesures	67
4 Caractérisation : sondes liées au champ magnétique	69
4.1 Etude du coefficient de réflexion	70
4.2 Discrimination des champs rayonnés par la sonde Hz1	71
4.3 Comportement en mode réception via une ligne micro-ruban	72
4.4 Réalisation de cartographies en haute fréquence	74
4.4.1 Sonde adaptée	74

Sommaire

4.4.2	Sonde en haute impédance	76
5	Conclusion sur la caractérisation des sondes	79
IV.	Etude électromagnétique d'une diode Schottky	83
1	Diode étudiée	84
1.1	Modélisation statique	87
1.2	Modélisation dynamique	88
1.2.1	Coefficient de réflexion de la diode non polarisée	88
1.2.2	Diode polarisée	89
2	Susceptibilité EM de la diode	90
2.1	Montages expérimentaux	91
2.1.1	Montage pour l'injection en mode conduit	91
2.1.2	Montage pour l'injection en mode rayonné	93
2.2	Etude de susceptibilité	94
2.2.1	Effet d'un signal d'agression sur la courbe I_{dmoy}/V_{dmoy} de la diode	94
2.2.2	Mise en avant du phénomène de détection	95
2.2.1	Comparaison de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit et rayonné sur la diode	97
2.3	Injection en mode conduit	98
2.3.1	Modélisation de l'injection en mode conduit	98
2.3.2	Mise en évidence des phénomènes de propagation	101
2.3.3	Influence des résonances sur la perturbation de la diode	106
2.4	Injection en mode rayonné	108
2.4.1	Modélisation des sondes	108
2.4.2	Modélisation de l'injection rayonnée d'un signal d'agression via Ez3	112
2.4.3	Mise en évidence des phénomènes de propagation	113
2.4.4	Influence des résonances sur la perturbation de la diode	117
2.4.5	Influence du point d'injection	118
2.4.6	Etude des phénomènes de propagation via la sonde Hx1	121
2.5	Comparaison des phénomènes : Conduit/rayonné	123
3	Conclusion sur l'étude de la diode	125
V.	Etude de la susceptibilité électromagnétique d'une PLL	127
1	Boucle à verrouillage de phase (PLL)	128
1.1	Rôle d'une PLL	128
1.2	Eléments constituant la PLL d'étude	129
1.2.1	L'oscillateur à quartz compensé en température (TCXO)	130

Sommaire

1.2.2	L'oscillateur commandé en tension (VCO)	130
1.2.3	Montage à base d'amplificateurs opérationnels (AOps)	130
1.2.4	Le circuit « Div+CPF+PC+FPB »	130
1.2.5	Le coupleur résistif	133
1.3	Validation du fonctionnement de la PLL	134
2	Etude des différents circuits	136
2.1	Etude du montage à base d'AOps	136
2.1.1	Injection d'une agression en mode conduit	138
2.1.2	Injection en mode rayonné	141
2.1.3	Conclusion sur le montage à base d'AOps	149
2.2	Etude de l'oscillateur à quartz	150
2.2.1	Etude du rayonnement EM du circuit	151
2.2.2	Injection en mode rayonné	152
2.2.3	Conclusion sur l'oscillateur à quartz	156
2.3	Etude de l'oscillateur commandé en tension	157
2.3.1	Fonctionnement d'un oscillateur	158
2.3.2	Caractéristiques électriques principales d'un oscillateur	159
2.3.3	Mesure des paramètres électriques de l'oscillateur	160
2.3.4	Injection en mode conduit	162
2.3.5	Injection en mode rayonné	174
2.3.6	Conclusion sur le circuit VCO	176
2.4	Etude du coupleur résistif	177
2.5	Etude du circuit « Div+CPF+PC+FPB »	178
2.5.1	Présentation de l'ADF4154 et de ses différents réglages	178
2.5.2	Présentation du circuit « Div+CPF+PC+FPB »	180
2.5.3	Injection d'une agression en mode rayonné	180
2.5.4	Conclusion sur le circuit « Div+CPF+PC+FPB »	187
2.6	Association du montage à base d'AOps et du VCO	188
3	Etude de la susceptibilité de la PLL	189
3.1	Mesure de la bande de fréquence de fonctionnement de la PLL	190
3.2	Injection d'un signal d'agression en mode rayonné	191
3.2.1	Agression du montage à base d'AOps	191
3.2.2	Agression de l'oscillateur commandé en tension	195
3.2.3	Agression de l'oscillateur à quartz	199
3.2.4	Agression du circuit « Div+CPF+PC+FPB »	200
4	Conclusion sur la susceptibilité de la PLL	201

Sommaire

Conclusion générale	205
Perspectives	209
ANNEXES	211
ANNEXE A	212
Extraction des paramètres statiques de la diode	212
ANNEXE B	214
Carte microcontrôleur PIC et Registres de l'ADF4154	214
Calcul des coefficients de division R et N	214
ANNEXE C	216
Logiciel ADLsimPLL Ver 3.0 et Valeur des composants du filtre de boucle	216
ANNEXE D	218
Circuit « Div+CPF+PC+FPB »: paramètre S11	218
Circuit « Div+CPF+PC+FPB »: paramètre S21	218
ANNEXE E	220
Montage à base d'AOps : coefficient de transmission et cartographies	220
BIBLIOGRAPHIE	223
Introduction Générale	223
Chapitre I : Généralités sur les études de CEM	223
Chapitre II : Banc de caractérisation EM champ proche et outils logiciels	227
Chapitre III : Etude des sondes de champ proche	227
Chapitre IV : Etude EM d'une diode Schottky	229
Chapitre V : Etude de la susceptibilité EM d'une PLL	230
Bibliographie personnelle	231

INTRODUCTION GENERALE

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du groupe GEHF (Groupe d'Etude des Hautes Fréquences) de l'Institut d'Electronique du Sud, Unité Mixte de Recherche 5214 sous la direction de Mme Sylvie Jarrix, Maître de conférence. Ce doctorat a été financé par la Délégation Générale pour l'Armement (DGA), a été également supervisé par M Bruno Azaïs, ingénieur au Centre d'Etude de Gramat (CEG) et correspondant de la DGA.

Ces travaux de recherche relèvent les problèmes de compatibilité et susceptibilité électromagnétique de circuits électroniques fonctionnant dans la gamme de fréquence allant de 100 MHz à plusieurs GHz.

Aujourd'hui, les applications de communication et d'imagerie sont devenues indispensables au niveau mondial. Ces applications civiles ou militaires, doivent avoir une sûreté de fonctionnement éprouvée, et ce dans tous les domaines dont celui de l'électromagnétisme. Or les circuits électroniques complexes au cœur de ces systèmes voient leur seuil de susceptibilité électromagnétique diminuer [Ramdani *et al.*, 2009]. Cette vulnérabilité accrue provient de leur réduction en dimension, en tension d'alimentation et d'une augmentation de leur fréquence de fonctionnement.

De plus, les sources de perturbations électromagnétiques sont de plus en plus nombreuses. Certaines sont naturelles, comme la foudre et les décharges électrostatiques, d'autres, beaucoup plus nombreuses, sont d'origine humaine et peuvent être non intentionnelles ou intentionnelles. La plupart des sources de rayonnement non intentionnelles ont des fréquences dans le domaine micro-ondes. On peut citer par exemple les émetteurs radio ou les réseaux GSM européens 2G émettant autour de 900 MHz et 1800 MHz et 3G autour de 2.1 GHz. On note aussi les liaisons Bluetooth à 2.4 GHz, les liaisons Wifi à 2.4 GHz et 5 GHz, les liaisons Wi Max à 3.5 GHz, les radars routiers émettant entre 18 GHz et 40 GHz ou encore les radars anticollisions lesquels équipent de plus en plus de véhicules et qui émettent à des fréquences autour de 66 GHz et 77 GHz. Les sources intentionnelles sont principalement utilisées par l'armée et sont conçues pour des applications dans la guerre stratégique et tactique de l'information. Grâce à l'avancée technologique dans le domaine des hyperfréquences, elles sont capables d'émettre des micro-ondes de fortes puissances (MFP).

Enfin un système hyperfréquence comprend généralement à la fois des circuits travaillant en basses fréquences (circuits BF) et des circuits travaillant en hautes fréquences (circuits HF). Ainsi lors de l'émission de signaux d'agression dans la bande micro-ondes, le système est à la fois perturbé hors

bande pour ce qui est des circuits BF et dans sa bande de fonctionnement pour ce qui concerne les circuits HF. De plus, les fréquences de l'ordre du gigahertz sont particulièrement néfastes pour ces systèmes car de par leurs longueurs d'onde, elles sont susceptibles de générer des phénomènes de résonances sur les pistes des circuits imprimés, voire sur les pistes des circuits intégrés, augmentant ainsi les risques qu'ils soient perturbés.

Il paraît donc incontournable de devoir prévenir ces agressions électromagnétiques.

Dans ce contexte, ce manuscrit a pour but de montrer quels sont les effets d'agressions électromagnétiques sur un système électronique hyperfréquence complexe. Ce manuscrit se construit autour de cinq chapitres.

Le premier chapitre présente des généralités sur les problèmes de compatibilité électromagnétique ainsi que les méthodes d'étude associées. Les différentes sources de perturbation, les phénomènes de couplage entre une onde électromagnétique et un circuit électronique, et les différents effets répertoriés à ce jour d'une agression électromagnétique sur des circuits électroniques seront abordés. Nous terminerons ce chapitre par la présentation des différentes techniques d'étude de compatibilité électromagnétique en mettant en évidence l'avantage d'une analyse en zone de champ proche, laquelle nous intéresse directement.

Le deuxième chapitre présente d'une part le banc de mesure qui nous permettra de mener à bien notre étude et d'autre part les outils logiciels que nous utiliserons.

Le troisième chapitre est consacré aux sondes de champ proche qui sont le point central du banc de test. Ces sondes sont caractérisées notamment via la mesure du rayonnement électromagnétique en champ proche d'une ligne micro-ruban. Nous déterminerons les dimensions optimales des sondes pour l'étude de la susceptibilité du système électronique réalisée par la suite.

Le quatrième chapitre concerne l'étude de la susceptibilité d'une diode Schottky. Cette étude est une première approche destinée à prendre conscience des phénomènes principaux qui prennent place lors de l'injection d'un signal d'agression sur des circuits actifs. Nous étudierons en particulier le couplage d'une onde électromagnétique à un circuit et la propagation du signal d'agression au sein de ce circuit.

Le cinquième chapitre est au cœur de la problématique de la thèse. Il concerne l'étude de susceptibilité d'un système électronique complexe. Le système est une boucle à verrouillage de phase (PLL pour Phase-Locked Loop) fonctionnant dans le domaine hyperfréquence. Nous étudierons dans un premier temps la susceptibilité électromagnétique de chaque circuit élémentaire composant la boucle à verrouillage de phase, puis dans un deuxième temps nous étudierons la susceptibilité du système complet face à une agression électromagnétique. Le but est

d'expliquer, voire prévoir l'effet d'un signal d'agression sur un système complexe connaissant l'effet sur chaque élément le constituant.

Dans la conclusion, nous rappellerons les principales études présentées dans ce manuscrit et nous validerons ou non la méthode de test utilisée. Enfin, nous énoncerons quelques perspectives de ce travail.

I. GENERALITES SUR LES ETUDES DE COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

<u>1</u>	<u>La compatibilité électromagnétique</u>	6
<u>2</u>	<u>Sources de rayonnement électromagnétique</u>	7
2.1	<u>Sources externes de rayonnement</u>	7
2.2	<u>Sources internes de rayonnement : les circuits électroniques</u>	11
<u>3</u>	<u>Ondes électromagnétiques et circuits</u>	12
3.1	<u>Couplage d'une onde</u>	13
3.2	<u>Effets sur les circuits</u>	15
<u>4</u>	<u>Techniques de mesure CEM</u>	17
4.1	<u>Méthodes de mesure en mode conduit</u>	18
4.2	<u>Méthodes de mesure en mode rayonné</u>	20
4.3	<u>Récapitulation des méthodes de mesure de susceptibilité</u>	28
<u>5</u>	<u>Conclusion</u>	29

1 LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

A l'époque de la guerre froide (1947-1991) et des premiers tirs nucléaires en haute altitude, les militaires ont remarqué que les bombes atomiques libéraient en plus d'une intense chaleur, un fort champ électromagnétique. Celui-ci était capable d'endommager les installations électriques et électroniques, y compris les ordinateurs embarqués à bord des avions du SAC (Strategic Air Command) censés surveiller l'évolution de la situation. L'USAF (US Air Force) et les autres armées ont rapidement équipé toutes leurs infrastructures de protections adéquates et remplacé tous les circuits à risque par un réseau de câblage insensible aux champs



Figure 1 : Explosion atomique rayonnant un fort champ électromagnétique

électromagnétiques (EM) de type cage de Faraday ou fibre optique. Cette recherche de solution est à l'origine des études de compatibilité électromagnétique. Depuis, un circuit électronique est dans la plupart des cas placé dans un blindage métallique destiné à le protéger des rayonnements électromagnétiques extérieurs. Le circuit dans son blindage comprend plusieurs composants électroniques de type numérique ou analogique, fonctionnant en basse fréquence et/ou en hyperfréquence et dans ce cas pouvant eux aussi émettre des rayonnements électromagnétiques. Ces rayonnements, qu'ils soient internes ou externes au boîtier, sont susceptibles de se coupler au circuit et de provoquer des dysfonctionnements du système électronique. La Figure 2 suivante illustre ce problème de compatibilité électromagnétique :

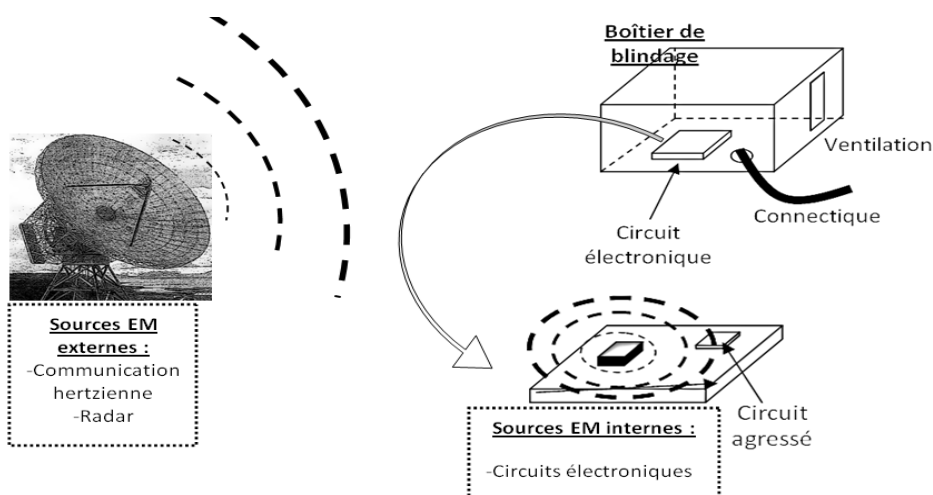


Figure 2 : Illustration des problèmes de compatibilité électromagnétique

A l'heure actuelle, deux tendances technologiques pouvant engendrer des problèmes de compatibilité électromagnétique, se dessinent.

- Premièrement, on peut noter un accroissement très important du nombre de liaisons sans fil et une augmentation des débits de transmission. Cette augmentation implique des fréquences d'émissions de plus en plus élevées. Les longueurs d'ondes associées sont de l'ordre de grandeur des tailles des circuits électroniques. Les pistes du routage ou les broches des composants peuvent alors avoir un comportement d'antenne et favoriser le couplage ou l'émission d'un rayonnement électromagnétique.
- Deuxièmement, les circuits sont fortement intégrés sur de mêmes cartes électroniques. Ceci implique que les composants sont de plus en plus proches les uns des autres. Ainsi les rayonnements d'un circuit perturberont d'autant le circuit voisin que celui-ci est proche.

Ces deux tendances montrent bien un accroissement des sources possibles d'émission et une vulnérabilité qui risque d'être accrue.

Les études de compatibilité électromagnétique entraînent trois types d'étude. D'abord, il faut étudier les sources de rayonnement électromagnétique possibles, ensuite examiner comment s'effectue le couplage entre une onde électromagnétique et un circuit électronique, enfin analyser l'effet de ce rayonnement électromagnétique sur le fonctionnement du circuit électronique.

Nous allons dans les parties suivantes, développer ces trois points en considérant tout d'abord que la source de rayonnement est externe au boîtier, puis qu'elle est interne.

2 SOURCES DE RAYONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE

2.1 SOURCES EXTERNES DE RAYONNEMENT

De nombreuses sources de perturbations électromagnétiques externes peuvent être à l'origine de la défaillance de circuits électroniques. Nous en présentons quelques unes dans les sections suivantes.

2.1.1 LES COMMUNICATIONS SANS FIL

Les émetteurs pour les communications hertziennes utilisent des signaux appartenant à une bande de fréquence allant de 3 Hz à 30 GHz. Le tableau suivant présente quelques bandes de fréquence utilisées et leurs applications associées.

Désignation	Fréquence	Longueur d'onde	Applications
EBF, SBF, ULF, VLF, LF	3 Hz-30 Hz, 30 Hz-300 Hz, 300 Hz-3000 Hz, 3 kHz-30 kHz, 30 kHz-300 kHz	100000 km à 1 km	Communications marines et sous-marines, Recherche victimes d'avalanche

MF, HF, THF	300 kHz-3 MHz, 3 MHz-30 MHz, 30 MHz-300 MHz	10 km à 1 m	Radio AM et FM, télévision
UHF	300 MHz-3 GHz	1 m à 10 cm	GSM, GPS, WIFI
SHF	3 GHz-30 GHz	10 cm à 1 cm	Micro-ondes

Tableau 1 : Désignations, bandes de fréquence et applications des communications hertziennes

Cette liste n'est bien évidemment pas exhaustive. Plus d'informations sont données dans [Charoy, 2007]. Les signaux utilisés pour la communication sont généralement modulés en amplitude, en fréquence ou en phase, et peuvent atteindre des puissances de l'ordre du kilowatt.

2.1.2 LES RADARS

Les radars sont des systèmes qui utilisent les ondes radio pour détecter et déterminer la distance et/ou la vitesse d'objets tels que les avions, les bateaux ou encore la pluie... Les radars sont ainsi utilisés dans de nombreux contextes tels que la météorologie, l'imagerie, le domaine militaire ou encore en astronomie. Ils utilisent de nombreuses bandes de fréquence allant de 3 MHz à 120 GHz. Le tableau suivant récapitule les bandes de fréquence utilisées par les radars et leurs applications associées.

Désignation	Fréquence	Longueur d'onde	Applications
HF, P, VHF	3 MHz-30 MHz, <300 MHz, 50 MHz-330 MHz	100 m à 6 m	Radars côtiers, longue distance
UHF	300 MHz à 1000 MHz	0.3 m à 1 m	Radars très longue portée
L	1 GHz à 2 GHz	15 cm à 30 cm	Contrôle aérien, GPS
S	2 GHz à 4 GHz	7.5 cm à 15 cm	Courte portée, météorologie
C	4 GHz à 8 GHz	3.75 cm à 7.5 mm	Transpondeurs satellitaires, météorologie
X	8 GHz à 12 GHz	2.5 cm à 3.75 cm	Surveillance aérienne, autodirecteurs de missile, météorologie
Ku	12 GHz à 18 GHz	1.65 cm à 2.5 cm	Cartographies haute résolution
K, Ka	18 GHz-27 GHz, 24 GHz-40 GHz	1.67 cm à 0.75 cm	Radars routiers
mm	40 GHz à 300 GHz	1 mm à 7.5 mm	Anticollision véhicule, communications militaires

Tableau 2 : Désignations, bandes de fréquence et applications propres aux radars

Cette liste n'est bien évidemment pas exhaustive. Davantage d'informations sont données dans [Charoy, 2007].

Les signaux utilisés par les radars peuvent être de différents types, c'est-à-dire purement sinusoïdaux, modulés ou de type ULB (Ultra Large Band). Ce dernier est de plus en plus utilisé. En

effet, son principe est basé sur l'injection d'impulsions ultras courtes présentant de fait des spectres fréquentiels très larges pouvant atteindre quelque gigahertz (Figure 3).

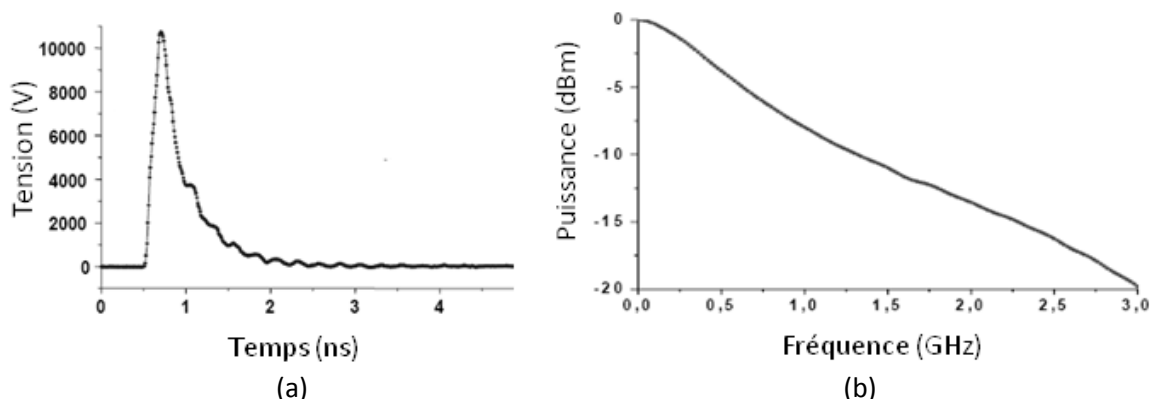


Figure 3 : Représentation (a) temporelle et (b) fréquentielle d'une impulsion utilisée par les radars de type ULB

Ce large spectre lui procure grand nombre d'avantages par rapport aux autres types de radars [Taylor, 2001]. Notamment on peut citer les trois points suivants :

- une bonne pénétration dans les matériaux constituant les sols et les murs permettant la possibilité de localiser la présence humaine à travers des bâtiments [Lièbe *et al.*, 2008],
- une bonne résolution de l'image car celle-ci est inversement proportionnelle à la bande passante du radar :

$$\Delta R = \frac{V}{2\Delta F} \quad (\text{Eq 1})$$

où ΔR est la résolution spatiale du radar, V la vitesse de propagation de l'onde et ΔF la bande passante du radar.

- une immunité accrue aux perturbations grâce à sa largeur de bande.

Différents types de modulation propres aux signaux ULB sont utilisés. Par exemple, on note les modulations par position d'impulsion (PPM), par amplitude d'impulsion (PAM) ou encore par forme d'impulsion (PSM). Les puissances rayonnées par un radar peuvent être de l'ordre du gigawatt.

2.1.3 LES ARMES ELECTROMAGNETIQUES DE FORTES PUISSANCES

Les armes électromagnétiques de fortes puissances sont conçues pour saturer l'environnement d'ondes électromagnétiques de toutes longueurs d'ondes pouvant causer des dysfonctionnements, voire la destruction d'appareils électroniques [Vauchamp, 2008].

Les bombes-E (Electromagnétique) ou IEM (Impulsion Electromagnétique) utilisent des générateurs d'impulsions très courtes (Figure 4), permettant de délivrer des puissances de plusieurs gigawatts.

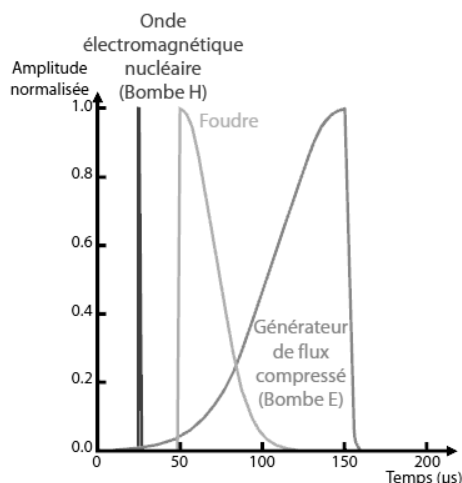


Figure 4 : Forme d'onde générée par une onde électromagnétique nucléaire, par la foudre et par une bombe-E

Les sources de puissance généralement utilisées sont les FCG (Flux Compression Generator) et les HPM (High Power Micro-wave) [Kopp *et al.*, 1996]. Les FCG tirent profit d'un explosif pour générer des rayonnements basses fréquences. Les HPM utilisent le plus souvent des Viractors pour générer des rayonnements aux fréquences micro-ondes. Sur ce principe, différents types de bombes-E existent. On peut citer par exemple:

- La bombe-E HPM (High Power Micro-wave) qui produit un fort rayonnement micro-onde de plusieurs centaines de kV/m sur un diamètre de plusieurs centaines de mètres pendant quelques microsecondes. Ce type d'onde peut avoir différentes polarisations. Le rayonnement peut produire des ondes stationnaires sur les câbles d'appareillage électronique et même pénétrer des boîtiers de blindage.
- La bombe-E HPM DEW (High Power Microwave Directed Energy Weapons) produit des pics de puissance pouvant atteindre le gigawatt lesquels peuvent détruire une cible. Cette arme peut également produire à travers une forte tension des effets thermiques, très dangereux pour les personnes.

D'autres armes électromagnétiques moins destructives existent. Par exemple, dans le but de disperser les foules, certaines armes permettent d'envoyer un signal micro-onde directif à la fréquence de 94 GHz sur une personne provoquant une sensation de brûlure par l'échauffement de l'eau cutanée. Elles peuvent être utilisées à une distance pouvant atteindre 1 km [Debouzy *et al.*, 2007].

Maintenant que certaines sources externes ont été présentées, intéressons nous à la principale source de rayonnement électromagnétique interne au boîtier de blindage : les circuits électroniques.

2.2 SOURCES INTERNES DE RAYONNEMENT : LES CIRCUITS ELECTRONIQUES

En fonctionnement normal, les circuits électroniques émettent des rayonnements électromagnétiques par les pistes du circuit imprimé (PCB pour Printed Circuit Board) ou par les circuits intégrés. Ces sources de rayonnement sont rarement de forte puissance mais possèdent des spectres qui peuvent être très larges. De plus, contrairement aux rayonnements électromagnétiques provenant de radars ou de bombe-E lesquels doivent pénétrer les boîtiers de blindage des circuits, le rayonnement des circuits électroniques sont déjà internes au système et permanents.

La génération d'un rayonnement électromagnétique dans les circuits électroniques nécessite une source qui va fournir le signal alternatif et une « antenne » qui va convertir ce signal électrique en rayonnement électrique, magnétique ou électromagnétique.

2.2.1 GENERATION D'UN SIGNAL PARASITE

Le signal alternatif peut correspondre au signal utile et peut avoir différentes formes (sinusoïdal, créneau...). Ce signal alternatif peut aussi être généré par des émissions parasites causées par des pics de courant ou de tension transitoires. Ces appels de courant sont semblables à des impulsions caractérisées par des temps de montées et de descentes rapides lui conférant de nombreuses composantes harmoniques à haute fréquence. La Figure 5 présente un exemple de bruit de commutation simultanée et son spectre [Boyer, 2007].

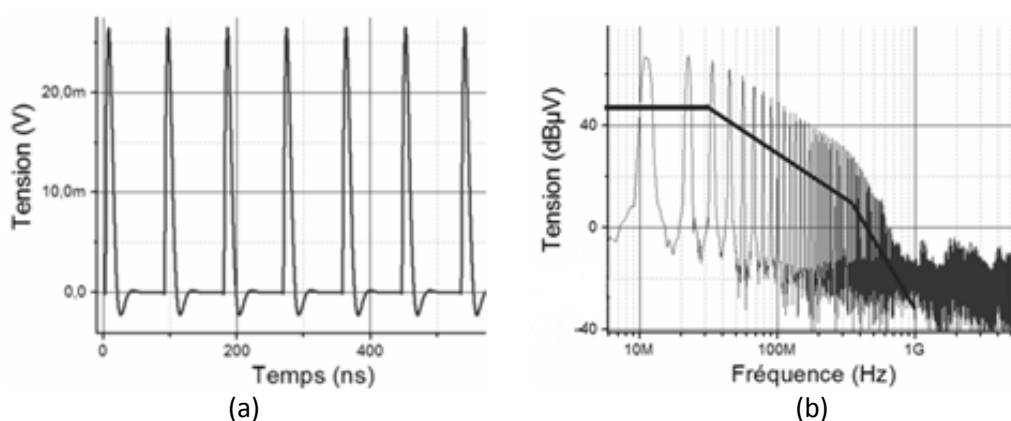


Figure 5 : Exemple (a) de la forme d'onde d'un bruit de commutation et (b) de son spectre

En règle générale, les circuits émettant des signaux alternatifs parasites sont :

- Les circuits numériques synchrones qui créent un appel de courant à chaque front d'horloge,
- Les entrées et sortie des composants constitués de transistors MOS pouvant faire appel à des courants importants à chaque commutation,

- Certains circuits analogiques tels que les circuits de puissance comme les amplificateurs, les hacheurs et les convertisseurs [Helali, 2006], [Lardellier, 1996], [Ben Hadj Slama, 1992].

Une fois le signal alternatif généré, il peut se propager dans le circuit par les pistes de routage, par couplage entre les broches d'un composant ou par couplage entre deux pistes et être rayonné par le circuit.

2.2.2 MECANISME DE RAYONNEMENT

On distingue deux types de mécanisme de rayonnement : le rayonnement en mode différentiel et le rayonnement en mode commun [Charoy, 2007].

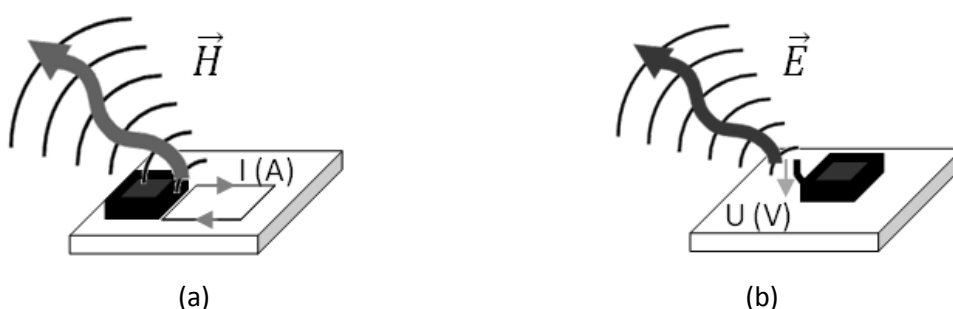


Figure 6 : Rayonnement (a) mode différentiel et (b) mode commun

H correspond au champ magnétique et s'exprime en A/m, E correspond au champ électrique et s'exprime en V/m.

Le rayonnement en mode différentiel (Figure 6(a)) est dû à la circulation d'un courant dans les boucles formées par le routage du circuit. Ces boucles jouent le rôle de petites antennes circulaires qui sont à l'origine de rayonnements électromagnétiques.

Le rayonnement en mode commun (Figure 6(b)) est le résultat de chutes de tension non-désirées dans le circuit. Souvent, ces chutes de tension apparaissent dans le circuit de masse. Les interconnexions peuvent alors se comporter comme des antennes dont la tension d'excitation est ce potentiel dit de mode commun.

3 ONDES ELECTROMAGNETIQUES ET CIRCUITS

Une fois l'onde électromagnétique émise, elle va être susceptible de se coupler à un circuit électronique et d'induire une perturbation sur ce dernier. Selon que la source d'émission électromagnétique est interne ou externe, l'onde va rencontrer différents obstacles comme par exemple les boîtiers de blindage des circuits. La section suivante présente le principe de couplage d'une onde électromagnétique avec un système électronique enfermé dans un boîtier.

3.1 COUPLAGE D'UNE ONDE

Pour un blindage optimal, les boîtiers doivent être totalement hermétiques aux perturbations EM (Electromagnétique). Cependant, en pratique, ceci est impossible. Les boîtiers de blindage des circuits possèdent des ouvertures causées par l'entrée des connectiques, des antennes et la ventilation de ce dernier permettant de dissiper la température du circuit électronique. Le signal d'agression peut alors soit pénétrer le boîtier par des ouvertures puis se coupler directement au circuit électronique, soit se coupler aux câbles d'alimentation ou à une antenne par exemple et être acheminé de façon conduite jusqu'aux circuits.

3.1.1 COUPLAGE PAR LES CABLES ET LES ANTENNES

Deux principaux modes de couplages peuvent être relevés dans la littérature (voir sur la Figure 7):

- Un couplage dit « Front door » pour lequel le couplage se fait à travers les antennes d'un système,
- Un couplage dit « Back door » pour lequel le couplage se fait sur les câbles d'alimentation et de données des systèmes électroniques.

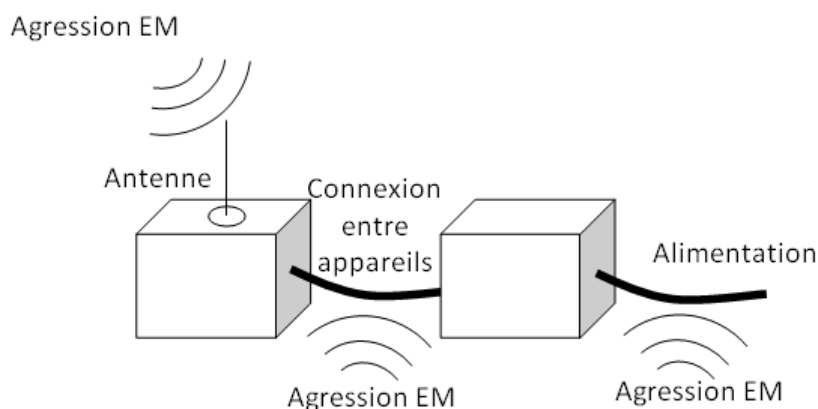


Figure 7 : Couplage sur les câbles

L'efficacité du couplage entre l'onde et les câbles ou les antennes est régie par des phénomènes de résonance. Ces phénomènes de résonance sont susceptibles d'apparaître lorsque la longueur d'onde devient inférieure à la longueur du câble ou de l'antenne [Marty, 2001], [Rifi, 2006]. Par exemple, pour un monopole (Figure 8(a)), un couplage optimal est mesuré lorsque la longueur d'onde est égal à $\frac{\lambda}{4}$. Le tableau de la Figure 8 donne une idée des dimensions de différents câbles et antennes avec les fréquences d'onde électromagnétique associées.

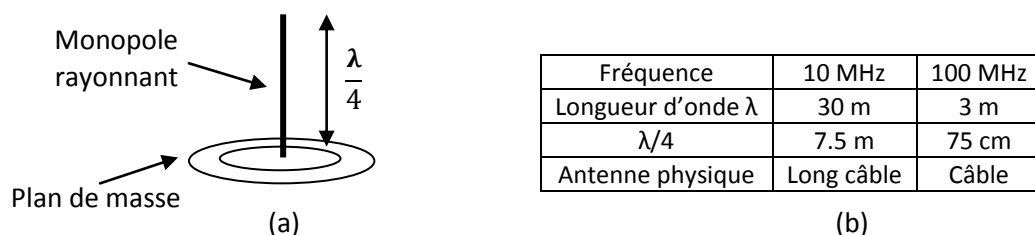


Figure 8 : (a) Antenne monopole, (b) dimensions de câbles et d'antennes en fonction de la fréquence

3.1.2 PENETRATION PAR LES BOITIERS

La pénétration des ondes dans le boîtier est soumise à la qualité de ses soudures [Joly *et al.*, 2002], ou à la géométrie et des dimensions de ses ouvertures. En règle générale, pour des ouvertures petites devant la longueur d'onde, l'atténuation augmente. Pour des ouvertures grandes devant la longueur d'onde, l'atténuation diminue. Par exemple, dans le cas d'une ouverture circulaire d'un diamètre de 2.5 mm, la fréquence de coupure est de $f_c = 7 \text{ GHz}$ environ [Casper *et al.*, 1988].

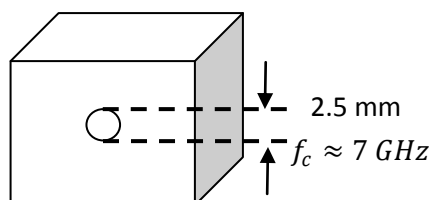


Figure 9 : Exemple de fréquence de coupure d'un trou de 2.5mm de diamètre

Dans le cas où la dimension des ouvertures du boîtier est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde du rayonnement électromagnétique, les boîtiers peuvent devenir résonants. L'énergie se trouve directement couplée dans une cavité faisant apparaître un fort champ électromagnétique dans le boîtier. Ensuite, une fois dans le boîtier, l'onde est susceptible de se coupler au circuit électronique.

3.1.3 MECANISMES DE COUPLAGE ENTRE UNE ONDE ET UN CIRCUIT

Les mécanismes de couplage entre un rayonnement électromagnétique et un circuit se rapprochent fortement du mécanisme d'émission d'un circuit que nous avons déjà présenté au paragraphe 2.2.2. Toute interconnexion peut jouer le rôle d'antenne, de manière plus ou moins efficace suivant les formes du routage des composants. Ainsi, dès que la longueur L d'une interconnexion est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde du signal, l'interconnexion peut avoir un comportement d'antenne. Le Tableau 3 donne une idée des structures pouvant jouer le rôle d'antenne en fonction de la fréquence.

Fréquence	1 GHz	10GHz
Longueur d'onde λ	30 cm	3 cm
$\lambda/4$	7.5 cm	7.5 mm
Antenne physique	Piste PCB	Lead boîtier

Tableau 3 : Dimensions d'antenne en fonction de la fréquence

Une fois couplée au circuit, l'onde est susceptible d'induire un dysfonctionnement. Nous traitons ce sujet dans la section suivante.

3.2 EFFETS SUR LES CIRCUITS

Les effets des perturbations répertoriées sur les circuits électroniques dépendent fortement du type du circuit, c'est-à-dire de sa nature numérique ou analogique [Barber *et al.*, 1994]. Nous allons maintenant les décrire.

a) Circuits numériques

Les circuits numériques présentent deux types d'erreurs principales [Maréchal *et al.*, 1995]. Le premier type concerne les erreurs statiques (Figure 10(b)). Il s'agit de la perturbation directe d'un niveau logique due à un changement brutal de l'état logique ou au non respect de la marge statique (variation maximale du niveau de sortie autorisé). Cette erreur a lieu quand le niveau de la perturbation est suffisamment élevé pour que la somme du signal logique et de cette perturbation dépasse le seuil de commutation. Le circuit la considère alors comme un changement d'état logique. Le deuxième type concerne les erreurs dynamiques (Figure 10(a)). Ces erreurs arrivent généralement avant les erreurs statiques. La perturbation est alors à l'origine de la création de délais de propagation supplémentaires des signaux utiles. Ces délais deviennent problématiques à l'intérieur des circuits synchrones, où certains signaux doivent être en phase avec l'horloge. Les perturbations peuvent alors les désynchroniser, c'est-à-dire avancer ou retarder l'apparition des fronts, conduisant à l'apparition d'erreurs logiques. Le retard occasionné par le signal d'agression dépend de sa fréquence et de sa puissance et peut être prédit dans le cas d'une petite quantité de portes logiques. La prédiction devient plus difficile lors de l'intégration d'un grand nombre de circuits logiques [Laurin *et al.*, 1995], [Fiori *et al.*, 1997].

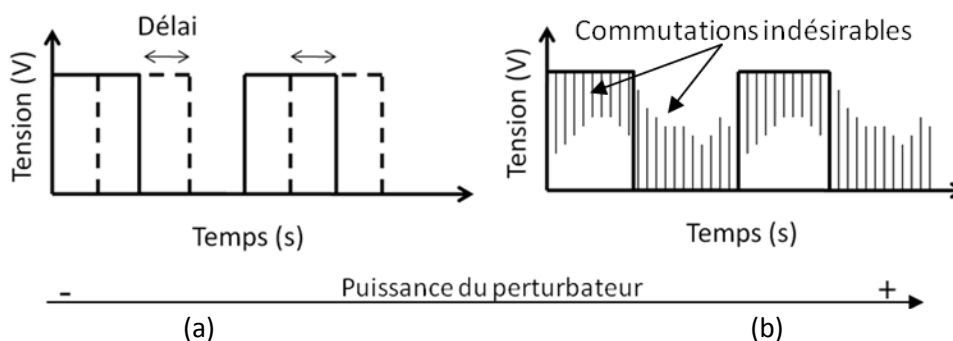


Figure 10 : (a) Erreurs dynamiques, apparition de délais, (b) Erreurs statiques, commutations indésirables

D'autres erreurs peuvent aussi se manifester, comme une diminution du niveau logique ayant pour conséquence la réduction de la marge de bruit du circuit [Tront *et al.*, 1985] ou encore une augmentation du courant consommé, due à la modification des caractéristiques statiques du circuit.

Lors de l'injection d'une RFI (Interférence Radio Fréquence), une distinction doit être faite entre la bande de fonctionnement du circuit logique délimitée par sa fréquence de coupure et la fréquence du signal d'agression RFI [Charoy, 2007]. En effet, si la fréquence du signal d'agression est supérieure à la fréquence de coupure du circuit numérique, le circuit a un comportement de filtre passe bas et atténue l'amplitude du signal d'agression. Aussi généralement, le signal d'agression vient se superposer au signal utile [Dubois *et al.*, 2008], [Lamoureux, 2006] sans induire d'erreur. Des commutations du signal de sortie ne seront alors mesurées que pour des amplitudes de la RFI très élevées.

b) Circuits analogiques

Les circuits analogiques présentent des sensibilités électromagnétiques largement plus élevées que les circuits numériques. Une différence de potentiel de quelques millivolts générée par une perturbation électromagnétique sera en mesure de perturber le circuit analogique. Comme pour les circuits numériques, lorsque la fréquence de la perturbation se trouve dans la bande de fonctionnement du circuit, très peu d'énergie est nécessaire pour le perturber. Par contre, une énergie plus importante sera nécessaire lorsque la fréquence de la perturbation sera hors bande.

Différents effets ont déjà été observés lors de l'injection d'un signal d'agression sur des éléments simples tels que des diodes ou des transistors. L'effet de plus souvent observé est un phénomène de détection du signal d'agression. Nous verrons plus en détail ce phénomène dans le chapitre III. Cette détection conduit généralement à une modification des points de fonctionnement, c'est-à-dire de la valeur moyenne de la tension aux bornes du composant et du courant le traversant [Bazzoli, 2005], [Fiori *et al.*, 2000], [Larson *et al.*, 1979]. Sachant que la totalité des circuits électroniques utilisent des diodes et des transistors, comme par exemple les amplificateur

opérationnels, une modification de leur point de fonctionnement peut conduire à l'apparition d'offsets sur le signal de sortie des circuits [Graffi *et al.*, 1991], [Masetti *et al.*, 1996]. Comme de nombreuses applications analogiques sont basées sur l'utilisation d'amplificateurs opérationnels (AOps), la création d'offsets peut conduire à leurs mise en saturation [Fiori *et al.*, 2002] et une diminution de la dynamique du circuit.

Certains circuits analogiques sont nécessaires pour le bon fonctionnement d'autres circuits. Par exemple les oscillateurs et les systèmes PLL fournissent les signaux d'horloges. Les RFI peuvent être à l'origine de l'apparition de raies indésirables sur le spectre de sortie [Andrei, 2005], de gites ou à de modifications de fréquence d'oscillation de ces systèmes [Boyer, 2007], [Laurin *et al.*, 1991]. La dégradation de leurs performances peut alors conduire à des défaillances du circuit qui en est tributaire.

c) Microcontrôleurs et microprocesseurs

Les microcontrôleurs et les microprocesseurs sont une catégorie à part car ils sont programmables et généralement intègrent à la fois des blocs analogiques et numériques divers, parmi lesquels on trouve des convertisseurs, des oscillateurs et des mémoires. Cette spécificité donne un caractère aléatoire à la susceptibilité et la rend difficile à prédire. Lors de l'injection d'un signal d'agression, des erreurs dans les données stockées dans les mémoires peuvent intervenir. Leur susceptibilité dépend de la zone de la RAM agressée et de la forme du signal d'agression [Bouaziz *et al.*, 2004]. Le fait qu'il s'agisse de composants programmables offre un moyen intéressant de les rendre plus robustes face aux agressions électromagnétiques en utilisant des protections logicielles, qui détectent et corrigent les erreurs [Baffreau, 2003].

Maintenant que les différents effets des agressions électromagnétiques ont été répertoriés, intéressons nous aux techniques de mesure de CEM.

4 TECHNIQUES DE MESURE CEM

Les méthodes de mesure de compatibilité électromagnétique (CEM) consistent à étudier aussi bien les signaux parasites émis par un circuit que la susceptibilité électromagnétique de ce dernier. Au fil des années, les études de CEM ont conduit au développement de plusieurs bancs de mesure. Ces bancs peuvent être classés en deux catégories : les bancs en mode conduit et en mode rayonné.

4.1 METHODES DE MESURE EN MODE CONDUIT

Les bancs de mesure en mode conduit permettent soit d'étudier les signaux parasites générés par un circuit sur ses propres pistes, soit d'étudier l'effet d'un signal d'agression injecté en mode conduit, c'est-à-dire directement injecté sur une des pistes du circuit. Certains bancs en mode conduit sont présentés dans la section suivante.

4.1.1 BANC D'INJECTION DIRECTE DE PUISSANCE (DIRECT INJECTION POWER : DPI)

Un banc DPI (Direct Injection Power) (norme IEC-62132-4) consiste à injecter un signal d'agression directement dans le circuit sous test par l'intermédiaire d'une capacité d'impédance très faible à la fréquence du signal d'agression. Toute la puissance est alors directement injectée sur le circuit sous test. Un banc DPI se compose généralement des éléments montrés sur la Figure 11.

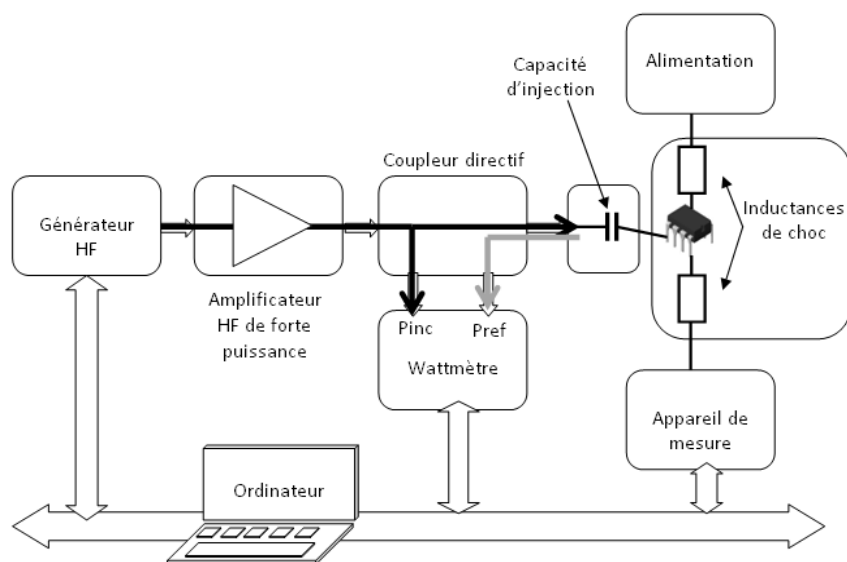


Figure 11 : Banc de mesure DPI

Un générateur HF (Haute Fréquence) associé à un amplificateur HF génère le signal d'agression. Celui-ci est ensuite injecté via une capacité sur le composant. Un coupleur directif est placé entre l'amplificateur et la capacité et permet de mesurer par l'intermédiaire de deux wattmètres la puissance incidente et la puissance réfléchie par le composant ou le circuit. La puissance réellement injectée dans le circuit est alors déterminée par le rapport de la puissance incidente sur la puissance réfléchie.

Des études ont été menées sur l'importance de la capacité d'injection. Plus la valeur de cette capacité est importante, plus la fréquence de résonance de la capacité est basse. Généralement, pour des fréquences comprises entre 100 MHz et 1 GHz la valeur de cette capacité est de l'ordre de

1 nF. En diminuant la valeur de la capacité, il est possible de réaliser des études à des fréquences plus élevées [Maurice, 1995].

4.1.2 BANC D'INJECTION PAR BOUCLE DE COURANT (BULK CURRENT INJECTION : BCI)

La méthode BCI (Bulk Current Injection) (norme : IEC-62132-2) est utilisée pour injecter un courant perturbateur sur un composant ou un circuit. Pour cela, un courant est injecté sur les broches du circuit sous test par une pince d'injection. Une sonde de mesure, elle aussi sous forme de pince, est placée au plus près du composant afin de mesurer le courant injecté. La Figure 12 illustre cette méthode.

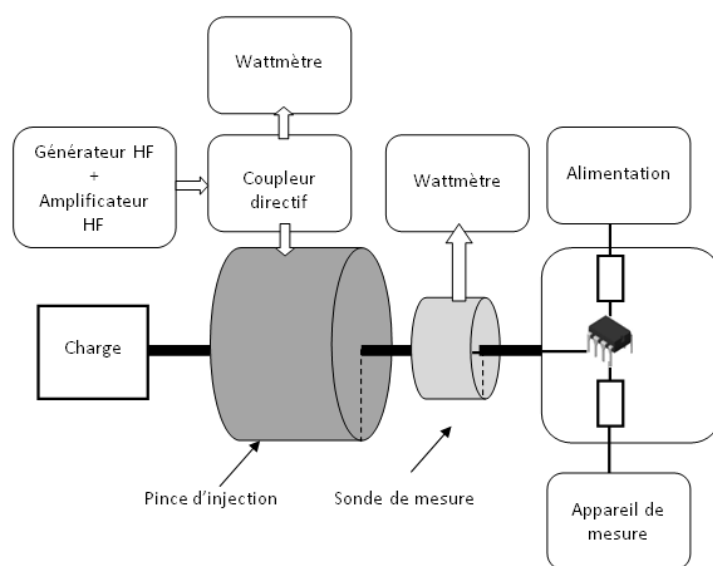


Figure 12 : Banc de mesure BCI

A ce jour, la méthode BCI est largement utilisée pour tester l'immunité électromagnétique des composants et systèmes et peut être utilisée de 150 kHz à 1 GHz [Rapport Technique, 2006].

4.1.3 BANC WBFC (WORK BENCH FARADAY CAGE)

Pour ce banc de mesure (norme : IEC-62132-5), le circuit sous test est monté sur une plaque insérée à l'intérieur d'une cage de Faraday aux dimensions définies (environ 50×35×15 cm). Cette cage permet d'isoler le circuit des rayonnements électromagnétiques provenant de l'extérieur. Le signal d'agression est injecté en mode conduit via une résistance de 100 Ω sur le circuit. Pour éviter la pollution de signaux parasites venant des appareils d'alimentation et de mesure, des filtres sont ajoutés entre les appareils de mesure et le circuit. Ce type de banc permet de réaliser des mesures de susceptibilité entre 1 MHz et 1 GHz. Il permet également de mesurer l'émission de signaux parasites en mode conduit.

4.1.4 AGRESSION PAR LIGNE COUPLEE

Ce banc de test consiste à étudier la susceptibilité électromagnétique d'un circuit électronique en injectant un signal d'agression par couplage entre deux lignes micro-ruban.

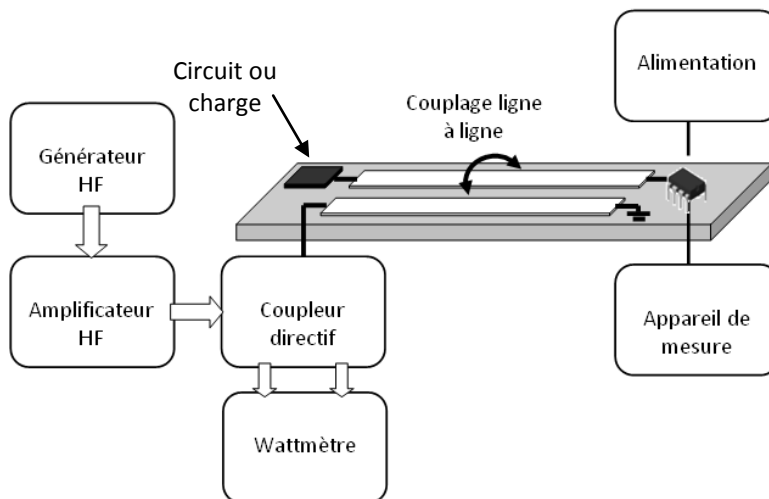


Figure 13 : Banc de mesure par ligne couplée

Le signal d'agression est injecté par le générateur HF via un coupleur directif sur une ligne micro-ruban. Le signal d'agression se couple alors sur une autre ligne placée parallèlement à cette dernière. Le signal est ainsi injecté sur le circuit sous test. L'originalité de ce banc provient de la possibilité de connecter soit une charge soit un autre circuit à une des extrémités de la ligne. La valeur de cette charge fait intervenir des phénomènes de résonance modulant la puissance du signal d'agression arrivant sur le circuit en fonction de la fréquence de l'agression [Bazzoli, 2005].

4.2 METHODES DE MESURE EN MODE RAYONNE

Les méthodes de mesure en mode rayonné permettent soit d'étudier les champs électromagnétique rayonnés par un circuit, soit d'étudier l'effet d'agressions électromagnétiques sur un circuit. Les mesures se font en zone de champ lointain ou en zone de champ proche. Aussi avant de présenter les différents bancs de mesures existant, nous définissons ces deux zones.

4.2.1 LE CHAMP PROCHE ET LE CHAMP LOINTAIN ELECTROMAGNETIQUE

Les notions de champ proche et de champ lointain sont souvent mises en évidence, du moins dans le domaine CEM, en considérant l'impédance d'onde Z qui relie le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} par le rapport suivant :

$$Z = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} \quad (Eq 2)$$

Nous nous plaçons dans le cas classique de dipôles électriques et magnétiques oscillants. La résolution des équations de Maxwell en espace libre permet le calcul des composantes en coordonnées sphériques (r, θ, φ) du champ électrique et magnétique en un point situé à une distance r du dipôle oscillant [Lorrain *et al.*, 2002]. Nous noterons ω la pulsation, t le temps, k le vecteur d'onde, ε_0 la permittivité du vide et c la célérité de la lumière. Soit $\vec{P} = P_0 e^{j\omega t} \vec{e}_z$ le moment électrique et $\vec{m} = m_0 e^{j\omega t} \vec{e}_z$ le moment magnétique.

Pour un dipôle électrique oscillant orienté suivant z , on a la représentation suivante :

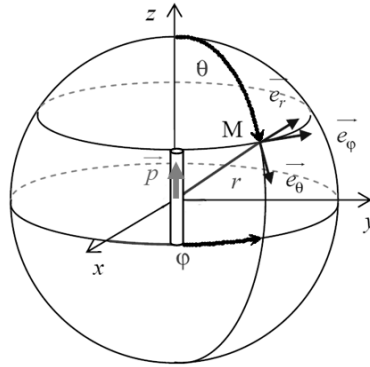


Figure 14 : Approximation d'un dipôle électrique

Les composantes sphériques du champ électrique rayonné peuvent s'écrire :

$$E_r = 2 \frac{P_0 e^{j(\omega t + kr)}}{4\pi \varepsilon_0} \left(\frac{1}{r^3} - j \frac{\omega}{cr^2} \right) \cos\theta$$

$$E_\varphi = 0 \quad (\text{Eq 3})$$

$$E_\theta = \frac{P_0 e^{j(\omega t + kr)}}{4\pi \varepsilon_0} \left(\frac{1}{r^3} - j \frac{\omega}{cr^2} - \frac{\omega^2}{rc^2} \right) \sin\theta$$

Les composantes sphériques du champ magnétique rayonné s'écrivent alors :

$$H_\varphi = \frac{cP_0 e^{j(\omega t + kr)}}{4\pi} \left(-\frac{\omega^2}{rc^2} - j \frac{\omega}{cr^2} \right) \sin\theta$$

$$(\text{Eq 4})$$

$$H_r = H_\theta = 0$$

Pour un dipôle magnétique oscillant (petite boucle) dans le plan Oz , on a la représentation suivante :

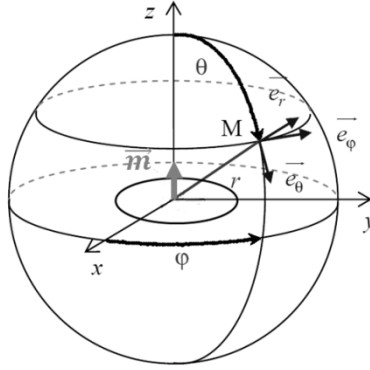


Figure 15 : Approximation d'un dipôle magnétique

Les composantes sphériques du champ électrique rayonné peuvent s'écrire :

$$E_\varphi = \frac{Z_0 m_0 e^{j(\omega t + kr)}}{4\pi} \left(\frac{\omega^2}{rc^2} + j \frac{\omega}{cr^2} \right) \sin\theta$$

$$E_r = E_\theta = 0$$
(Eq 5)

Les composantes sphériques du champ magnétique rayonné s'écrivent alors :

$$H_r = 2 \frac{m_0 e^{j(\omega t + kr)}}{4\pi} \left(\frac{1}{r^3} - j \frac{\omega}{cr^2} \right) \cos\theta$$

$$H_\theta = 0$$

$$H_\varphi = \frac{m_0 e^{j(\omega t + kr)}}{4\pi} \left(\frac{1}{r^3} - j \frac{\omega}{cr^2} - \frac{\omega^2}{rc^2} \right) \sin\theta$$
(Eq 6)

Le calcul de l'impédance de l'onde émise par le dipôle électrique et magnétique oscillant en fonction de la distance r , donne le tracé suivant :

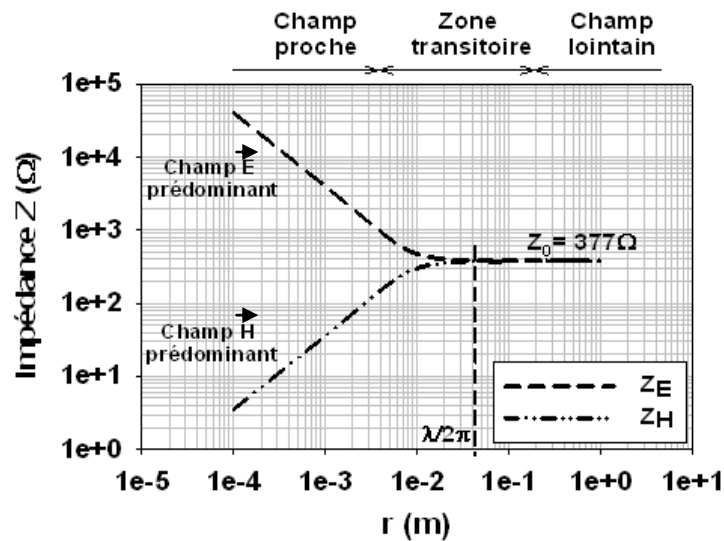


Figure 16 : Détermination de la zone de champ lointain par le calcul de l'impédance de l'onde rayonnée par un dipôle électrique et magnétique

L'impédance de l'onde rayonnée par un dipôle électrique notée Z_E et magnétique notée Z_H converge vers l'impédance du vide Z_0 à une distance $r = \frac{\lambda}{2\pi}$. On peut alors définir trois zones : lorsque $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ on se situe en zone de champ proche, lorsque $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$ on se situe en zone de champ lointain. Lorsque r se situe autour de $\frac{\lambda}{2\pi}$, on se trouve dans une zone transitoire. En zone de champ proche, la composante électrique ou magnétique de l'onde est prédominante par rapport à l'autre. Si l'impédance de l'onde est supérieure à l'impédance du vide le champ est à dominance électrique. Si l'impédance de l'onde est inférieure à l'impédance du vide le champ est à dominance magnétique. Lorsque les conditions d'espace libre et de champ lointain sont remplies, le champ électrique et le champ magnétique sont couplés et perpendiculaires l'un par rapport à l'autre. Le rapport du module du champ électrique et du champ magnétique tend alors vers l'impédance du vide :

$$\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = Z_0 \quad (\text{Eq 7})$$

L'impédance du vide a une valeur fixe de $Z_0 = 120\pi = 377\Omega$.

Dans ces conditions le champ électromagnétique est assimilé à une onde plane.

Tout ceci n'est vrai que si la dimension de la source est très inférieure à la longueur d'onde. Si la dimension de la source est plus grande que la longueur d'onde, la distance limite à laquelle l'onde est considérée comme une onde plane est de $\frac{2D^2}{\lambda}$ avec D la dimension de la source.

Maintenant que la notion de champ proche et de champ lointain est présentée, voici quelques uns des bancs de mesures CEM en mode rayonné.

4.2.2 CELLULE TEM (TRANSVERSE ELECTROMAGNETIC)

La cellule TEM (Transverse ElectroMagnetic) est un guide d'onde ayant une structure fermée. Elle est utilisée pour des mesures de susceptibilité, pour des fréquences allant du continu jusqu'à 3 GHz. Lors de la mesure, le circuit sous test est placé dans la cellule entre deux plaques métalliques. La cellule crée alors un fort champ électrique et magnétique entre ces deux plaques. Pour une caractérisation complète, l'échantillon sous test doit être positionné suivant trois orientations orthogonales entre elles. Ce maniement demande beaucoup de temps et peut poser des problèmes d'erreur de mesure et de placement de l'échantillon. Pour minimiser ces problèmes, une cellule TEM 3D a été développée [Figure 17].

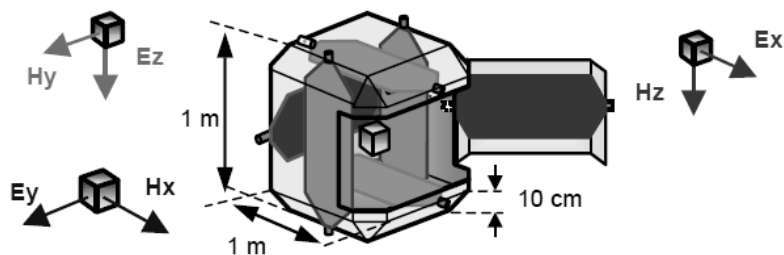


Figure 17 : Structure d'une cellule TEM 3D

Elle possède six plaques métalliques fixées sur les parois permettant en les polarisant deux à deux de créer les composantes de champs électriques et magnétiques suivant les trois dimensions de l'espace x, y et z [Deniau *et al.*, 2004].

4.2.3 CELLULE GTEM (GIGAHERTZ TRANSVERSE ELECTROMAGNETIC)

La cellule GTEM est une variante de la cellule TEM, conçue pour réaliser des tests de susceptibilité à des fréquences allant jusqu'à 20 GHz (norme : IEC-62132-4) [1]. La cellule GTEM est une ligne coaxiale fuselée appelée septum dont le diélectrique est de l'air (Figure 18). Le signal injecté en entrée du septum se propage uniformément dans ce dernier sous forme d'une onde électromagnétique d'impédance 377Ω suivant un mode TEM (Transverse ElectroMagnétique).

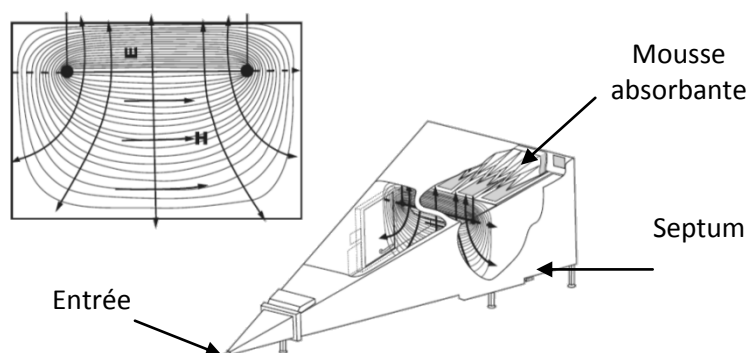


Figure 18 : Cellule GTEM

Pour éviter la réflexion de l'onde incidente au bout de la cellule, des mousses absorbantes pyramidales sont placées. Différentes dimensions de ces cellules existent afin d'accueillir des échantillons de différentes tailles. Le montage de ce type de mesure est le suivant. Il est constitué, mis à part la cellule, des mêmes éléments que les bancs de mesures précédents (Figure 19).

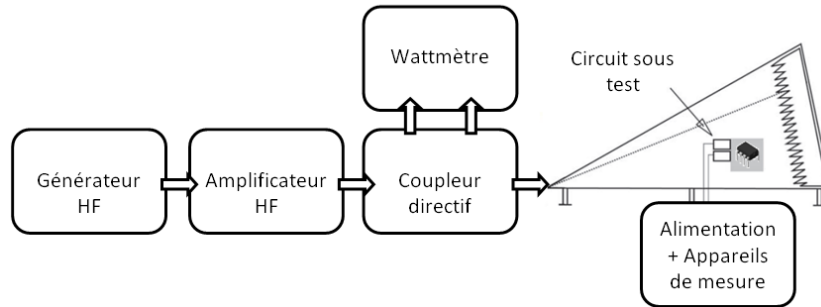


Figure 19 : Banc de mesure de susceptibilité d'une cellule GTEM

La cellule GTEM permet entre autres l'étude de l'efficacité des blindages des boîtiers. Pour cela, un boîtier de blindage est placé dans la cellule. Une sonde pour champ magnétique est ensuite introduite dans le boîtier de blindage et permet de détecter le champ qui a pénétré dans ce dernier.

Enfin, la cellule GTEM comme la cellule TEM permet aussi de mesurer l'émission électromagnétique en champ lointain d'un circuit électronique (norme : IEC-61967-2) en connectant l'entrée du septum à un analyseur de spectre.

4.2.1 MINI STRIP-LINE

La mini strip-line est une variante ressentie de la cellule TEM, spécifique pour l'étude de la susceptibilité de circuits intégrés (IEC-62132-8). Elle consiste en un conducteur métallique appelé IC strip-line (Integrated Circuit strip-line) placé en dessous d'un large plan de masse, de 10 cm de côté environ, sur lequel est fixé le circuit intégré sous test. Des connecteurs HF (Haute Fréquence) de types SMA adaptés 50 Ω sont connectés aux deux extrémités de la structure (Figure 20(a)) et permettent d'injecter le signal d'agression EM. Cette arrangement permet de guider, comme pour la cellule TEM et GTEM, une onde électromagnétique dans un mode transverse électromagnétique (Figure 20(b)).

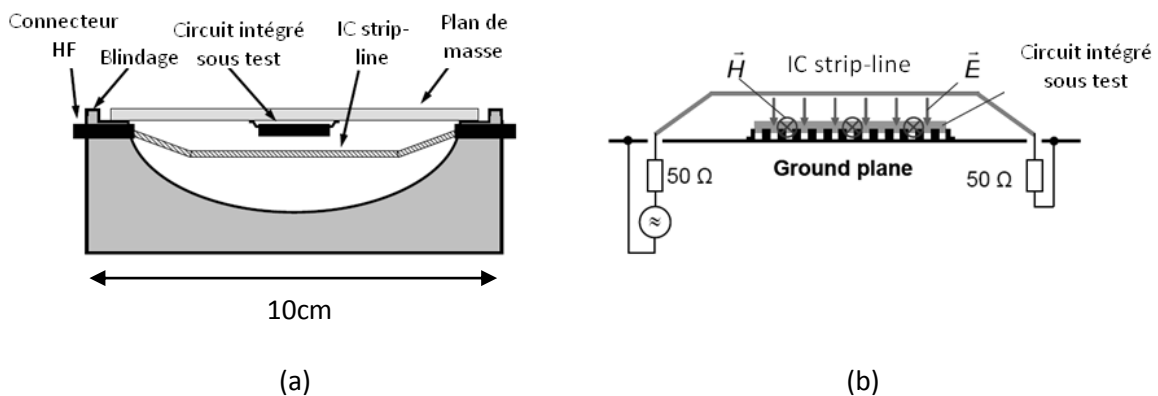


Figure 20 : Structure de la mini strip-line et champs rayonnés

La mini strip-line permet aussi bien d'étudier la susceptibilité d'un circuit intégré que son rayonnement jusqu'à des fréquences de 3 GHz.

4.2.2 AGRESSION PAR SONDE CONIQUE ET PYRAMIDALE

Dans ce type de banc, l'agression est injectée par une sonde conique constituée d'une structure interne et d'une structure externe reliée à la masse. La sonde a des dimensions proches de 10 cm. Le cône interne permet de générer un champ électrique entre cette dernière et le plan de masse sur lequel est placé le composant sous test. En plus de créer un champ électrique, le cône interne crée un champ magnétique circulaire (Figure 21). Ces sondes permettent de réaliser des mesures jusqu'à des fréquences de 18 GHz [Lamoureux, 2006].

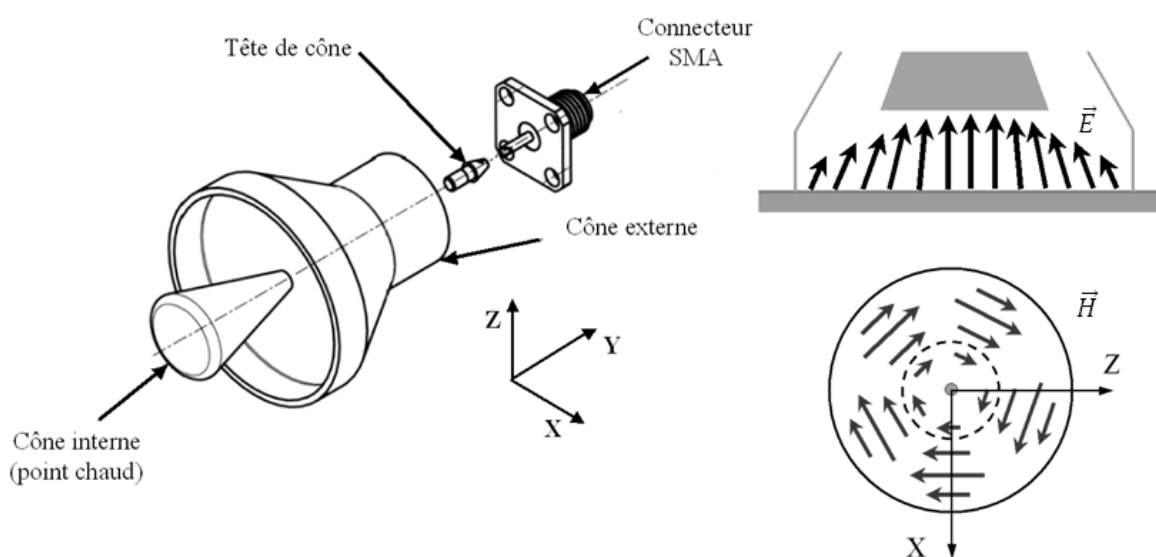


Figure 21 : Sonde conique et champs rayonnés

Une variante de cette sonde est une sonde pyramidale qui a pour but de conserver les caractéristiques de la sonde conique, même si une légère variation de la polarisation du champ magnétique est mesurée, en s'adaptant davantage à la forme des circuits intégrés c'est-à-dire carrés.

Le banc de mesure associé à ces sondes est identique au banc DPI à ceci près que la capacité est remplacée par la sonde. Cette sonde est quant à elle positionnée au-dessus du composant comme il est montré sur la Figure 22.

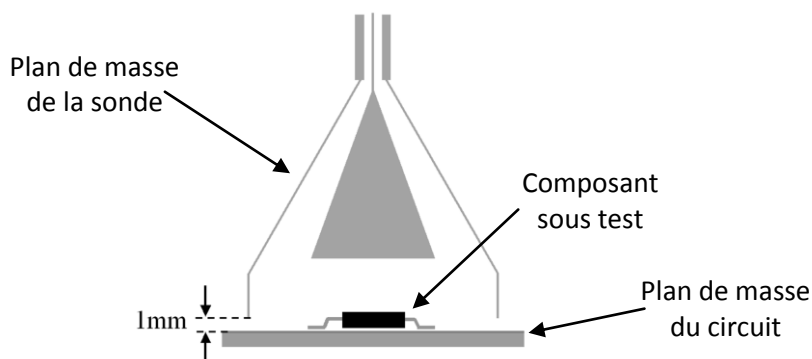


Figure 22 : Position de la sonde au-dessus du composant

4.2.3 SCAN CHAMP PROCHE

Ce type de banc peut être utilisé soit pour étudier les champs rayonnés par un circuit électronique (norme : IEC-61967-3) soit pour étudier l'effet d'un signal d'agression sur un circuit en zone de champ proche par la réalisation de cartographies de champs. Le principe de la cartographie en champ proche est de venir positionner une sonde sensible aux différentes composantes du champ électromagnétique à proximité du circuit sous test. Suivant le type de sonde utilisé, le signal en sortie de la sonde donne une image directe de la composante mesurée [Alaeldine, 2008], [Baudry *et al.*, 2006], [Boyer *et al.*, 2007], [Castagnet, 2007].

Ce type de banc donne l'avantage d'injecter un signal d'agression de façon localisée sur le circuit sous test. Ceci permet de localiser les zones sensibles ou de localiser avec précision les zones d'un circuit électronique émettant un fort rayonnement. Le banc pour la réalisation d'étude de susceptibilité est présenté sur la Figure 23.

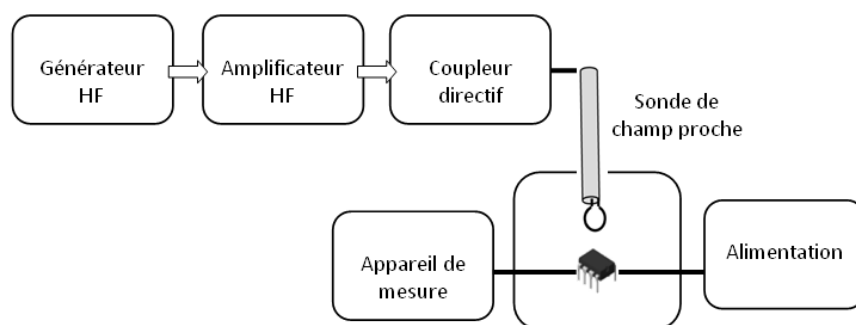


Figure 23 : Agression par sonde de champ proche

La bande de fréquence de fonctionnement de ce type de banc dépend des sondes utilisées. En effet, il est important que la sonde puisse discriminer le champ électrique et magnétique sur toute sa bande de fonctionnement. Aussi, la norme (norme : IEC-61967-3) utilise ce banc avec des sondes magnétiques jusqu'à 1 GHz. D'autres types de sonde peuvent cependant être conçus pour monter davantage en fréquence. Nous reviendrons plus en détail sur le banc et les sondes par la suite. Un projet actuel a pour but d'universaliser le format des données obtenues lors de mesures de

rayonnement et de susceptibilité réalisées à partir de ce type de banc pour en faciliter les échanges [Shepherd, 2009].

4.3 RECAPITULATION DES METHODES DE MESURE DE SUSCEPTIBILITE

La liste des méthodes de mesure de susceptibilité présentée ci-dessous n'est pas exhaustive et peut être complétée par les méthodes suivantes, décrites dans [Lamoureux, 2007] :

- Mesure en chambre anéchoïde.
- Mesure en chambre réverbérante à brassage de mode.
- La méthode stripline.
- Banc de mesure d'impulsion transitoire.

Le Tableau 4 récapitule les caractéristiques des différentes méthodes d'étude CEM présentées.

Méthode de mesure	Bande de fréquence	Etude de la susceptibilité des circuits	Etude de l'émission des circuits	Mise en œuvre
Bulk Current Injection (BCI)	10kHz-1GHz	Conduit		Nécessite peu de puissance mais nécessite des circuits appropriés
Direct Power Injection (DPI)	150kHz-1GHz	Conduit		Nécessite peu de puissance mais nécessite des circuits appropriés
Cage de Faraday (WBFC)	150kHz-1GHz	Conduit	Conduit	Nécessite peu de puissance mais nécessite des circuits appropriés
Cellule TEM / GTEM	150kHz-18GHz	Rayonnement globale	Rayonnement champ lointain	Nécessite de forte puissance, achat d'une cellule
Chambre réverbérante à brassage de mode (CRBM)	300MHz-18GHz	Rayonnement globale	Rayonnement champ lointain	Nécessite de forte puissance, coûteuse
Mini strip-line	150kHz-3GHz	Rayonnement globale	Rayonnement champ lointain	Nécessite peu de puissance mais nécessite des circuits appropriés
Scan champ proche	10kHz->18GHz	Rayonnement localisé	Rayonnement champ proche	Facile à mettre en œuvre, ne nécessite pas de très forte puissance, ne nécessitent pas de circuits appropriés

Tableau 4 : Caractéristiques des méthodes de mesure de CEM

5 CONCLUSION

Nous avons dans ce chapitre présenté des généralités sur les problèmes de compatibilité électromagnétique. Nous avons décrit quelques sources de rayonnement électromagnétique, expliqué comment une onde électromagnétique se couple à un circuit et exposé certains des effets de ce rayonnement sur le fonctionnement de circuits électroniques. Ensuite, nous avons présenté différentes techniques de mesure de compatibilité électromagnétique destinées aussi bien à étudier le rayonnement émis par un circuit que sa susceptibilité électromagnétique.

II. BANC DE CARACTERISATION ELECTROMAGNETIQUE CHAMP PROCHE ET OUTILS LOGICIELS

1	<u>Principe général du banc de mesure</u>	32
1.1	<u>Configuration du banc de mesure en mode réception</u>	33
1.2	<u>Configuration du banc de mesure en mode agression</u>	35
2	<u>Présentation des logiciels de simulation</u>	37
2.1	<u>Logiciel CST Micro-Wave Studio</u>	37
2.2	<u>Logiciel ADS</u>	38
3	<u>Conclusion</u>	40

Nous détaillons dans ce chapitre le banc de mesure qui nous permettra de mener à bien notre étude de susceptibilité électromagnétique (EM). Nous présenterons ensuite les outils nécessaires à l'analyse et en particulier les logiciels utilisés.

1 PRINCIPE GENERAL DU BANC DE MESURE

Nous disposons au laboratoire IES d'un banc de scan champ proche électromagnétique (EM). Ce banc, complètement réalisé au laboratoire, a fait l'objet d'étude de deux stages de Master et a été optimisé durant ce travail de thèse. Les sondes associées ont quant à elles fait l'objet d'une thèse [Nativel, 2002]. Ce banc s'articule principalement autour de deux dispositifs :

- une table de déplacement suivant les axes x et y,
- une sonde de champ proche.

Suivant les appareils placés autour de ces deux structures, il est possible soit d'étudier les champs électromagnétiques rayonnés par un circuit sous test, soit d'étudier l'effet d'une perturbation électromagnétique sur ce circuit, par la réalisation de cartographies.

Le principe d'une cartographie est de balayer la sonde de champ proche au-dessus de la surface d'un dispositif (Figure 24).

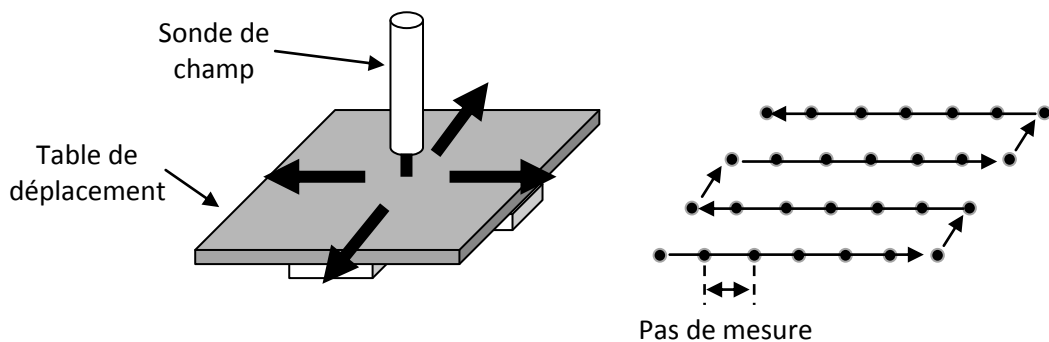


Figure 24 : Principe de déplacement de la table sous la sonde de champ proche

La résolution spatiale de ces cartographies dépendra principalement de deux paramètres :

- Du pas de déplacement minimal de la table.
- De la résolution spatiale de la sonde.

La table est équipée de trois moteurs, dont deux moteurs qui permettent la translation suivant les directions x et y. Les moteurs choisis ont un pas minimal de $1 \mu m$ et une plage de déplacement totale de $10 cm$, ce qui permet l'étude de cartes électroniques complètes intégrant des circuits intégrés de dimensions micrométriques.

La résolution spatiale de la sonde dépend de deux paramètres. D'abord, de ses dimensions dont nous parlerons par la suite, ensuite de la distance entre la sonde et le dispositif sous test. Afin d'avoir un réglage fin de la distance entre la sonde et le dispositif sous test (DST), la sonde est fixée par l'intermédiaire d'un bras à un moteur de déplacement suivant z. Ce moteur possède des caractéristiques identiques aux moteurs utilisés pour les translations x et y.

Les trois moteurs utilisés sont des moteurs à courant continu qui offrent par rapport à des moteurs pas à pas un déplacement plus rapide. Cette donnée n'est pas négligeable puisqu'elle influence directement le temps total de la réalisation d'une cartographie. Pour exemple, la durée totale d'une cartographie de 1600 points, c'est-à-dire une cartographie de $40\text{ mm} * 40\text{ mm}$ par pas de 0.5 mm prendra environ 1h30 de temps.

Le support de la sonde, fixé au moteur z et à la table de déplacement est réalisé en matériau POM. Le POM est un polymère inerte aux ondes électromagnétiques, permettant ainsi de minimiser l'influence du banc sur les champs électromagnétiques.

Ce type de banc présente plusieurs avantages. Il permet dans la gamme de fréquence allant de quelque *MHz* à quelque *GHz* :

- une caractérisation non destructive et non invasive du dispositif sous test,
- une étude du DST (Dispositif Sous Test) en fonctionnement normal,
- une étude en zone de champ proche, pour déterminer avec précision les zones rayonnantes et les zones vulnérables du DST.
- une étude des champs électromagnétiques rayonnés par un DST,
- une étude de la susceptibilité électromagnétique d'un DST.

Pour l'étude des champs électromagnétiques rayonnés par un circuit, la configuration du banc de mesure sera en mode réception et pour l'étude de susceptibilité, le banc sera configuré en mode agression. Nous détaillons maintenant ces deux modes.

1.1 CONFIGURATION DU BANC DE MESURE EN MODE RECEPTION

Pour la réalisation de cartographies en mode réception, la sonde est utilisée pour capter le rayonnement électrique ou magnétique du dispositif sous test. Un bloc détection permet de récupérer le signal capté (Figure 25).

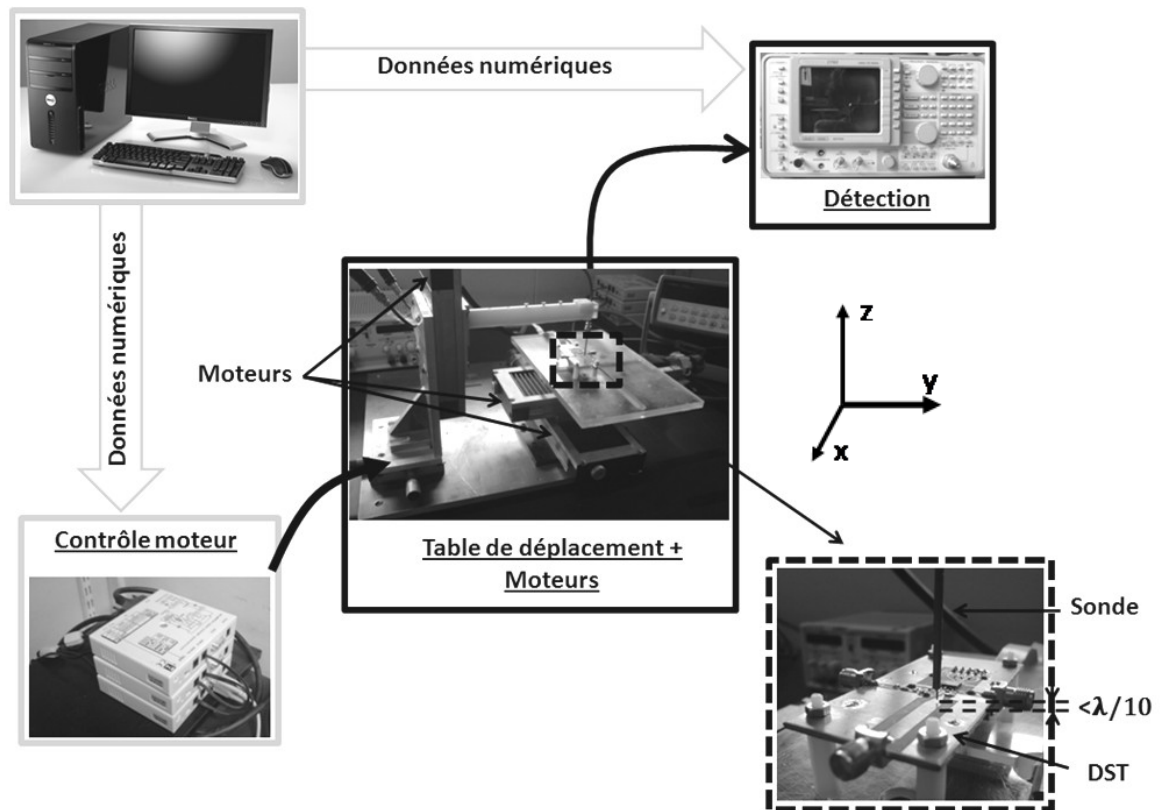


Figure 25 : Banc de mesure pour la réalisation de cartographies en mode réception

Deux principaux systèmes de détection peuvent être utilisés pour la détection des signaux transmis par la sonde.

- Le premier système consiste en un analyseur de spectre. Sachant que le signal capté par la sonde peut être très faible, il est important que l'analyseur puisse détecter des signaux de très faibles puissances. Pour cela la caractéristique principale limitant la mesure est le niveau de bruit de l'appareil. Le deuxième paramètre important limitant la mesure est la dynamique de l'appareil. L'analyseur de spectre utilisé (Tektronix 2782) possède un niveau de bruit optimal de -140 dBm et une dynamique de 100 dB .

- Le deuxième système utilisable pour la détection est une diode de détection quadratique associée à un amplificateur connecté en amont et un multimètre connecté en aval. Ce système offre de moins bonnes performances en termes de niveau de bruit et de dynamique qu'avec l'analyseur. En effet, une diode de détection possède un niveau de bruit de l'ordre de -40 dBm , ce qui oblige une pré-amplification pour des signaux de faibles amplitudes, et possède une dynamique de 40 dB . Cependant ce type de détection reste une alternative quand l'analyseur de spectre n'est pas disponible.

Lors de la réalisation d'une cartographie en mode réception, l'analyseur de spectre est directement banché à la sonde de champ proche. Il permet alors de visualiser le spectre du rayonnement du

DST. Dans le cas où le rayonnement est issu d'un signal purement sinusoïdal, une seule raie sera mesurée. Dans le cas où le rayonnement est issu d'un signal plus complexe, plusieurs raies seront mesurées. Quel que soit le spectre du signal rayonné, un programme en Labview relève la raie de plus forte puissance sur le span de l'analyseur. Il est généralement d'usage avant de réaliser une cartographie de régler le span afin que seule la raie à la fréquence d'étude désirée apparaisse à l'écran. Une fois lancé, le programme relève pour chaque position de la sonde au dessus du DST l'amplitude de cette raie. Lorsque la cartographie est terminée, on récupère une image en couleur ou en nuance de gris indiquant pour chaque position de la sonde, la puissance de la raie mesurée en dBm à une fréquence donnée. La cartographie est présentée avec une unité que nous appellerons E_u , équivalente à un champ électrique (V/m) ou un champ magnétique (A/m). Nous définissons tout d'abord E_u qui se calcule de la façon suivante :

$$E_u = \sqrt{10^{\left(\frac{P_{dBm}}{10}\right)}} \quad (Eq\ 8)$$

avec P_{dBm} la puissance de la raie en dBm .

En normalisant E_u par rapport à son maximum, E_{ua} devient proportionnel à un champ électrique ou magnétique.

$$E_{ua} = \frac{E_u}{\max(E_u)} \quad (Eq\ 9)$$

Dans le cas d'un spectre composé de plusieurs raies, il est possible en une fois de réaliser une cartographie à la fréquence de chaque raie. Pour cela, le logiciel code la largeur de span sur 1000 points. Pour chaque point de fréquence, le programme réalise une cartographie. Lorsque le programme est terminé, il est possible par un curseur de visualiser pour chaque fréquence la cartographie associée.

1.2 CONFIGURATION DU BANC DE MESURE EN MODE AGRESSION

Dans cette configuration, la sonde injecte un signal d'agression électromagnétique en des endroits localisés du circuit sous test. Pour cela, un générateur haute fréquence suivi d'un amplificateur sont associés à la sonde. Les effets produits par le signal d'agression sur les paramètres clés du DST sont observés et mesurés via différents types d'appareils classiquement utilisés en électronique. La configuration du banc est présentée sur la Figure 26.

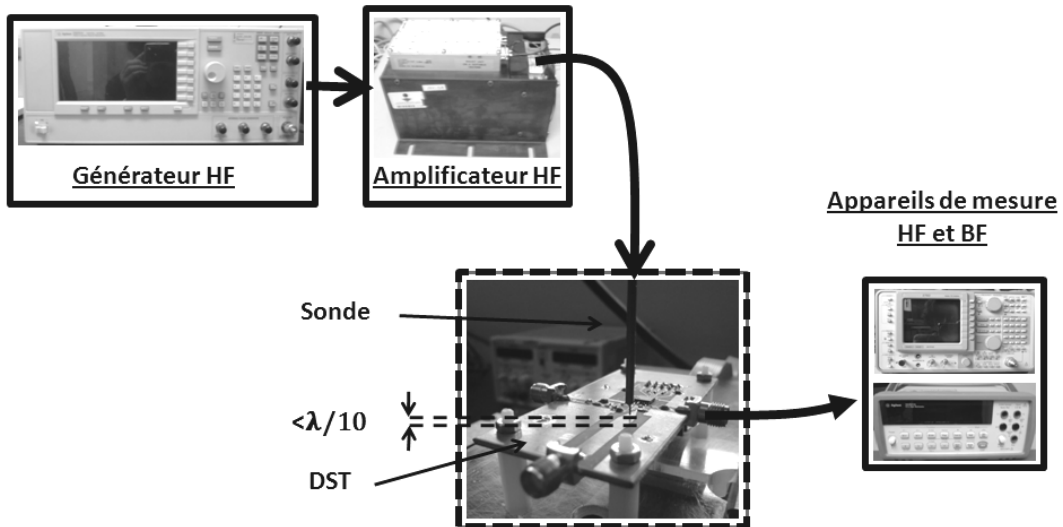


Figure 26 : Banc de mesure pour la réalisation de cartographies en mode agression

Le générateur haute fréquence utilisé permet de fournir un signal dont la fréquence peut varier de 100 kHz à 20 GHz et dont la puissance peut varier entre -20 dBm et 25 dBm. Lors de la réalisation de cartographies en mode agression, un fort champ doit être rayonné par la sonde. A cause des pertes, un amplificateur est nécessaire. L'amplificateur utilisé est le ZHL-2800+30W de chez Mini-circuits. Il permet une amplification de 50 dBm dans la bande de fréquence allant de 500 MHz à 2.5 GHz et permet de fournir une puissance en sortie de 30 W soit 43 dBm.

Ce banc permet différents types d'analyse de susceptibilité.

Premièrement, grâce au générateur HF, différents signaux d'agression, tels que des signaux sinusoïdaux ou modulés peuvent être injectés. Deuxièmement, il est possible d'étudier la susceptibilité d'un DST en fonction des paramètres suivants.

- La fréquence et la puissance du signal d'agression. Pour cela, la sonde est placée à un endroit prédéfini et on mesure un des paramètres clé du DST en fonction de la fréquence ou de la puissance du signal d'agression.
- La position du point d'injection du signal d'agression. Dans ce cas, la sonde injecte un signal d'agression en différents points du circuit suivant le principe d'une cartographie. Pour chaque position de la sonde on mesure un des paramètres clé du DST. Lorsque la cartographie est terminée, on obtient une cartographie en couleur ou en nuance de gris permettant d'observer les zones sensibles du DST pour lesquelles le signal d'agression a provoqué un maximum de perturbation.

Ce banc permet ainsi la réalisation de mesures expérimentales. L'analyse de ces mesures est effectuée en partie grâce à des simulations. Celles-ci sont conduites grâce à deux logiciels présentés ci-dessous.

2 PRESENTATION DES LOGICIELS DE SIMULATION

Nous utiliserons tout au long de notre étude principalement deux logiciels de simulation :

- un logiciel électromagnétique 3D commercial : CST Micro-Wave Studio, version 2005 [2].
- Un logiciel de simulation de circuit électronique adapté aux hyperfréquences : ADS d'Agilent version 2006 [3].

Ces deux logiciels sont présentés dans les deux sections suivantes.

2.1 LOGICIEL CST MICRO-WAVE STUDIO

Le logiciel CST Micro-Wave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique 3D de la société CST où le système à étudier est dessiné puis excité. Le logiciel calcule ensuite les champs électriques et magnétiques en tous points d'un maillage en résolvant les équations de Maxwell suivant la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD : Finite Difference in Time Domain) [Yee, 1966].

Le calcul des dérivées spatiales et temporelles s'effectue grâce à l'approximation dite des différences centrées. La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalées d'une demi-maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs électriques et l'autre grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques. Ainsi chaque composante de champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la maille élémentaire sur la Figure 27 :

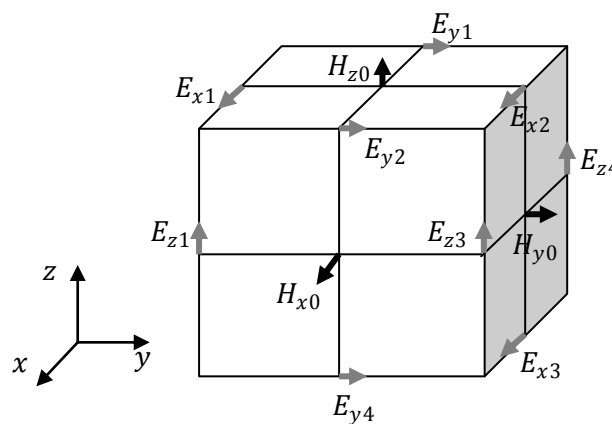


Figure 27 : Maille élémentaire d'une simulation FDTD

Ce formalisme implique d'une part un maillage parallélépipédique et d'autre part que la taille mémoire nécessaire et le temps de calcul d'une simulation FDTD sont directement dépendants du

volume borné de la structure simulée, de la dimension de la maille élémentaire et donc du pas spatial choisi.

Il est donc possible par ce logiciel de calculer des champs électriques, des champs magnétiques, mais aussi les paramètres S d'un dispositif et de visualiser en trois dimensions les champs rayonnés par ce dernier.

Les points importants pour la réalisation d'une simulation exploitable sont principalement le réglage du maillage lequel est déterminé par la maille élémentaire, le réglage de la précision de convergence du calcul ainsi que le choix des ports pour l'injection du signal d'excitation de la structure.

Le choix du maillage est primordial et peut s'il est mal réglé donner des résultats complètement erronés. Plus le pas est petit, meilleur sera le résultat de simulation mais au détriment d'un temps de calcul plus long. Pour exemple, un ordinateur possédant un processeur à deux cœurs, simulera pendant une durée de 5h pour la résolution de 3 millions de points de maillage. Dans la plupart de nos cas, les points de maillage n'excéderont pas 1 million. Les simulations, suivant le dispositif étudié, ne dépasseront pas 3h.

Le signal d'excitation du DST simulé peut être injecté via deux types de ports, un port « wave-guide », ou un port « discrete port ». Le port noté « wave-guide » correspond à l'injection d'une onde électromagnétique dont l'impédance dépend des dimensions du port et dont la polarisation peut être choisie. Le port noté « discrete port » est semblable à une source de tension permettant l'injection d'un signal haute fréquence. La polarisation de l'onde injectée n'est pas réglable, au contraire de l'impédance du port. Ce dernier port peut être utilisé tant que sa dimension reste négligeable devant la longueur d'onde du signal injecté.

2.2 LOGICIEL ADS

Advanced Design System (ADS) est un logiciel de simulation électronique qui permet de simuler aussi bien des composants électroniques que des systèmes de communication radar ou satellite. ADS est aussi très utile pour la conception et le développement de circuits haute fréquence, des plus simples au plus complexes comme par exemple des modules micro-ondes ou RF avec intégration des MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) pour des applications de communication spatiale ou de défense.

Différents types de simulation sont disponibles : des simulations en régime continu « DC », en régime alternatif « AC », en temporel « Transient » pour l'étude de régimes transitoires, des

simulations de paramètre S « SP » et des simulations en harmonique balance « HB » pour une représentation dans le domaine fréquentiel établi.

Cette dernière méthode est une puissante approche mathématique pour analyser le comportement de systèmes non linéaires [Hattori *et al.*, 1998]. Elle se trouve très avantageuse par rapport à des simulations « Transient » en terme de temps de calcul lorsque :

- Les composants sont à modéliser dans le domaine fréquentiel, en régime établi.
- Les constantes de temps sont grandes comparées à la période du signal d'excitation.

Le principe de cette méthode consiste à diviser le circuit étudié en un réseau de composants linéaires et un réseau de composants non linéaires connectés entre eux. Les composants linéaires sont essentiellement modélisés dans le domaine fréquentiel alors que les composants non linéaires sont modélisés dans le domaine temporel puis, par une transformée de Fourier, exprimés dans le domaine fréquentiel. Les courants issus des composants linéaires et non linéaires se trouvent alors exprimés dans le domaine fréquentiel à l'interface des deux réseaux. Une solution est trouvée lorsque la loi de Kirchhoff en courant est vérifiée à cette interface pour chaque fréquence harmonique du signal [A.Maas, 2003]. Pour arriver à une telle solution, la méthode de résolution est itérative. Premièrement une estimation des courants aux interfaces du réseau linéaire est donnée. Ensuite les tensions aux interfaces de ce réseau sont calculées dans le domaine fréquentiel. Ces valeurs de tensions sont ensuite exprimées dans le domaine temporel par une transformée de Fourier inverse puis utilisées pour calculer les courants du réseau non linéaire. Les courants obtenus sont alors exprimés dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier et comparés avec les courants estimés du réseau linéaire. Si ces courants sont identiques pour chaque harmonique, le processus de résolution est terminé. Sinon, l'estimation est optimisée puis le processus de résolution recommence.

L'algorithme utilisé par ADS pour la résolution d'une simulation « harmonic balance » est présenté sur la Figure 28.

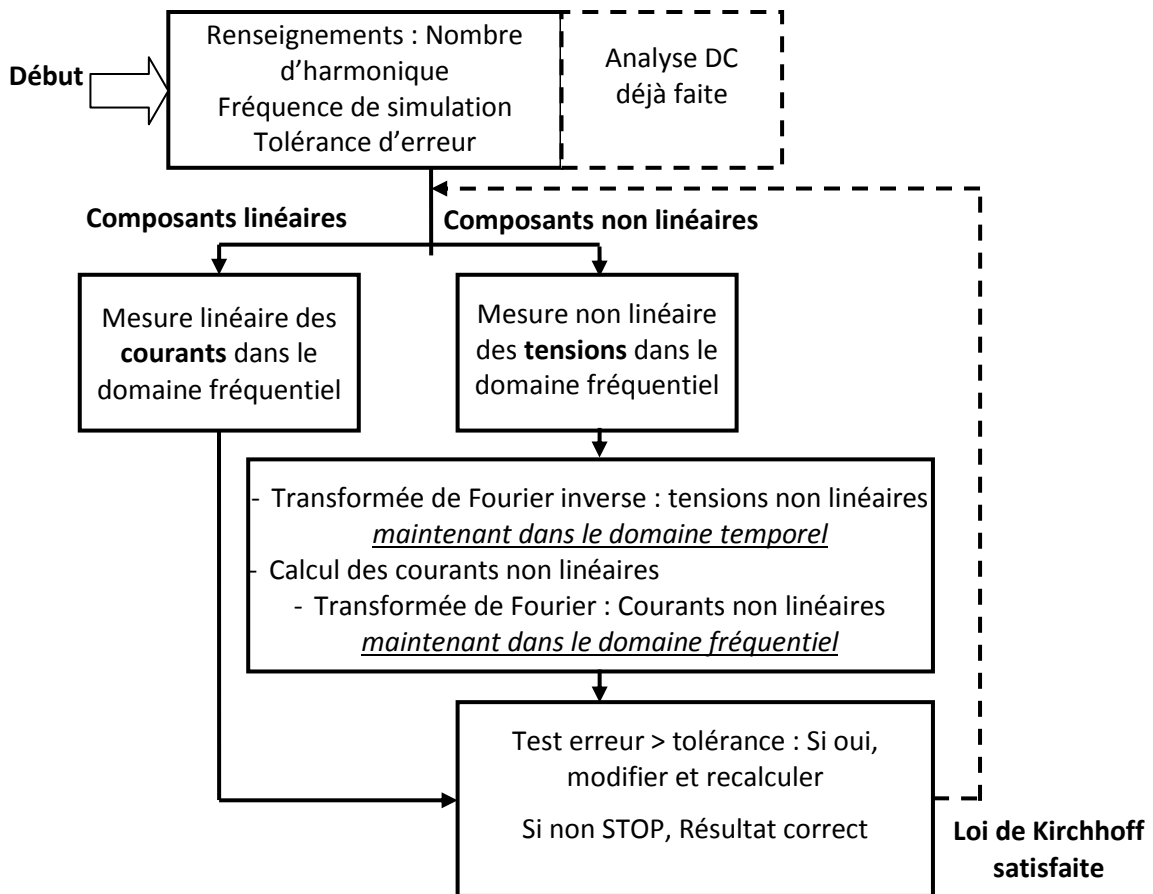


Figure 28 : Algorithme de résolution de la méthode de résolution en « harmonic balance »

3 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre le banc de caractérisation champ proche électromagnétique qui nous permettra de réaliser aussi bien des mesures de susceptibilité que d'étudier le rayonnement électromagnétique des circuits électroniques. Nous avons aussi présentés les deux logiciels de simulation qui nous permettront de compléter ces mesures.

III. ETUDE DES SONDES DE CHAMP PROCHE

<u>1</u>	<u>La ligne micro-ruban</u>	42
<u>2</u>	<u>Etat de l'art des sondes pour scan champ proche</u>	47
2.1	<u>Les sondes de type coaxial</u>	47
2.2	<u>Autres types de sonde</u>	52
<u>3</u>	<u>Caractérisation : sondes liées au champ électrique</u>	55
3.1	<u>Coefficient de réflexion de la sonde EzL</u>	56
3.2	<u>Discrimination des champs rayonnés par la sonde Ez3</u>	57
3.3	<u>Comportement en mode réception via une ligne micro-ruban</u>	59
3.4	<u>Comportement en transmission via une ligne micro-ruban</u>	62
3.5	<u>Résolution spatiale des sondes EzL</u>	64
3.6	<u>Influence des sondes E sur les mesures</u>	67
<u>4</u>	<u>Caractérisation : sondes liées au champ magnétique</u>	69
4.1	<u>Etude du coefficient de réflexion</u>	70
4.2	<u>Discrimination des champs rayonnés par la sonde Hz1</u>	71
4.3	<u>Comportement en mode réception via une ligne micro-ruban</u>	72
4.4	<u>Réalisation de cartographies en haute fréquence</u>	74
<u>5</u>	<u>Conclusion sur la caractérisation des sondes</u>	79

Les sondes sont un point incontournable du banc expérimental. Ce sont elles qui permettent la capture ou l'injection des champs électriques et magnétiques. Elles sont caractérisées par des mesures de paramètre S mais aussi par l'intermédiaire de cartographie de champ électromagnétique. Ces études sont souvent accompagnées de résultats de simulation de champs rayonnés par exemple grâce à l'utilisation de logiciel EM 3D tel que CST Micro-Wave studio ou HFSS.

Dans la plupart des études destinées à caractériser les sondes, un dispositif dont le rayonnement est connu, calculable ou simulable, est choisi comme référence pour ces mesures [Nativel, 1999]. Ainsi le rayonnement d'un fil traversé par un signal électrique, d'une ligne micro-ruban [Castagnet, 2007], [Boyer, 2007], [Baudry *et al.*, 2006], d'une fente [Weng *et al.*, 2007], d'une ligne coplanaire ou encore d'une antenne patch peuvent être utilisés [Demarti, 2002], [Shi *et al.*, 2005].

Dans notre cas, les caractérisations seront premièrement réalisées par des mesures de paramètre S puis via l'étude du rayonnement d'une ligne micro-ruban. Les résultats obtenus expérimentalement seront comparés et complétés avec des résultats obtenus par simulations. D'après le théorème de réciprocité, les champs rayonnés par une sonde sont étroitement liés aux champs pouvant être captés par cette même sonde [Courjon, 2001], [Carminati *et al.*, 1997]. Ainsi l'étude des champs rayonnés par une sonde permettra de caractériser ceux captés par cette même sonde et inversement.

Pour mener à bien cette étude, nous avons besoin d'outils de caractérisation que nous choisissons comme étant un logiciel de simulation et une ligne micro-ruban. Le logiciel CST MWS étant déjà présenté, nous proposons en section 1 une présentation exhaustive des caractéristiques de la ligne micro-ruban que nous utilisons pour la caractérisation des sondes. En section 2 nous présentons un petit état de l'art des sondes existant dans la littérature puis en section 3, nous présentons la caractérisation des sondes de champ proche.

1 LA LIGNE MICRO-RUBAN

Une ligne micro-ruban est une structure largement utilisée en hyperfréquence. Elle permet de guider la propagation d'une onde électromagnétique en limitant ses pertes. Une ligne micro-ruban se compose d'un substrat de permittivité relative ϵ_r et d'épaisseur h placé entre un plan de masse et une ligne métallique que l'on appelle le ruban de largeur w , de longueur l et d'épaisseur t . La structure d'une ligne micro-ruban est présentée sur la Figure 29.

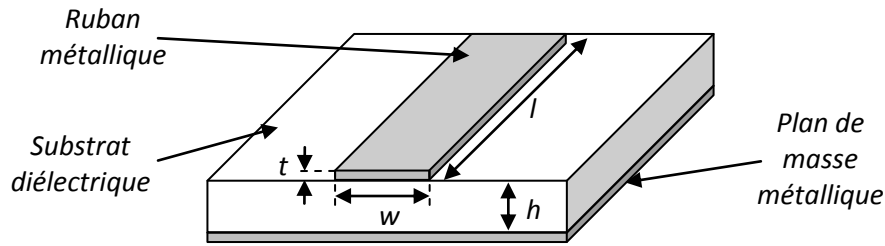


Figure 29 : Structure d'une ligne micro-ruban

Pour une ligne micro-ruban, l'onde électromagnétique se propage en partie dans le substrat suivant un mode quasi TEM (Transverse Electromagnetic). Cependant une partie de l'onde se propage aussi en surface.

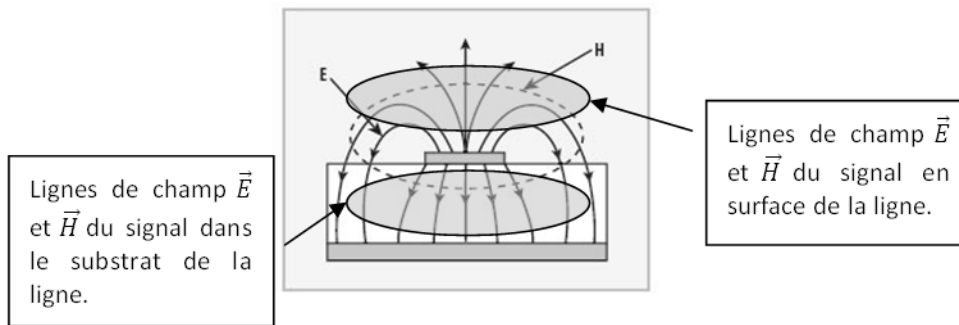


Figure 30 : Lignes de champ lorsqu'un signal haute fréquence se propage dans une ligne micro-ruban

Pour tenir compte de la partie du signal qui se propage en surface de la ligne, on définit une permittivité effective ϵ_{eff} .

Cette permittivité effective dépend du rapport w/h de la ligne micro-ruban.

$$w/h > 1 : \quad \epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (Eq 10)$$

$$w/h < 1 : \quad \epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (Eq 11)$$

La longueur d'onde s'exprime alors par :

$$\lambda_{eff} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (Eq 12)$$

avec c la célérité de la lumière, f la fréquence du signal et λ_{eff} sa longueur d'onde.

De ces expressions, nous pouvons calculer l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban. D'après Schneider et Hammerstad [Combes, 1996], elle se calcule par les relations suivantes :

$$w/h \leq 1 : \quad Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad (Eq 13)$$

$$w/h > 1 : \quad Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} \quad (Eq 14)$$

Pour la réalisation d'une ligne d'impédance caractéristique très précise, ces expressions ne sont pas suffisamment complètes. Des abaques ou encore des facteurs de corrections permettent de tenir compte de l'influence de l'épaisseur t du ruban en définissant une largeur effective w_c calculable par la relation suivante :

$$w_c = w + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{2x}{t} \right) \right)^{-1} \quad (Eq 15)$$

avec :

- $x = h$ si $w > h/2\pi$
- $x = 2\pi w$ si $\frac{h}{2\pi} > w > 2t$.

Dans le cas où la ligne est placée dans un boîtier lors de la conception d'un circuit, il est possible de tenir compte de l'influence de ce boîtier sur le calcul des paramètres d'adaptation de la ligne. Enfin, la constante diélectrique d'un milieu est une fonction dépendante de la fréquence du signal la traversant.

Pour nos expérimentations, les dimensions de la ligne micro-ruban seront calculées par la relation de Hammersad [Hammersad, 1975] présentée ci-dessus pour $w/h > 1$, où nous prendrons en compte essentiellement la permittivité effective ε_{eff} et l'influence de l'épaisseur du ruban.

Lorsqu'on excite une ligne micro-ruban avec un signal haute fréquence, un champ électrique apparaît entre les parties métalliques. Le champ magnétique est perpendiculaire au champ électrique. Les champs électriques et magnétiques sont eux-mêmes perpendiculaires au vecteur de propagation de l'onde. Ces champs électriques créent un déplacement d'électrons sur le ruban conducteur donnant naissance à des lignes de champs électriques et magnétiques en surface (Figure 31(a)). Les différentes composantes notées E_x, E_y, E_z et H_x, H_y, H_z de ces champs selon les trois directions spatiales peuvent être captés à l'aide de sondes de champ proche. Les Figure 31(b) et Figure 31(c) présentent les zones pour lesquelles la composante z du champ électrique et magnétique sera principalement captée.

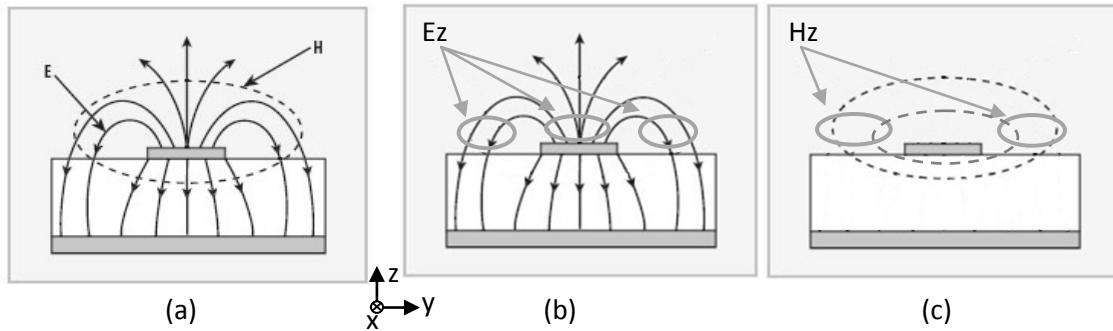


Figure 31 : (a) Champ électrique et magnétique rayonnés par une ligne micro-ruban, (b) zones où la composante E_z sera captée, (c) zones où la composante H_z sera captée

En hyperfréquence, la longueur des lignes d'un circuit imprimé peut être égale ou supérieure à la longueur d'onde du signal se propageant. Dans ces conditions, la valeur du champ électrique et magnétique de l'onde varie le long de la ligne. Selon l'impédance caractéristique de la ligne et des impédances placées en entrée et en sortie de celle-ci, l'onde électromagnétique peut subir des réflexions multiples. Il y a alors création d'ondes stationnaires caractérisées par l'apparition de ventres et de nœuds de tension et de courant. Chaque ventre de tension provoque l'apparition d'un maximum de rayonnement électrique et chaque ventre de courant, un maximum de rayonnement magnétique. Les maxima d'un même champ sont séparés d'une distance de $\frac{\lambda_{eff}}{2}$. Les maxima de deux champs différents sont quant à eux séparés de $\frac{\lambda_{eff}}{4}$.

Des simulations sous le logiciel CST MWS sont entreprises afin de présenter l'évolution des composantes z des champs \vec{E} et \vec{H} rayonnés par une ligne micro-ruban chargée par un circuit ouvert. Le port d'excitation est un port discret. La fréquence d'excitation est de 10 GHz. La hauteur d'observation est de 0.5 mm.

La ligne micro-ruban simulée possède un substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 3.5$ et d'épaisseur $h = 1.692$ mm. L'épaisseur de métallisation $t = 35$ μm . Son impédance caractéristique est de 50 Ω à la fréquence de 10 GHz. La largeur calculée du ruban est alors $w = 4.4$ mm. La longueur totale de la ligne est de 6 cm pour permettre l'observation de plusieurs maxima et minima électriques et magnétiques.

La Figure 32(a) est le résultat de la simulation de la composante z du champ électrique rayonnée par la ligne laissée en circuit ouvert (CO), et la Figure 32(b) celle du champ magnétique.

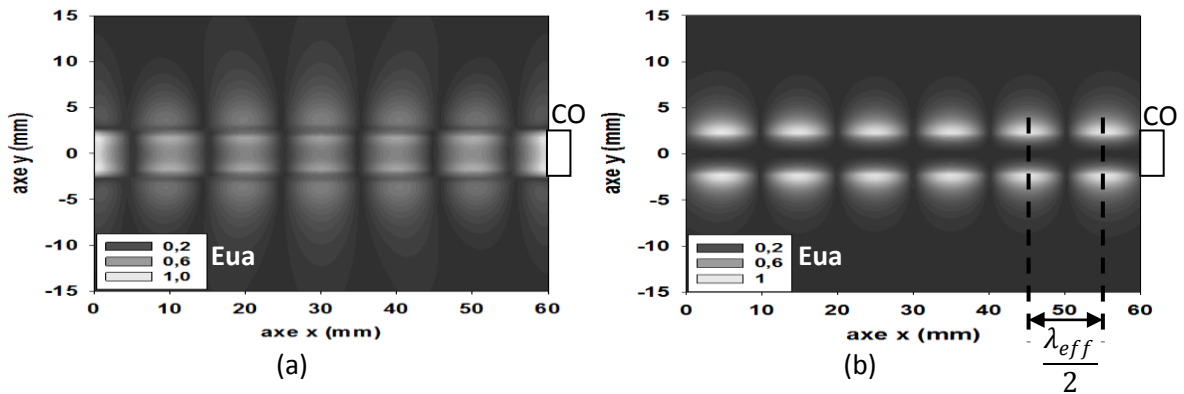


Figure 32 : Simulation des composantes (a) E_z et (b) H_z rayonnée par une ligne micro-ruban chargée par un circuit ouvert

On remarque déjà la présence de maxima et de minima électriques et magnétiques caractéristiques des ondes stationnaires établies dans une ligne micro-ruban chargée par un circuit ouvert. Les maxima d'un même champ sont séparés d'une distance de $\frac{\lambda_{eff}}{2} = 9.9 \text{ mm}$.

Pour le champ électrique, la composante E_z du champ présente des maxima au-dessus du ruban et des lobes secondaires de chaque côté de ce dernier. Ces zones de rayonnement correspondent à la localisation de la composante E_z rayonnée par une ligne micro-ruban (Figure 31(b)). Pour le champ magnétique, la composante H_z rayonnée présente des maxima de chaque côté du ruban comme vu sur la Figure 31(c).

Enfin, pour le champ électrique, un maximum est mesuré au niveau du circuit ouvert. Ceci est normal puisqu'un circuit ouvert implique un ventre de tension. Pour le champ magnétique, un minimum est mesuré, lié au nœud de courant correspondant. On peut alors conclure qu'une distance de $\frac{\lambda_{eff}}{4} = 4.45 \text{ mm}$ sépare un maxima électrique et magnétique.

Une coupe en deux dimensions du ventre du champ électrique E_z en bout de ligne est présentée (Figure 33(b)) :

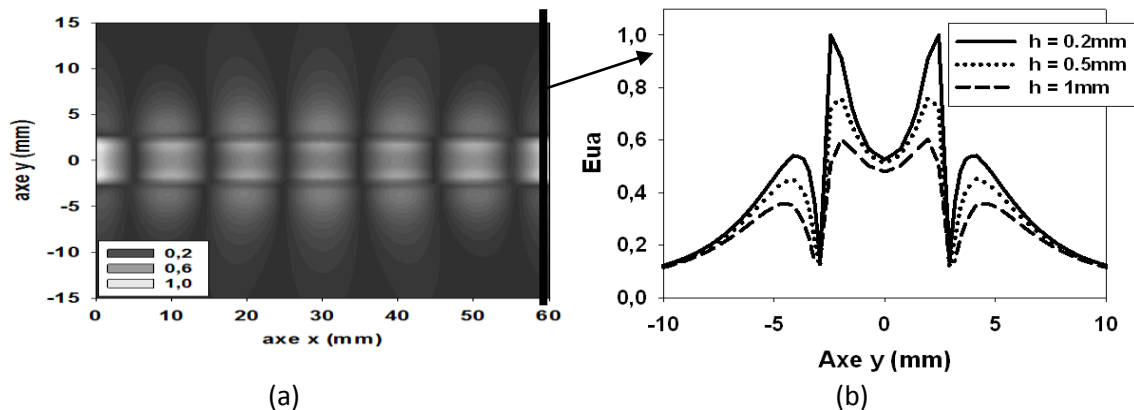


Figure 33 : Coupe 2D du ventre de champ E_z en bout de ligne micro-ruban laissée en circuit ouvert : (a) emplacement de la coupe 2D, (b) évolution de E_z au niveau de la coupe pour différentes hauteurs

La Figure 33(b) montre l'apparition d'un creux dans l'amplitude du champ E_z pour $x = 0 \text{ mm}$ soit au milieu de la ligne. Plus la distance h entre la ligne et le point de mesure est petit, plus ce creux est grand. Considérons que le rayonnement maximal associé à la tension est issu de deux sources situées sur chaque bord de la ligne. Si on est suffisamment proche de la ligne, les deux sources de rayonnement sont dissociables l'une de l'autre. Lorsqu'on s'éloigne de la ligne, ces deux sources se confondent. Ceci montre l'intérêt des mesures de champ proche.

La ligne que nous utiliserons pour la caractérisation des sondes ayant été présentée, nous nous intéressons maintenant aux sondes proprement dites. Nous commençons dans un premier temps par un état de l'art rapide des différentes sondes existant dans la littérature puis nous présenterons la caractérisation des sondes de champ proche utilisées. Cette étude aura pour but de déterminer leurs meilleures configurations pour les mesures de susceptibilité de composants électroniques.

2 ETAT DE L'ART DES SONDES POUR SCAN CHAMP PROCHE

On peut trouver dans la littérature plusieurs types de sondes qui permettent de capter un rayonnement électromagnétique en zone de champ proche. Elles sont caractérisées par différents paramètres définissant leurs qualités. Ces paramètres sont :

- La bande de fréquence de fonctionnement (large bande ou bande étroite).
- Les différentes composantes du champ électrique et magnétique captées.
- La résolution spatiale.
- L'influence sur le fonctionnement et sur les champs rayonnés par le dispositif.

La partie qui suit est un état de l'art des sondes de champ proche les plus usuellement utilisées dans le domaine des hyperfréquences. Nous décrirons les possibilités de mesure de chacune et mettrons en avant les paramètres à améliorer.

2.1 LES SONDES DE TYPE COAXIAL

De par leur simplicité de fabrication, les sondes à base de câble coaxial font partie des sondes les plus utilisées. Elles sont réalisées à partir d'un câble coaxial semi-rigide [Castagnet, 2007], [Gao *et al.*, 1998]. Les câbles coaxiaux semi-rigides sont utilisés en hyperfréquence du fait de leurs faibles pertes en fonction de la fréquence. Un câble coaxial est composé d'une gaine, d'un contour métallique de masse, d'un isolant et d'un brin conducteur interne (Figure 34).

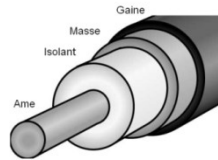
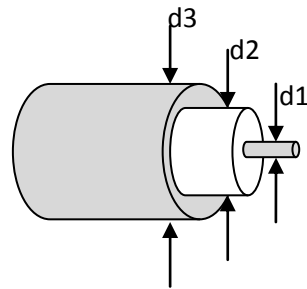


Figure 34 : câble coaxial rigide

L'isolant est généralement constitué d'un diélectrique de type PTFE plus communément connu sous le nom de téflon. Dans le domaine des hyperfréquences, différentes dimensions de câble existent, ayant tous une impédance caractéristique de 50 Ω.



	Câble 1	Câble 2	Câble 3	Câble 4
d1	0.9 mm	0.51 mm	287 μm	112 μm
d2	3 mm	1.7 mm		
d3	3.58 mm	d3 = 2.2 mm	1.19 mm	508 μm

Figure 35 : Diamètres des câbles coaxiaux

L'impédance caractéristique Z_c d'un câble coaxial se calcule par la relation suivante :

$$Z_c = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{d2}{d1}\right) \quad (\text{Eq 16})$$

Sachant que les dimensions des sondes jouent fortement sur la résolution spatiale de celles-ci, les câbles coaxiaux de petit diamètre sont généralement utilisés. Les câbles coaxiaux permettent la réalisation de deux types de sonde, celles liées aux champs électriques et celles liées aux champs magnétiques.

2.1.1 SONDES LIEES AU CHAMP ELECTRIQUE

Les sondes liées aux champs électriques permettent de capter majoritairement les différentes composantes spatiales du champ électrique rayonnées par un dispositif. Elles sont réalisées en laissant sortir le brin interne du câble. Leur principe de fonctionnement est basé sur le champ électrique existant entre le DST (Dispositif Sous Test) et ce dernier. En effet, lorsque la sonde est mise en regard du DST, un champ électrique se crée par couplage entre la sonde et celui-ci. Ce type de couplage est dit capacitif (Figure 36(a)). Aussi le courant induit dans la sonde est lié au champ électrique existant entre la sonde et le DST par la relation suivante [Gao *et al.*, 1998] :

$$i = C \cdot \frac{\delta u(t)}{\delta t} \quad (\text{Eq 17})$$

où i est le courant traversant la sonde, u la tension récoltée par celle-ci et C la valeur de la capacité équivalente entre la sonde et le dispositif sous test (Figure 36(a)). La tension $u(t)$ est quant à elle directement liée au champ électrique $E(t)$ par la relation suivante :

$$u(t) = K \cdot E(t) \quad (Eq 18)$$

où K est un coefficient.

La composante maximale du champ captée par la sonde est celle orthogonale à la surface S du brin interne. De ce fait, suivant l'orientation de l'âme centrale, il est possible de détecter les différentes composantes d'un champ électrique rayonné par un DST.

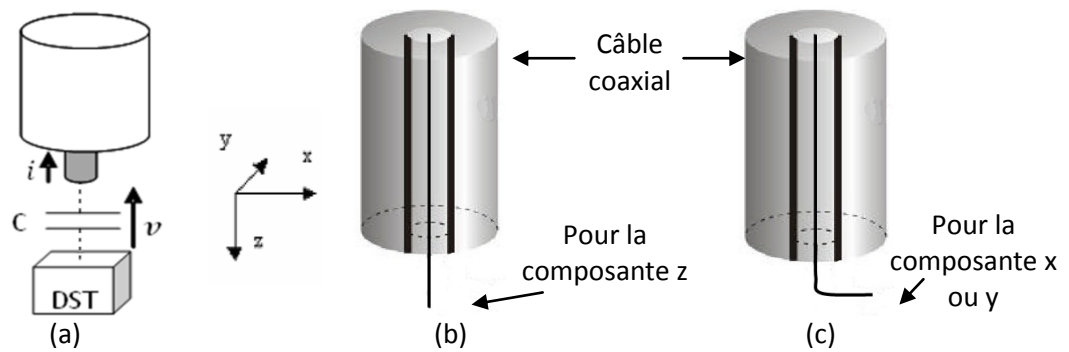


Figure 36 : Sonde pour champ électrique : (a) composante verticale E_z , (b) composante horizontale E_x et E_y

La majeure partie des sondes que l'on trouve dans la littérature pour la détection du champ électrique vertical laisse le câble interne sortir sur une certaine longueur. Pour la composante horizontale du champ électrique, le brin interne est plié à 90° comme sur la Figure 36(c). Cependant, une dissymétrie apparaît lors des mesures du fait que le brin capte seulement E_{x+} ou E_{x-} [Dutta *et al.*, 1999], [Nativel, 1999]. Pour remédier à ce problème, il est possible de réaliser une sonde basée sur l'association de deux câbles coaxiaux dont les brins sortent en x^- et x^+ comme présenté sur la Figure 37 [Demarti, 2006].

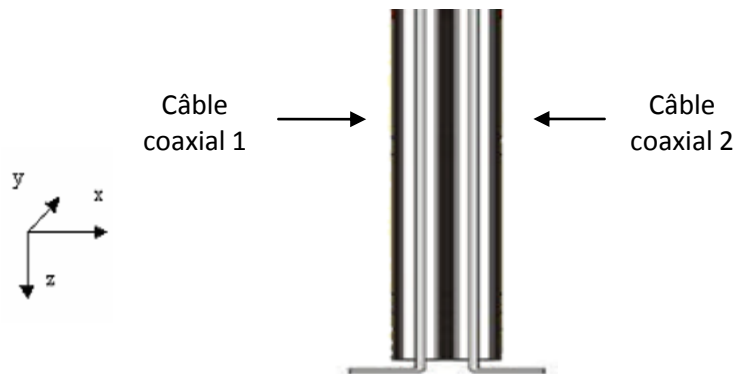


Figure 37 : Sonde pour capter la composante E_{x+} et E_{x-} du champ électrique

Pour la réalisation de cartographies en réception, le premier câble coaxial est connecté au bloc détection, l'autre est relié à une charge adaptée de 50Ω .

2.1.2 SONDES LIEES AU CHAMP MAGNETIQUE

La loi de Lenz lie le flux magnétique ϕ traversant une boucle à la force électromotrice e présente aux bornes de cette boucle.

$$e = -\frac{\delta\phi}{\delta t} \quad (\text{Equ 19})$$

Pour une boucle de diamètre très faible devant la longueur d'onde, la tension induite en sortie est directement proportionnelle à la composante du champ magnétique normale à la boucle de surface S . L'équation de la tension s'écrit de la façon suivante :

$$u(t) = -\iint_S \frac{\delta B}{\delta t} \cdot n \cdot dS = -j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \iint_S H \cdot n \cdot dS \quad (\text{Equ 20})$$

On note $u(t)$ la tension aux bornes de la sonde, B l'induction magnétique, H le champ magnétique, μ_0 la perméabilité du vide et ω la pulsation.

Pour réaliser une sonde magnétique à partir d'un câble coaxial, l'âme centrale du câble forme une boucle. La boucle est ensuite rebouclée sur la masse afin de réaliser un court circuit. Suivant l'orientation de la boucle, les différentes composantes du champ magnétique peuvent être étudiées (Figure 38).

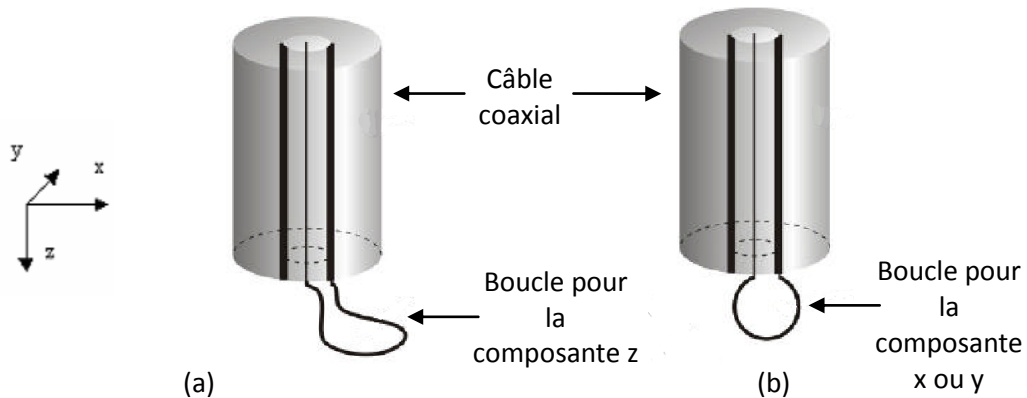


Figure 38 : Sonde pour champ magnétique : (a) composante verticale H_z , (b) composante horizontale H_x et H_y

Ce type de sonde capte aussi un champ électrique indésirable lequel augmente avec la fréquence. Nous expliquerons ce phénomène dans la suite de ce manuscrit. Différentes méthodes permettent de réduire l'influence du champ électrique. La principale est le blindage des sondes.

Blindage des sondes magnétiques

Le blindage des sondes de type coaxiales a pour but de limiter l'effet du champ électrique sur la mesure. Une étude réalisée par [Carobbi *et al.*, 2000] présente trois types de blindage (Figure 39 (b), (c), (d)) :

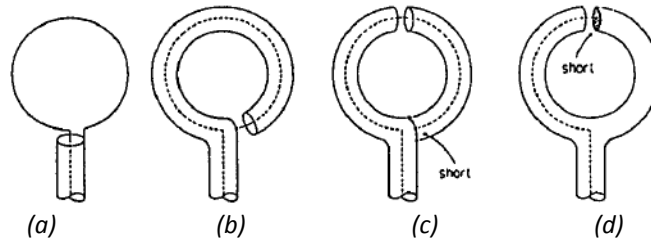


Figure 39 : blindage des sondes magnétiques

Les différentes techniques de blindage consistent à réaliser la boucle avec toute la structure du câble coaxial, c'est-à-dire avec l'âme centrale et le contour métallique de masse, puis de sectionner le conducteur métallique en certains endroits de la boucle afin de rompre le chemin des courants présents dans le blindage. La limite de ce type de blindage est qu'il ne peut pas être utilisé pour des sondes dont le diamètre de la boucle devient inférieur au diamètre du contour métallique de masse du câble.

2.1.3 SONDES LIEES AU CHAMP ELECTRIQUE ET MAGNETIQUE

Des sondes ont été réalisées pour capter à la fois le champ électrique et le champ magnétique rayonné par un dispositif. La sonde présentée dans [Kazama *et al.*, 2006], permet de détecter simultanément le champ électrique et magnétique. La sonde est présentée sur la Figure 40(a).

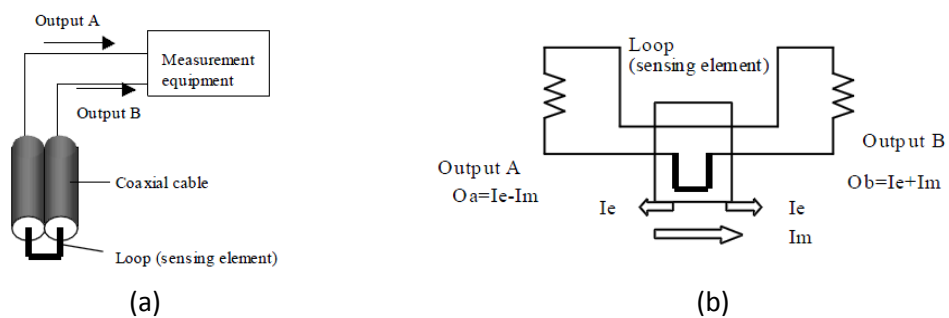


Figure 40 : Principe de la sonde pour champ électrique et magnétique

L'entrée et la sortie de la boucle sont connectées à l'appareil de mesure. Le courant généré dans la sonde est issu du champ électrique I_e et du champ magnétique I_m captés par cette dernière. Le courant issu du champ électrique se propage vers la sortie A et B tandis que le courant issu du champ magnétique se propage essentiellement vers la sortie B (Figure 40(b)). Ainsi il est possible de discriminer la valeur du courant issu du champ magnétique et électrique.

Le principal défaut des sondes à base de câbles coaxiaux est leurs dimensions qui dépendent des câbles utilisés. En effet, la limitation du point de vue de la miniaturisation de ces sondes implique une limitation de leur résolution spatiale. Aussi il sera difficile avec une sonde liée au champ électrique d'atteindre des résolutions spatiales inférieures à quelques centaines de micromètres. Pour les sondes liées au champ magnétique, la résolution spatiale étant liée au diamètre de la boucle, il sera difficile de descendre en dessous du millimètre. La limitation du diamètre de boucle des sondes liées au champ magnétique influence également la fréquence maximale de fonctionnement de ces sondes. En effet, les sondes liées au champ magnétique captent du champ électrique. Le blindage de sondes avec de faibles diamètres de boucle étant impossible à réaliser, ces sondes sont limitées en fréquence.

2.2 AUTRES TYPES DE SONDE

Afin de repousser les limites d'utilisation des sondes basées sur des câbles coaxiaux, des sondes basées sur d'autres technologies ont été développées. Toutes ces technologies vont dans le sens de la miniaturisation des sondes.

2.2.1 SONDES LIEES AU CHAMP ELECTRIQUE

Une sonde permettant l'étude de la composante verticale du champ électrique a été développée et brevetée par Jean-Louis Carbonero, Maxime Marchetti et Michel Castagné [Carbonero *et al.*, 2007]. La sonde est basée sur le même principe qu'une sonde de type coaxiale à la différence que le câble est exclusivement conçu pour la sonde. Un fil d'or de 20 μm de diamètre est trempé dans un bain de résine permettant de réaliser l'isolant. Puis du métal est déposé sur cet isolant pour réaliser le conducteur externe. L'extrémité de la sonde est ensuite affinée par attaque chimique afin d'obtenir une pointe de l'ordre du micromètre [Marchetti, 2005] (Figure 41).

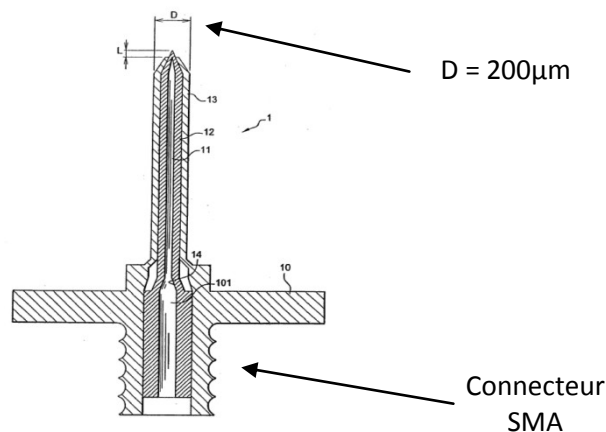


Figure 41 : Sonde brevetée

Dans [Gao *et al.*, 1998], une sonde à double brin de très faible dimension permettant de capter les composantes x - et x + du champ électrique est présentée (Figure 42). Une technologie coplanaire est utilisée pour la réalisation de cette sonde et permet une miniaturisation importante de cette dernière.

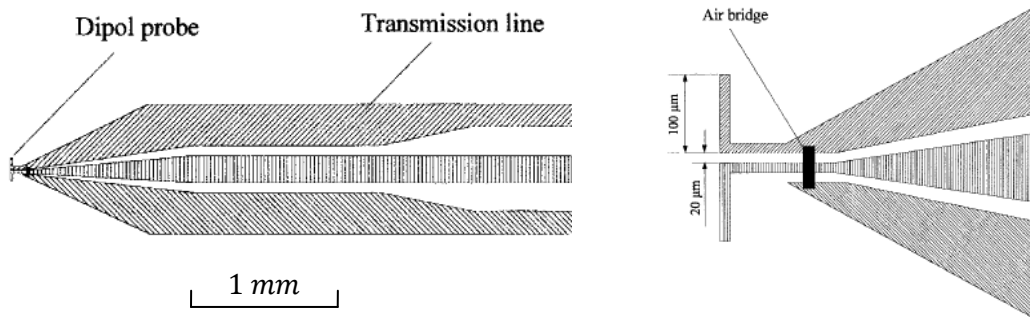


Figure 42 : Sonde pour composante x - et x + du champ électrique

2.2.2 SONDES LIEES AU CHAMP MAGNETIQUE

Pour miniaturiser les sondes liées au champ magnétique, une technologie coplanaire comme pour les sondes liées au champ électrique peut être utilisée. La première sonde en technologie coplanaire a été réalisée par Gao [Gao *et al.*, 1996].

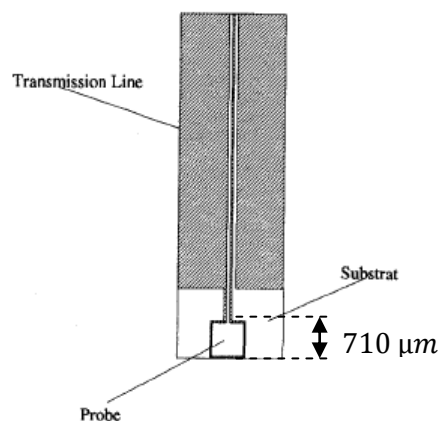


Figure 43 : Sonde H_x et H_y en technologie coplanaire

Sur ce modèle de sonde (Figure 43), la boucle est dessinée sur le circuit imprimé puis est rebouclée au plan de masse situé de chaque côté de la ligne coplanaire. La boucle a des dimensions de $710 \mu\text{m}$ de coté et améliore grandement la résolution spatiale de la sonde. De plus, la quantité de métal en présence du circuit est largement diminuée grâce à une épaisseur de métal de l'ordre de $17 \mu\text{m}$ et permet à la sonde d'être moins invasive. Des cartographies de ligne micro-ruban à 20 GHz ont pu être réalisées.

GAO a aussi réalisé une sonde permettant de capter la composante verticale H_z du champ magnétique rayonnée.

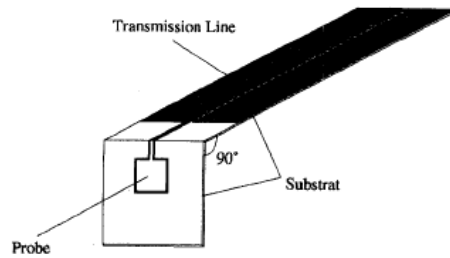


Figure 44 : Sonde Hz en technologie coplanaire

Pour cette sonde (Figure 44), la boucle réalise un angle de 90° avec la ligne coplanaire. Elle présente les mêmes avantages que la précédente. Sur ce principe plusieurs sondes ont été réalisées et sont présentées dans [Shi *et al.*, 2005] ou encore dans [Chen *et al.*, 2007]. Cependant ces dernières ne possèdent pas de blindage et le champ électrique peut alors avoir une influence sur la mesure du champ magnétique rayonné par un dispositif sous test. Des études menées par [Tamaki *et al.*, 2005] consiste à blinder les sondes réalisées sur circuit imprimé. Pour cela, la sonde est réalisée sur un circuit imprimé multicouche (Figure 45).

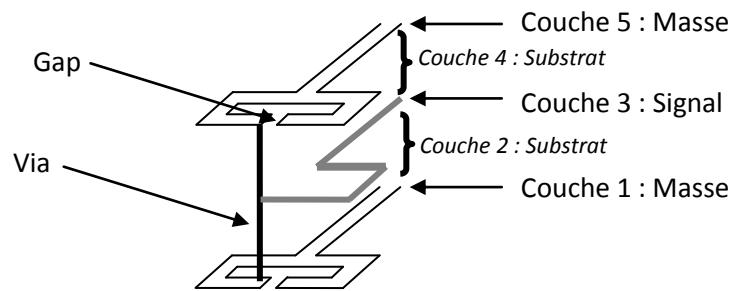


Figure 45 : Principe de blindage des sondes magnétique en technologie coplanaire

Sur la couche centrale est réalisée la boucle. Les pistes inférieures et supérieures permettent de réaliser le blindage.

Toutes ces sondes présentent de meilleures caractéristiques que les sondes basées sur des câbles coaxiaux. Cependant, elles sont plus compliquées à réaliser. Aussi nous avons choisi pour notre étude de susceptibilité d'utiliser des sondes à base de câbles coaxiaux semi-rigides dont les dimensions sont données dans le tableau de la Figure 46. Le substrat utilisé pour ce type de câble est du téflon de permittivité $\epsilon_r = 2.1$ et présente des pertes d'absorption $\tan\delta = 0.002$ V/m à 10 GHz.

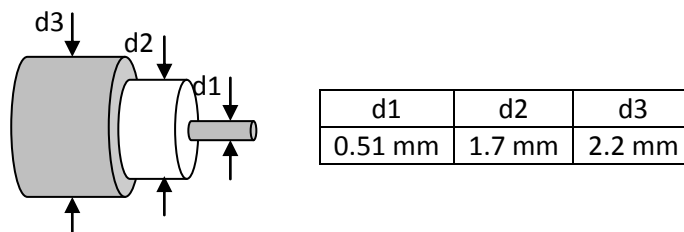


Figure 46 : Dimension des câbles coaxiaux pour la réalisation des sondes

Maintenant que nous avons déterminé la technologie des sondes que nous utiliserons dans notre étude, nous allons les caractériser dans les deux sections suivantes. Les sondes liées au champ électrique sont d'abord étudiées.

3 CARACTERISATION : SONDES LIEES AU CHAMP ELECTRIQUE

Nous étudierons dans cette section essentiellement les sondes pour la réception et l'émission de la composante verticale E_z de champ électrique. Pour réaliser la sonde, le câble coaxial est dénudé pour laisser sortir son brin interne. Nous souhaitons trouver la géométrie optimale des sondes pour notre utilisation. Le paramètre que nous pouvons faire varier est la longueur L du brin interne sortant du câble coaxial (Figure 47).

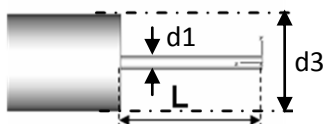


Figure 47 : Sonde E_zL et paramètres géométriques

Les sondes avec un brin de longueur L liées à la composante verticale du champ électrique seront notées sonde E_zL .

Nous allons dans un premier temps étudier le coefficient de réflexion de la sonde afin de déterminer sa bande passante. Nous analyserons ensuite son pouvoir de discrimination entre les différents types de champs rayonnés. Enfin nous étudierons l'interaction entre la sonde et la ligne micro-ruban présentée au début du chapitre par la réalisation de cartographies en mode réception et l'étude du coefficient de transmission. Ces études seront réalisées expérimentalement et par simulation. Pour la simulation, la sonde est dessinée sous le logiciel CST MWS et un port « Wave guide » est utilisé pour l'exciter.

3.1 COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA SONDE EZL

Le coefficient de réflexion est caractérisé par le paramètre S_{11} . Ce coefficient correspond au rapport de la puissance reçue sur la puissance injectée par un même port d'un dispositif. Lorsque le module $|S_{11}|$ tend vers 0 dB , toute la puissance injectée en entrée est réfléchi. Lorsque $|S_{11}|$ tend vers $-\infty$, toute la puissance injectée en entrée est soit absorbée, soit rayonnée par le dispositif. Dans le cas d'une antenne ou d'une sonde, les pertes par absorption sont négligeables et donc le coefficient S_{11} permet efficacement de déterminer leurs bandes de fréquence d'émission ou de réception.

Généralement, dans le cas d'une antenne dont le rôle est d'émettre ou de recevoir le maximum de puissance, il est coutume de déterminer sa bande passante par la bande de fréquence pour laquelle un coefficient de réflexion d'au moins -10 dB est mesuré. Nous allons mesurer le coefficient de réflexion pour déterminer la bande de fréquence de fonctionnement de nos sondes mais avec des critères de sélection différents de celle d'une antenne.

Les critères de sélection sont :

- Une sonde large bande : Pour cela le module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ doit être uniforme sur toute la bande de fréquence de travail, dans notre cas de quelques MHz à 20 GHz .
- Une sonde doit capter en proportion principalement les rayonnements en zone de champ proche, c'est-à-dire qu'elle ne doit pas avoir un comportement d'antenne. Pour cela, le coefficient de réflexion doit être le plus proche possible de 0 dB . Nous considérerons cependant que pour des valeurs comprises entre 0 dB et -10 dB , le critère de sélection reste valable.

Le module $|S_{11}|$ du coefficient de réflexion pour différentes longueurs L de l'âme centrale de la sonde est simulé et comparé aux mesures à l'analyseur de réseau pour la bande de fréquence précitée.

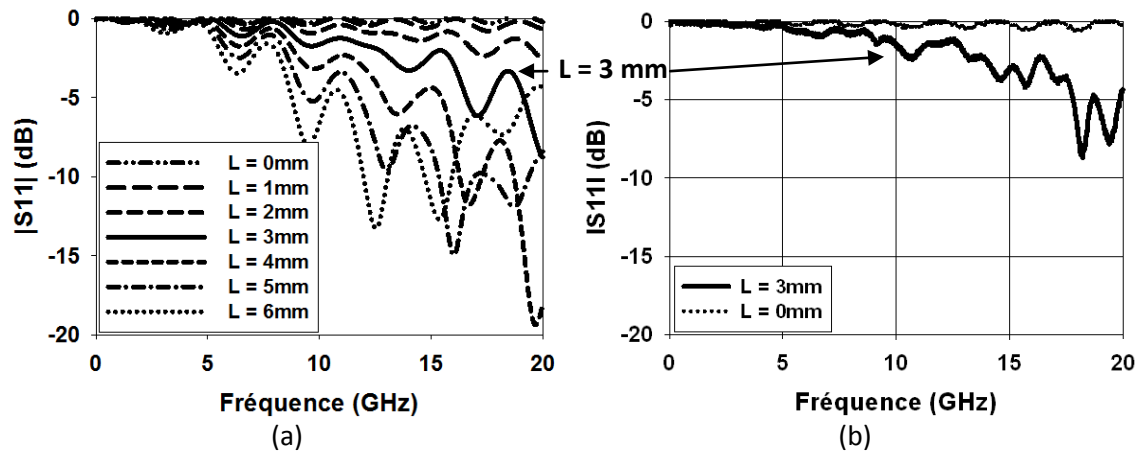


Figure 48 : Module du coefficient de réflexion S_{11} de la sonde EzL pour différentes longueurs L (a) simulé et (b) mesuré

Pour des longueurs L supérieures à 3 mm , la sonde se comporte comme une antenne, c'est-à-dire qu'elle a un coefficient S_{11} faible pour certaines fréquences dans la bande de fréquence étudiée. Les fréquences pour lesquelles la sonde se comporte comme une antenne sont liées par la longueur L du brin interne. En effet, une résonance apparaît pour $L = \frac{\lambda}{4}$. Dans notre cas nous souhaitons utiliser une sonde large bande ne présentant pas de fréquences de résonance dans la bande de fréquence choisie. Nous nous intéresserons donc à des sondes dont la longueur de brin L est inférieure à 3 mm .

L'étude du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ permet de déterminer dans un premier temps une bande de fréquence potentielle de fonctionnement des sondes. Cependant ce genre de caractérisation ne donne aucun renseignement sur le type de champ rayonné par celle-ci. Ainsi la sonde, même liée au champ électrique, peut capter du champ magnétique. Il s'agit ainsi de vérifier que la proportion de champ magnétique captée par la sonde soit négligeable devant le champ électrique capté. Pour cela, l'étude de l'impédance de l'onde rayonnée par une sonde permet de rendre compte du type de champ rayonné. Nous étudions ce phénomène dans la partie suivante.

3.2 DISCRIMINATION DES CHAMPS RAYONNES PAR LA SONDE $Ez3$

Toute onde rayonnée tend, en champ lointain, vers l'impédance du vide $Z_0 = 377\ \Omega$. En zone de champ proche, pour une impédance supérieure à $377\ \Omega$, le champ dominant est le champ électrique ; pour une impédance inférieure à $377\ \Omega$, le champ dominant est le champ magnétique. Par le théorème de réciprocité [Courjon, 2001], [Carminati *et al.*, 1997], il est donc possible de déterminer en réception et en émission à quel champ la sonde sera majoritairement sensible.

Pour étudier cette impédance, nous effectuons des simulations électromagnétiques. L'impédance de l'onde est étudiée en fonction de la distance h entre la sonde et le point de mesure (Figure 49).

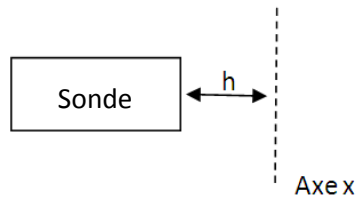


Figure 49 : Distance h entre le bout de la sonde et le point de mesure en simulation

La fréquence d'étude est fixée à 1 GHz puis 10 GHz. Le rapport des amplitudes des champs en fonction de la distance h de la sonde $Ez3$ est donné sur la Figure 50.

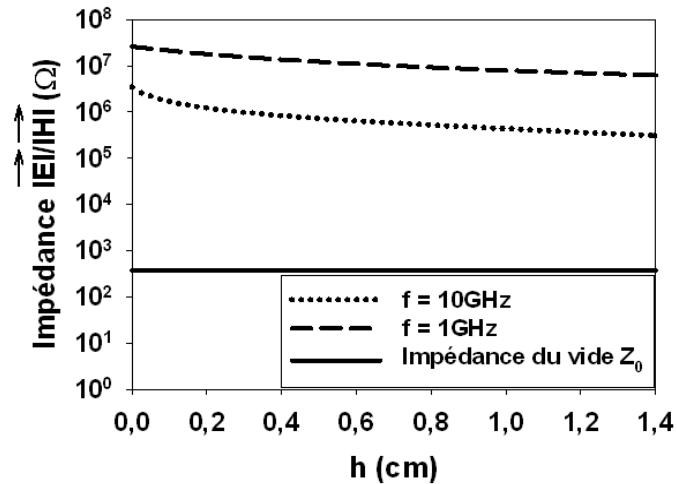


Figure 50 : Rapport $\frac{|E|}{|H|}$ de la sonde $Ez3$

La Figure 50 montre que la sonde $Ez3$ a une prédominance électrique sur une distance h allant jusqu'à plusieurs centimètres quelle que soit la fréquence. Le pouvoir discriminant des sondes liées au champ électrique \vec{E} est donc vérifié.

Maintenant que l'on a observé que la sonde EzL est principalement liée au champ \vec{E} , étudions les composantes du champ électrique rayonné par celle-ci. La sonde présentant une symétrie suivant l'axe z , les composantes E_x et E_y seront à priori identiques. C'est pourquoi seules les composantes x et z sont représentées sur la Figure 51.

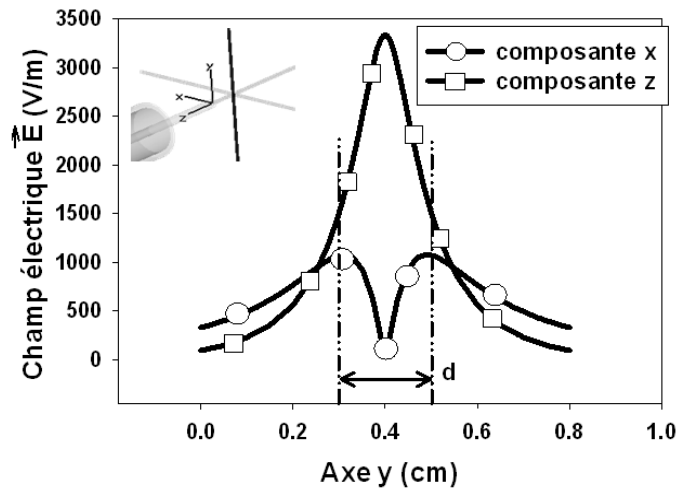


Figure 51 : Simulation des composantes selon Ox et Oz du champ électrique rayonnées par Ez3

La sonde rayonne principalement la composante verticale du champ électrique soit la composante E_z comme attendu.

3.3 COMPORTEMENT EN MODE RECEPTION VIA UNE LIGNE MICRO-RUBAN

Dans cette partie nous souhaitons vérifier le bon fonctionnement des sondes par la réalisation de cartographies en réception de la composante E_z rayonnée par la ligne micro-ruban. La ligne simulée dans la première partie de ce chapitre est réalisée puis placée sur le banc expérimental. La ligne chargée par un circuit ouvert est excitée par un signal de fréquence 10 GHz.

Nous étudierons et comparerons les cartographies obtenues avec les sondes Ez3 et Ez0, possédant respectivement une longueur L de brin en sortie de sonde de 3 mm et 0 mm. Commençons par la sonde Ez3.

3.3.1 ETUDE DU CHAMP E_z RAYONNE AVEC LA SONDE Ez3

La sonde Ez3 est positionnée à 0.5 mm au dessus de la ligne. Une zone de 60 mm sur 30 mm est cartographiée avec un pas de 0.5 mm. Nous rappelons que l'amplitude des rayonnements notée Eua est proportionnelle à un champ électrique.

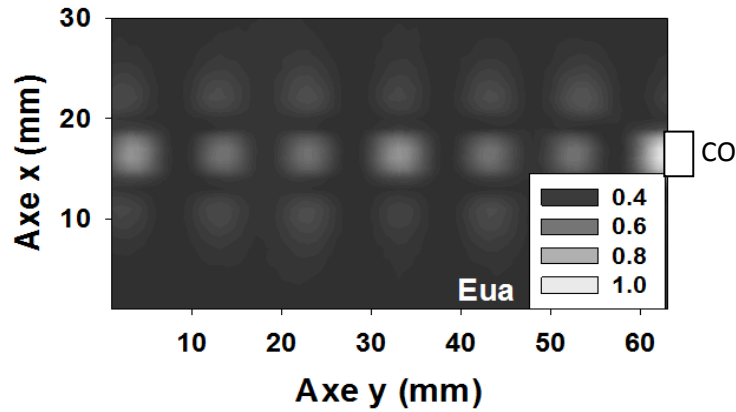


Figure 52 : Cartographie en réception de la composante E_z rayonnée par la ligne micro-ruban excitée à $f = 10$ GHz avec $Ez3$

La cartographie obtenue présente bien des maxima et des minima de champ électrique au centre de la ligne micro-ruban, caractéristiques des ondes stationnaires, et des lobes secondaires de chaque côté de cette dernière. Un maximum est présent en bout de ligne au niveau du circuit ouvert. Cette cartographie se rapproche tout à fait des résultats théoriques et des simulations présentées sur la Figure 32. Cependant, des différences quant à l'évolution des maxima le long de la ligne et à la forme des ventres existent. Détaillons ces phénomènes.

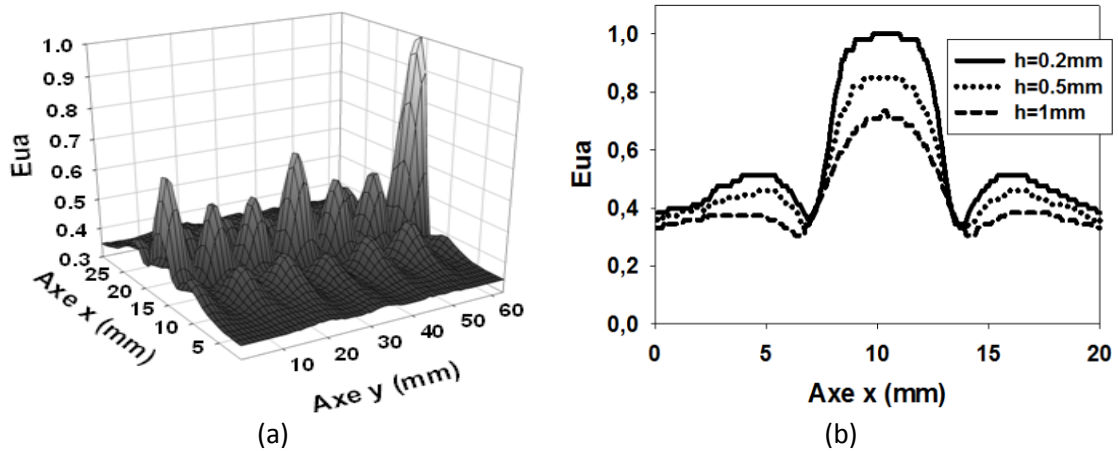


Figure 53 : (a) Représentation 3D de la cartographie de la composante E_z du champ rayonné par la ligne micro-ruban excitée à $f = 10$ GHz avec la sonde $Ez3$, (b) coupe 2D suivant Ox du dernier maxima à différentes hauteurs h entre la sonde et la ligne

La cartographie de la Figure 53(a) est une représentation en trois dimensions de la cartographie présentée précédemment. Elle présente une inhomogénéité de l'évolution des maxima le long de la ligne micro-ruban. La Figure 53(b) représente une coupe 2D suivant l'axe Ox du dernier maxima pour trois hauteurs h de la sonde. Un maximum de champ est mesuré au centre de la ligne. Il n'y a pas le phénomène de « creux » comme il a été vu lors de la simulation présentée sur la Figure 33.

Les causes probables peuvent être une mauvaise résolution spatiale de la sonde ou une perturbation, par la sonde, des lignes de champ rayonnées par la ligne. Nous essayerons de répondre à cette question par la suite.

La sonde Ez0 dont le brin est coupé à ras de la gaine métallique de masse externe est maintenant utilisée.

3.3.2 ETUDE DU CHAMP E_z RAYONNE AVEC LA SONDE Ez0

On se place dans les mêmes configurations expérimentales que précédemment, à savoir la ligne micro-ruban laissée en circuit ouvert, et excitée à 10 GHz. La cartographie de la ligne micro-ruban obtenue avec Ez0 est présentée sur la Figure 54(a).

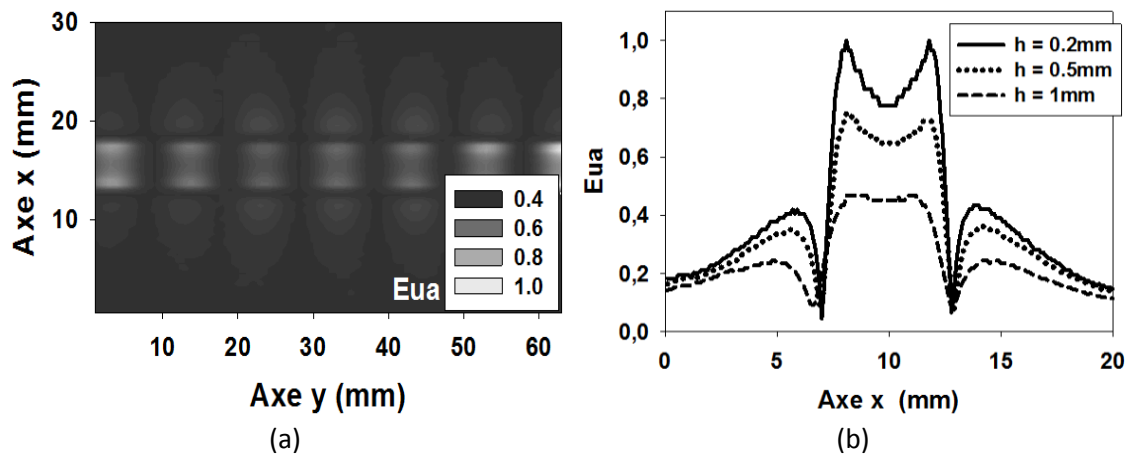


Figure 54 : (a) Cartographie en mode capture de la composante E_z du champ rayonné par la ligne micro-ruban excitée à $f = 10$ GHz avec la sonde Ez0, (b) coupe 2D suivant Ox du dernier maxima à différentes hauteurs h entre la sonde et la ligne

Cette cartographie présente à nouveau des phénomènes d'ondes stationnaires (Figure 54(a)). Par contre on constate que cette fois les maxima de rayonnement de la composante E_z se scindent en deux de part et d'autre du milieu de la ligne, formant un creux (Figure 54(b)). Ce creux s'estompe quand la sonde s'éloigne de la ligne. Cette configuration de champ se rapproche davantage des résultats obtenus en simulation (Figure 33). De plus, si on regarde l'évolution des maxima le long de la ligne micro-ruban, une évolution bien plus homogène que la cartographie obtenue avec la sonde Ez3 est mesurée (Figure 55(a)).

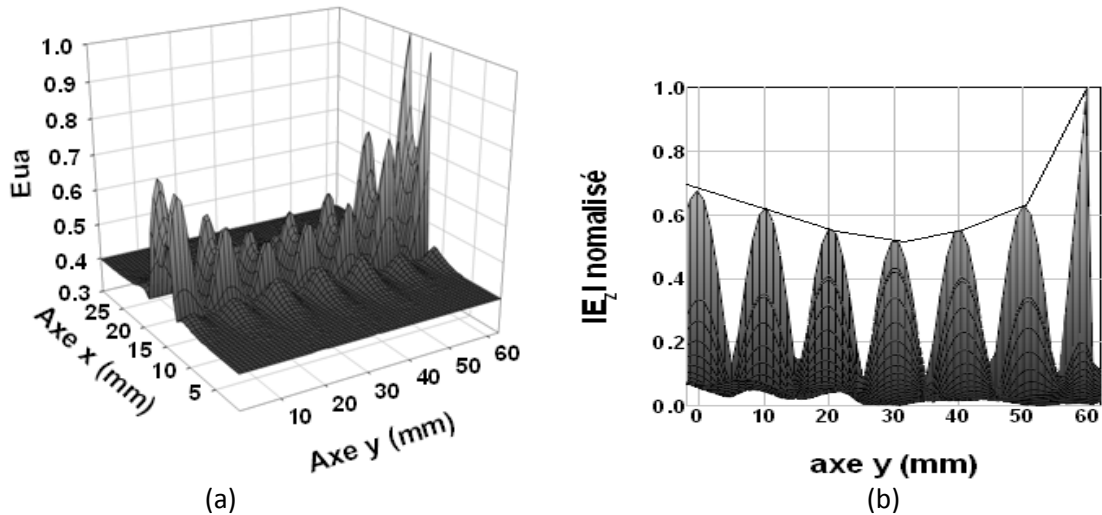


Figure 55 : Représentation 3D de la cartographie de la composante E_z rayonnée par la ligne micro-ruban (a) mesurée avec la sonde $Ez0$ et (b) simulée

La Figure 55(a) montre une évolution des maxima le long du ruban suivant une loi se rapprochant d'une parabole comme décrite par la simulation de la Figure 55(b). Cette évolution parabolique des maxima le long de la ligne se rapproche fortement de l'évolution théorique des ventres de tension dans une ligne micro-ruban à pertes chargée par un circuit ouvert [Combes, 1996].

Si l'on compare les cartographies en mode réception réalisées avec les deux sondes $Ez3$ et $Ez0$, cette dernière présente des résultats plus proches des simulations qu'avec la sonde $Ez3$. Ceci est probablement lié à une meilleure résolution spatiale de la sonde $Ez0$ ainsi qu'à son influence moindre sur les champs rayonnés par la ligne micro-ruban.

Il est ainsi préférable lors de cartographies en mode réception d'utiliser la sonde $Ez0$. Cependant, elle capte moins de puissance que la sonde $Ez3$ (Figure 48). Cela ne pose aucun problème lors de cartographies de lignes micro-rubans ou autres circuits passifs tant qu'on peut régler la puissance du signal d'excitation. Cependant lors de cartographies de circuits électroniques actifs, la puissance rayonnée par ceux-ci n'est pas contrôlable et il se peut que la sonde $Ez0$ ne capte pas suffisamment de puissance pour obtenir un résultat correct. Dans ce cas précis, nous serons amenés à utiliser la sonde $Ez3$ pour la réalisation de cartographies en réception.

Nous étudions maintenant l'interaction entre la sonde et la ligne micro-ruban en transmission.

3.4 COMPORTEMENT EN TRANSMISSION VIA UNE LIGNE MICRO-RUBAN

Une étude en transmission permet de connaître la puissance transmise lors d'une injection à travers une sonde de champ proche. Pour cela, nous étudions le coefficient de transmission entre la sonde EzL et la ligne micro-ruban chargée par 50Ω . L'étude est réalisée par simulation et par

mesure pour différentes longueurs L du brin interne. La distance h entre la sonde et la ligne micro-ruban est fixée à 1mm afin de rester en zone de champ proche.

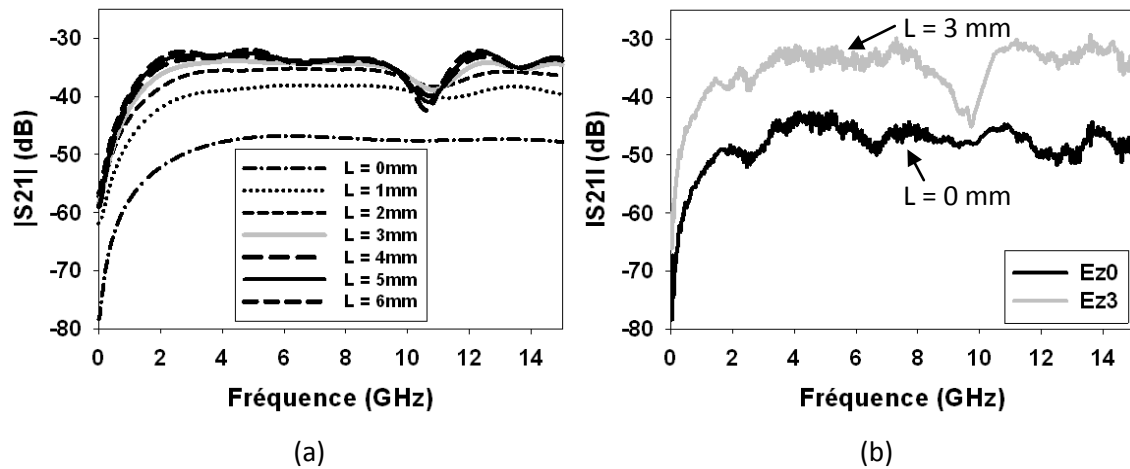


Figure 56 : Module du coefficient de transmission S_{21} entre la sonde et la ligne micro-ruban pour différentes longueur L de brin (a) simulation et (b) expérimentation

Pour une longueur de brin $L = 0\text{ mm}$, soit la sonde Ez_0 , le module du coefficient de transmission $|S_{21}|$ est d'environ -50 dB , aussi bien en simulation qu'expérimentalement. Ceci signifie que lors de l'injection d'une perturbation par la sonde placée à 1mm au-dessus de la ligne, on aura au minimum une perte de 50 dB de puissance. Sachant que l'on utilise un générateur HF associé à un amplificateur pouvant fournir au maximum une puissance de 43 dBm , seule une puissance de -7 dBm au maximum sera transmise. Ainsi un compromis doit être fait afin que la sonde soit la plus large bande possible mais capable d'injecter une puissance rayonnée suffisante pour perturber des circuits électroniques. Nous utiliserons ainsi pour des études en émission la sonde Ez_3 .

Le creux observé autour de la fréquence de 10 GHz est probablement lié à la longueur totale de la ligne. En effet, à la fréquence adéquate des résonances peuvent apparaître et la ligne peut avoir un comportement d'antenne. Ce comportement se traduit par une augmentation des pertes par rayonnement de la ligne et donc par une diminution du coefficient de transmission.

Maintenant que la bande passante, le pouvoir discriminant des champs et la puissance rayonnée par la sonde sont caractérisées, nous allons nous intéresser à l'étude de la résolution spatiale des sondes.

3.5 RESOLUTION SPATIALE DES SONDES EZL

L'un des critères important en zone de champ proche est la résolution spatiale des sondes. Elle correspond à la capacité de la sonde à dissocier deux sources d'émission proches l'une de l'autre. La résolution spatiale est directement liée à la dimension de la sonde et à la distance entre la sonde et l'échantillon [Van Labeke (Tl), 1998].

Dans l'étude suivante, nous simulons le champ électrique rayonné par la sonde Ez0 pour différentes réductions d'échelle des dimensions de cette dernière (Tableau 5). La simulation est réalisée pour différentes distances h entre la sonde et le point de mesure. Nous simulons aussi une sonde EzOr pour laquelle le diamètre externe est le même que la sonde Ez0 mais possédant un diamètre de brin interne 10 fois inférieur, soit de $50 \mu m$.

Sonde Ez0 (a)	Sonde EzOr (b)	Sonde Ez0 (Echelle 1/2) (c)	Sonde Ez0 (Echelle 1/10) (d)
$d1 = 2.2 \text{ mm}$	$d1 = 2.2 \text{ mm}$	$d1 = 1.1 \text{ mm}$	$d1 = 0.22 \text{ mm}$
$d3 = 0.51 \text{ mm}$	$d3 = 51 \mu m$	$d3 = 0.255 \text{ mm}$	$d3 = 51 \mu m$

Tableau 5 : Diamètres des brins internes, externes des câbles constituant les sondes pour l'étude de résolution spatiale

Nous avons normalisé l'amplitude des champs rayonnés par rapport à leurs maxima. Nous étudions la largeur du pic de champ rayonné à mi-hauteur pour juger de la résolution spatiale. Plus la largeur à mi-hauteur est importante, moins la résolution spatiale est bonne. Une sonde parfaite présenterait un pic de Dirac soit une largeur à mi-hauteur qui tend vers 0.

La Figure 57 présente les résultats de simulation obtenus pour les quatre sondes (a), (b), (c), (d).

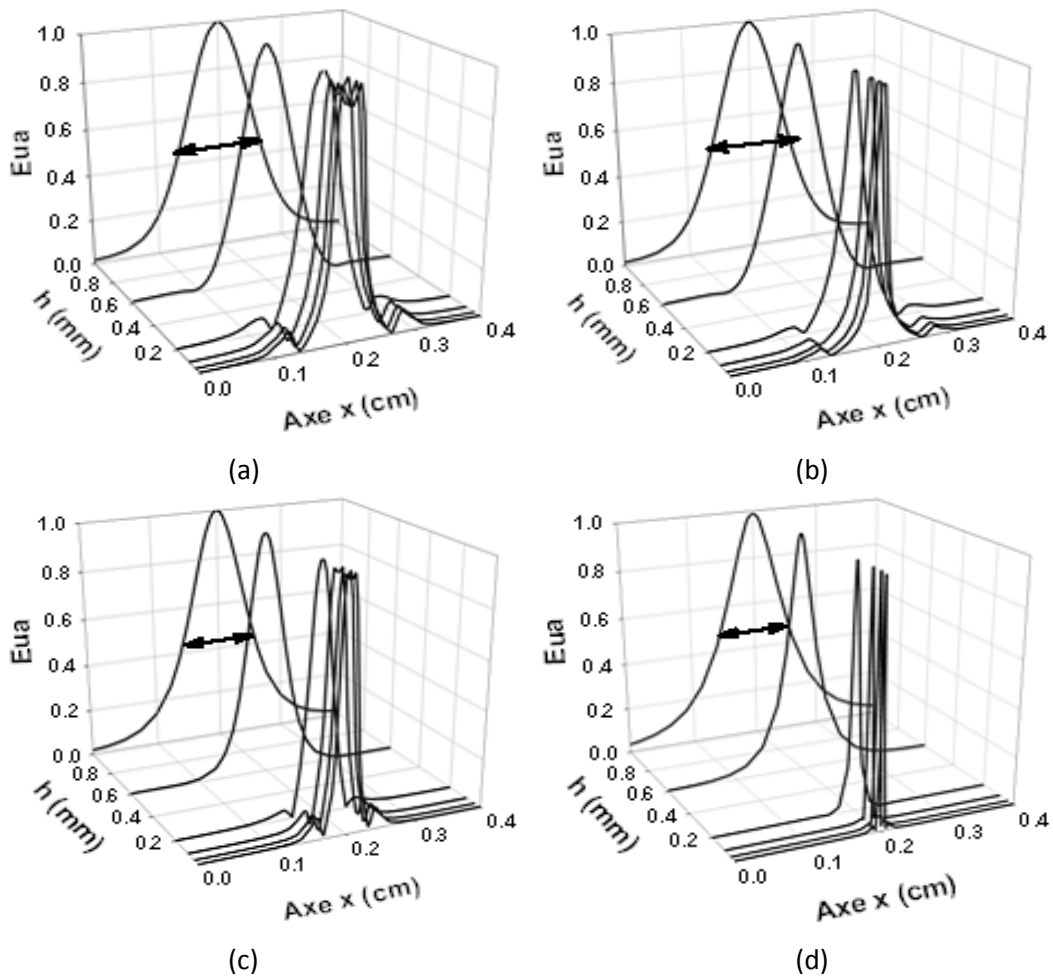


Figure 57 : Amplitude normalisée de la composante E_z du champ électrique rayonné en fonction de la distance h entre la sonde et le point de mesure pour différents diamètres internes et externes des sondes (a) $Ez0$; (b) $EzOr$; (c) Sonde $Ez0$ (Echelle 1/2) ; (d) Sonde $Ez0$ (Echelle 1/10)

Le diamètre interne joue sur la finesse à mi-hauteur de la raie, et le diamètre externe sur la largeur de la base de cette raie. Comparons les courbes (a) et (b), issues de sondes de mêmes diamètres externes mais de diamètres internes différents. La sonde (a) de diamètre interne de 0.51 mm présente une largeur à mi-hauteur plus large que la sonde (b) de diamètre interne de $51\text{ }\mu\text{m}$. La base de leurs raies est quand à elle de même largeur. Comparons maintenant les sondes (a), (c), (d) pour lesquelles les diamètres ont subi une réduction d'échelle respectivement de 1, 2 et 10. On note que plus le diamètre de la sonde est petit plus la raie est fine pour des distances h très petites. Pour mieux voir l'effet de la distance sur l'affinement des raies, nous avons reporté sur la Figure 58, la largeur à mi-hauteur en fonction de la distance h pour chacune des sondes.

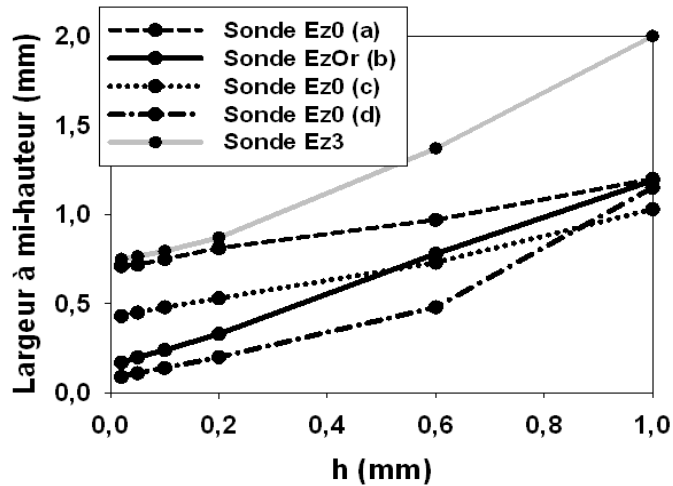


Figure 58 : Largeur à mi-hauteur des amplitudes de la composante E_z rayonnée en fonction de la distance h pour différents diamètres de sonde.

La Figure 58 montre qu'à une distance h de 1 mm la largeur à mi-hauteur de l'amplitude de la composante E_z rayonnée est quasiment identique pour toutes les sondes (a), (b), (c) et (d). Par contre on voit nettement que la largeur à mi-hauteur diminue avec le diamètre interne de la sonde pour des distances h inférieures à 1 mm.

La courbe grise représente l'évolution du champ E_z à mi-hauteur de la sonde Ez3. Comparons le comportement de la sonde Ez0(a) et Ez3. La largeur à mi-hauteur est bien plus grande pour la sonde Ez3 pour des distances supérieures à 0.2 mm. Ceci correspond à une moins bonne résolution spatiale de la sonde Ez3. Ce résultat explique pourquoi, avec la sonde Ez3, la cartographie du champ E_z de la ligne micro-ruban (Figure 52), réalisée à une distance h de 0.5 mm, se rapproche moins de la théorie que lors de l'utilisation de la sonde Ez0 (Figure 54).

La sonde EzOr (Tableau 5) est réalisée en soudant un fil d'or de 50 μm de diamètre au brin interne de la sonde. Nous comparons la composante E_z rayonnée par la ligne micro-ruban mesurée au dessus d'un ventre électrique avec les sondes Ez0(a) et EzOr(b). Les résultats sont comparés à la simulation de la composante E_z rayonnée par la ligne micro-ruban (Figure 59). La ligne est excitée à 10 GHz et la distance h entre la sonde et la ligne est de 0.2 mm.

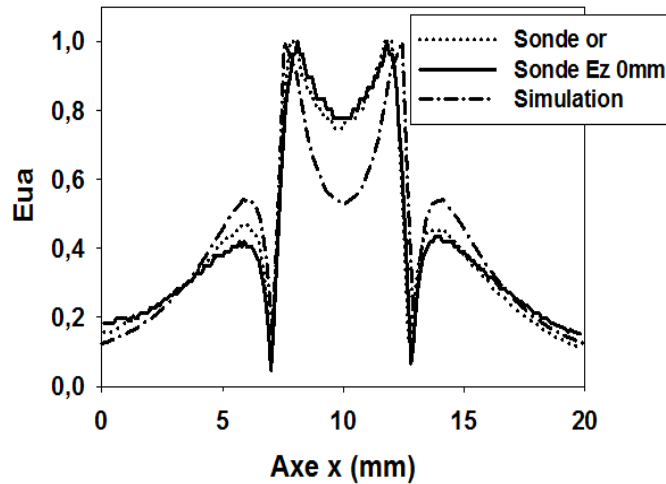


Figure 59 : Comparaison de la composante E_z à celle obtenue par une ligne micro-ruban par mesure et par simulation à $f = 10 \text{ GHz}$

On note pour la sonde avec le brin en or des lobes secondaires plus proches de la simulation qu'avec la sonde Ez0. Cependant il est difficile de voir une véritable différence. On voit ici, l'influence de la distance entre la sonde et l'échantillon sur la résolution spatiale. En effet, même en ayant diminué le diamètre du brin interne de la sonde, si la distance entre la sonde et la ligne n'est pas inférieure à 0.2 mm , la résolution de la mesure n'est pas améliorée. Le banc expérimental actuel ne nous permet pas de diminuer davantage la distance entre la sonde et l'échantillon pour affiner et vérifier expérimentalement ce résultat. Néanmoins, pour les études que nous réaliserons par la suite, il sera difficile à cause du relief des circuits électroniques d'atteindre des distances h inférieures à 0.5 mm . Aussi, il est inutile dans notre cas d'essayer de réduire les dimensions de nos sondes afin d'améliorer leur résolution spatiale.

3.6 INFLUENCE DES SONDES E SUR LES MESURES

Un des paramètres importants lors de la réalisation de cartographies EM de composants sous test est l'influence de la sonde sur le fonctionnement du composant et sur les champs rayonnés par ce dernier.

Nous étudions dans un premier temps l'influence de la sonde sur le fonctionnement du dispositif sous test. Pour cela, nous décidons d'analyser l'influence de la sonde sur le module du coefficient de transmission S_{21} de la ligne micro-ruban (Figure 60).

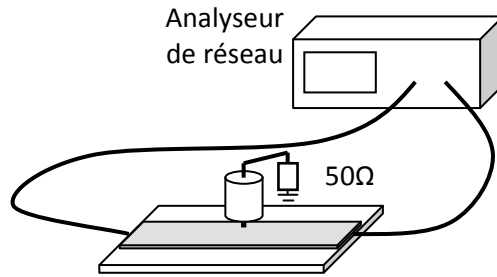


Figure 60 : Principe de mesure du module du coefficient de transmission d'une ligne micro-ruban placée sous une sonde non excitée

L'étude est réalisée avec la sonde Ez3 et Ez0. La sonde n'est pas excitée, elle est simplement chargée par 50 Ω. Elle est ensuite placée à une distance $h = 0.5 \text{ mm}$ au-dessus du centre de la ligne. Les résultats sont présentés sur la Figure 61.

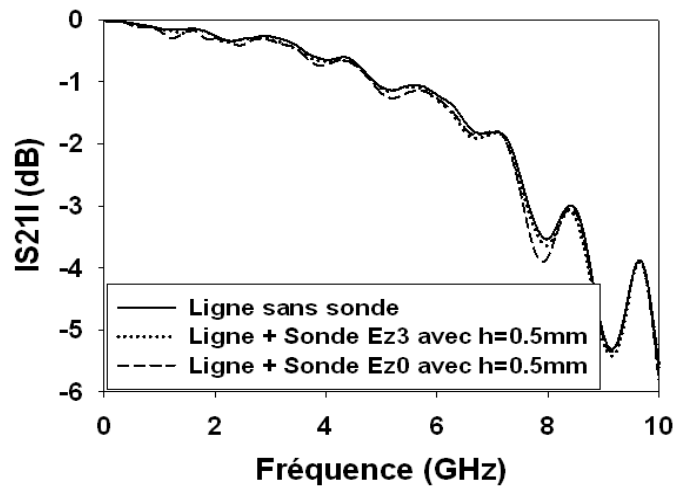


Figure 61 : Mesure de l'influence de la sonde sur le coefficient de transmission de la ligne micro-ruban

Le module du coefficient de transmission de la ligne micro-ruban avec et sans la présence de la sonde est quasi identique. La sonde a donc une influence négligeable sur le fonctionnement du circuit passif.

Vérifions maintenant l'influence de la sonde sur les lignes de champs rayonnées par le dispositif. Pour cela nous étudions par simulation l'influence de la sonde sur le rayonnement de la ligne micro ruban. Nous comparons sur le résultat de la Figure 62 la composante E_z rayonnée par la ligne à une distance de 0.2 mm avec et sans la présence de la sonde Ez0. Encore une fois la sonde n'est pas excitée. Elle est seulement chargée par 50 Ω.

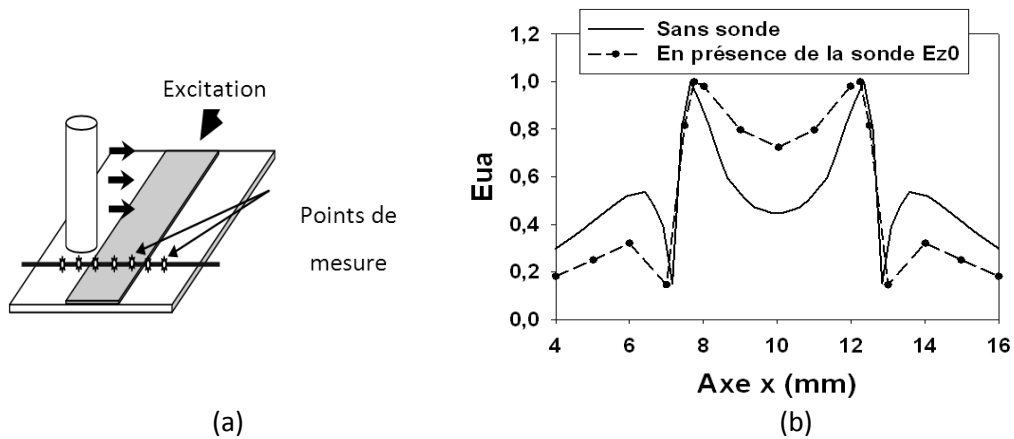


Figure 62 : Simulation de la composante E_z rayonnée à une hauteur $h = 200 \mu\text{m}$ de la ligne micro-ruban seul et en présence de la sonde

Le champ rayonné seul et en présence de la sonde est différent. En effet, sans la sonde, un creux est relevé au milieu de la ligne ($x = 10 \text{ mm}$). En présence de la sonde, ce creux est moins important et l'amplitude des lobes secondaires de chaque côté de la ligne est moins importante. Ces creux et ces lobes secondaires sont identiques à ceux observés lors des mesures de la composante E_z rayonnée par la ligne micro-ruban avec la sonde $Ez0$ (Figure 59). Aussi, la résolution de la mesure est liée à l'influence de la sonde sur le rayonnement du dispositif sous test.

Maintenant que nous avons caractérisé les sondes liées au champ électrique, nous nous intéressons aux sondes liées au champ magnétique.

4 CARACTERISATION : SONDES LIEES AU CHAMP MAGNETIQUE

Les sondes liées au champ magnétique sont réalisées à partir d'un câble coaxial semi-rigide de dimensions identiques à celles des sondes liées au champ électrique. Pour interagir avec la composante magnétique des champs rayonnés par un dispositif, les sondes présentent une boucle formée par le brin interne du câble coaxial. Suivant l'orientation de cette boucle, il est possible de capter la composante x , y ou z du champ.

Dans cette section, seule la sonde liée à la composante verticale H_z du champ magnétique est étudiée. Les sondes H_x ou H_y ont été caractérisées par différentes personnes et plusieurs informations sont données dans [Castagnet, 2007], [Baudry *et al.*, 2006], [Boyer, 2007]. De plus les sondes H_x et H_z sont, mise à part l'orientation de la boucle, quasiment identiques. Aussi la majeure partie des conclusions obtenues sur la sonde H_z seront valables pour les sondes H_x et H_y .

La première étude présentée ci-dessous montre l'effet du diamètre de la boucle sur le coefficient de réflexion S_{11} de la sonde. Nous étudierons ensuite la limite fréquentielle de nos sondes au-delà

de laquelle le champ électrique capté devient prédominant par rapport au champ magnétique. Enfin nous présenterons quelques solutions pour utiliser des sondes magnétiques du type coaxial à des fréquences plus élevées.

4.1 ETUDE DU COEFFICIENT DE REFLEXION

Comme pour les sondes liées au champ électrique, nous voulons déterminer la bande passante de fonctionnement des sondes liées au champ magnétique. Nous étudions l'influence du diamètre de boucle sur le coefficient de réflexion de la sonde. Cette étude est réalisée expérimentalement et par simulation avec le logiciel CST MWS.

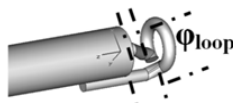


Figure 63 : Dessin de la sonde liée à la composante verticale H_z champ magnétique

La sonde est dessinée sous le logiciel CST. Un port « Wave Guide » est utilisé pour l'exciter. Le diamètre externe initial de la boucle est de 2.51 mm . On le fait varier ensuite à 3.58 mm et 5.37 mm (Figure 64).

Sachant que le dessin de sonde fait intervenir une boucle et donc des courbes, le maillage doit être très fin par rapport à la surface de la boucle. Ainsi, la simulation des sondes magnétiques est beaucoup plus longue que celle des sondes électriques, à peu près dans un rapport six.

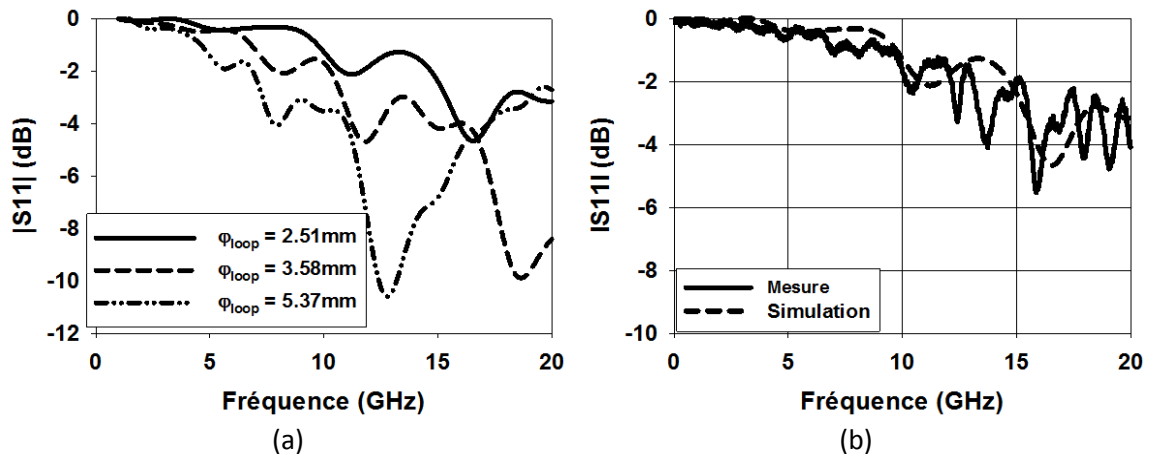


Figure 64 : Module du coefficient de réflexion S_{11} de la sonde liée à la composante verticale du champ magnétique (a) simulé pour différents diamètres de boucle. (b) Comparaison du coefficient de réflexion de la sonde pour un diamètre de 2.51 mm simulé et mesuré

De la même façon que pour le coefficient de réflexion de la sonde électrique, des fréquences de résonance sont mesurées. Les fréquences de résonance de ce type de sonde dépendent du

diamètre de la boucle φ_{loop} (Figure 64(a)) et apparaissent pour des circonférences de boucle proches de $\frac{\lambda}{2}$, c'est-à-dire pour des diamètres de boucle de l'ordre de :

$$\varphi_{loop} \cong \frac{c}{2\pi f} \quad (\text{Equ 21})$$

Pour un diamètre de 5,37 mm, la fréquence de résonance est de 13 GHz, pour 3,58 mm la fréquence de résonance est de 19 GHz et pour 2,51 mm la fréquence de résonance est de 29 GHz. Pour les mêmes raisons que la sonde électrique, c'est à dire pour que la sonde n'agisse pas comme une antenne en privilégiant une bande de fréquence sur la bande de caractérisation allant de quelques mégahertz à 20 GHz, nous choisissons d'utiliser une sonde dont le diamètre de la boucle est inférieur à 3 mm.

Nous avons réalisé une sonde avec un diamètre de boucle de 2.5 mm. Nous la nommerons pour la suite « sonde Hz1 ».

4.2 DISCRIMINATION DES CHAMPS RAYONNES PAR LA SONDE Hz1

Nous étudions à présent le rapport $\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|}$ des amplitudes des champs rayonnés par la sonde Hz1 afin de déterminer le type de champ rayonné par cette sonde. Cette étude est réalisée par simulation en fonction de la distance h entre la sonde et le point de mesure, et pour plusieurs fréquences. Les résultats sont montrés sur la Figure 65.

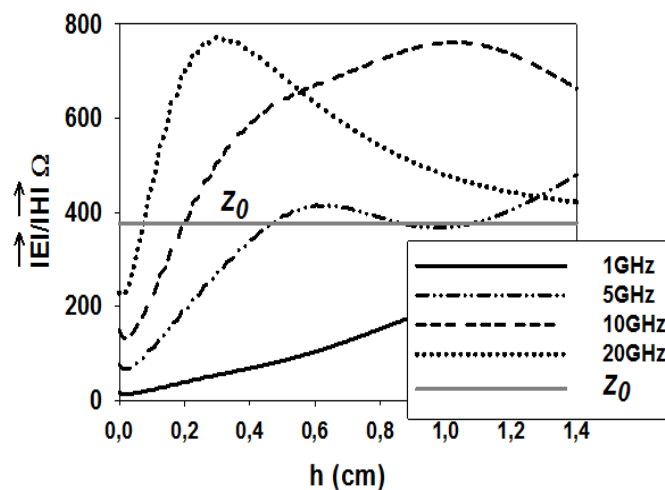


Figure 65 : Rapport $\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|}$ pour la sonde magnétique Hz1 pour différentes fréquences

La Figure 65 montre que plus la fréquence de travail est élevée, plus l'impédance de l'onde tend vers l'impédance du vide rapidement, c'est-à-dire sur une distance h courte. Ceci concorde parfaitement avec la théorie du champ proche présenté au chapitre précédent.

Pour une fréquence de 1 GHz , l'impédance de l'onde pour $h < 1.4\text{ cm}$, est inférieure à l'impédance du vide. La sonde a donc un comportement magnétique. Pour toutes les autres fréquences, le comportement devient rapidement électrique. Plus la fréquence augmente, plus la distance h pour laquelle la sonde a un comportement magnétique pur diminue.

Ainsi une première condition sur la bande de fréquence d'utilisation de la sonde Hz1 est notée. Au-delà de 5 GHz , la sonde captera un champ électrique non négligeable et de ce fait ne sera plus utilisable. Des cartographies sont présentées par la suite confirmant ces résultats.

4.3 COMPORTEMENT EN MODE RECEPTION VIA UNE LIGNE MICRO-RUBAN

Nous réalisons des cartographies en réception de la composante H_z rayonnée par la ligne micro-ruban chargée par un circuit ouvert (CO). Pour ces cartographies, la sonde Hz1 est placée à $0,5\text{ mm}$ au-dessus de la ligne. Les cartographies ont été réalisées aux fréquences de 4 GHz et 6 GHz (Figure 66).

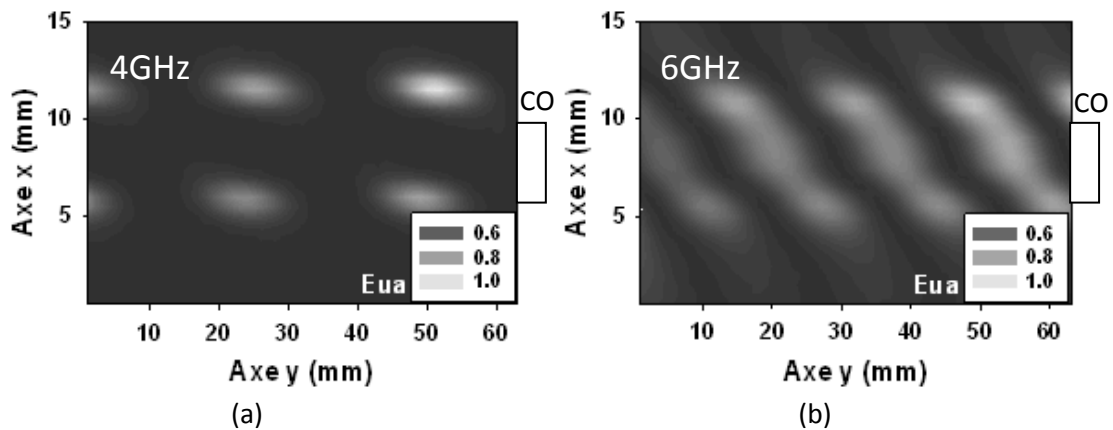


Figure 66 : Cartographie de la composante H_z rayonnée par la ligne micro-ruban chargée par un circuit ouvert pour les fréquences (a) 4 GHz et (b) 6 GHz

La cartographie à $f = 4\text{ GHz}$ (Figure 66 (a)) montre des zones de rayonnement de chaque côté de la ligne micro-ruban par rapport à son centre, ce qui correspond aux simulations de la Figure 32(b). Lorsque la fréquence d'excitation de la ligne augmente, des zones de rayonnement apparaissent également au centre de la ligne micro-ruban (Figure 66 (b)). Ces zones sont dues à la capture par la sonde Hz1 de la composante E_z rayonnée par la ligne. Comme vu précédemment, la fréquence d'utilisation de la sonde Hz1 se limitera à 4 GHz (Figure 65).

La cartographie de la Figure 66(a) à 4 GHz présente aussi une dissymétrie des ventres par rapport au centre. Cette dissymétrie peut être expliquée de diverses façons. Premièrement, les sondes sont réalisées à la main. Malgré une extrême rigueur, il se peut que la boucle ne soit pas parfaitement plane. Ensuite la sonde Hz1 présente une dissymétrie sur la boucle de par sa conception. La capture de la composante H_z n'est donc pas homogène sur toute la boucle. En effet, la structure présente en réalité deux boucles. La boucle principale est parallèle au circuit sous test. La deuxième boucle est perpendiculaire à la ligne micro-ruban et ramène une composante H_x ou H_y suivant la position de la sonde. On peut d'ailleurs par simulation faire apparaître ce phénomène en regardant les différentes composantes du champ magnétique rayonnées par la sonde Hz1.

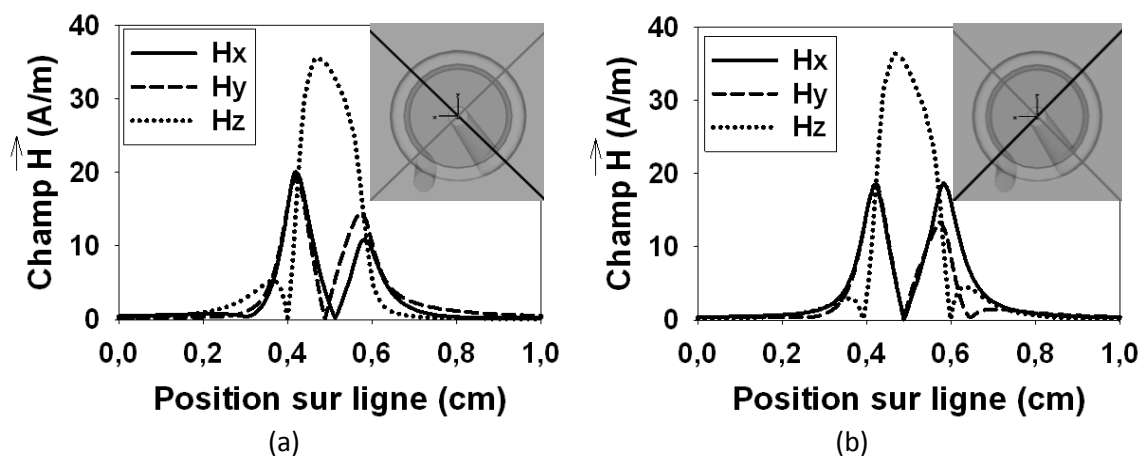


Figure 67 : Composantes H_x , H_y et H_z rayonnées par la sonde Hz1 pour deux orientations de la sonde (a) et (b).

Premièrement, si on s'intéresse seulement à la composante H_z du champ magnétique rayonné par la sonde, une légère dissymétrie est observée sur le pic et sur l'amplitude de la base. De plus, les composantes H_x et H_y rayonnées par la sonde ne sont pas totalement négligeables et suivant la position de la sonde, ne sont pas symétriques. Un défaut de symétrie sera perceptible sur la cartographie.

Lors de cartographies de structures symétriques telles que des lignes micro-ruban, il est possible suivant le placement de la sonde de compenser ces défauts. Par contre sur des structures plus complexes telles que des circuits électroniques, la compensation est plus difficile voire impossible. Ainsi, selon le positionnement de la sonde, les cartographies du champ magnétique vertical seront légèrement différentes. Néanmoins, ce type de sonde permet une étude préliminaire tout à fait correcte et ne gêne en rien la localisation des zones rayonnantes ou vulnérantes des circuits.

4.4 REALISATION DE CARTOGRAPHIES EN HAUTE FREQUENCE

Les études précédentes ont montré que la fréquence de fonctionnement de la sonde Hz1 ne pouvait excéder 4 GHz. En effet, au-delà, la composante E_z captée par la sonde n'est plus négligeable. Nous présentons dans les parties suivantes quelques variantes de cette sonde permettant la réalisation de cartographies à des fréquences plus élevées.

La première solution mentionnée dans la présentation des sondes pour limiter l'influence du champ électrique est le blindage. Ce blindage est cependant difficile à réaliser pour des boucles de petit diamètre en technologie coaxiale. Cependant, même avec une technologie coaxiale il est possible de réaliser des cartographies à des fréquences plus élevées. La solution présentée en section 1, est d'utiliser une sonde adaptée Hz2. Pour cela, il suffit de calculer le bon diamètre de boucle. Cela réduit néanmoins la bande passante de la sonde. L'autre solution est d'utiliser une sonde que nous appellerons sonde haute impédance HzHF. Ces deux solutions sont analysées ci-après.

4.4.1 SONDE ADAPTEE

La sonde Hz2 est adaptée à la fréquence de 10 GHz. Pour cela, un diamètre de boucle de 6.5 mm est calculé. Le coefficient de réflexion est mesuré puis présenté sur la Figure 68. Une fréquence de résonance est effectivement mesurée à 10 GHz.

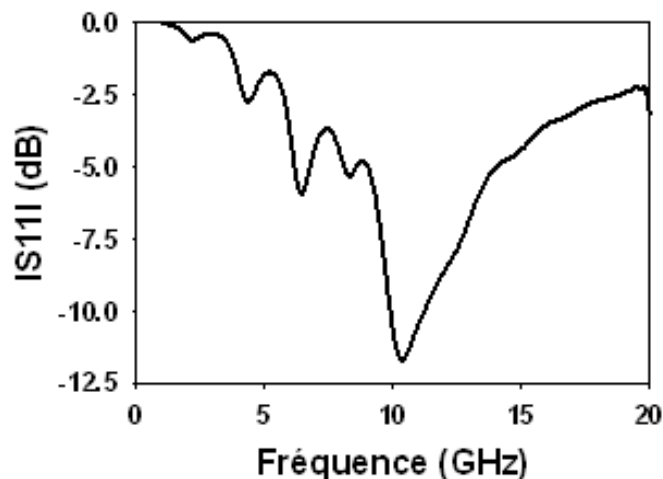


Figure 68 : Module du coefficient de réflexion mesuré de la sonde Hz2 adapté à $f = 10$ GHz

L'étude du rapport $\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|}$ de cette sonde suivant l'axe z est présentée sur la Figure 69 pour plusieurs fréquences.

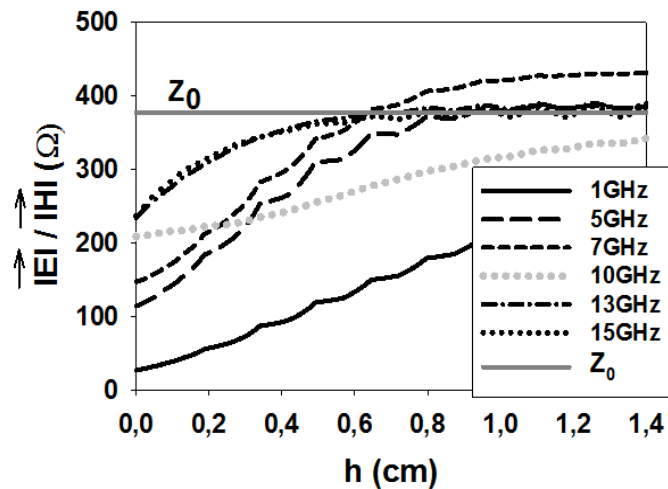


Figure 69 : Rapport des amplitudes $\frac{|E|}{|H|}$ pour la sonde Hz2 en fonction de h pour différentes fréquences

Pour des fréquences d'excitation allant de 1 GHz à 7 GHz la sonde a un comportement magnétique pour des distances h inférieures à 6 mm. Ensuite à la fréquence de 10 GHz, la sonde a un comportement magnétique jusqu'à des distances supérieures à 1,4 cm. Enfin pour des fréquences supérieures à 10 GHz, la distance h pour laquelle la sonde a un comportement magnétique diminue. Cela montre la bande de fréquence pour laquelle la sonde Hz2 est utilisable. Cette sonde peut ainsi être utilisée pour des fréquences allant jusqu'à 10 GHz voire au-delà si h reste inférieure à 6 mm.

Une cartographie du champ émis par la ligne micro-ruban est réalisée avec la sonde Hz2. La ligne laissée en circuit ouvert est excitée à 10 GHz. La sonde est placée à une hauteur $h = 0.5$ mm au-dessus de la ligne.

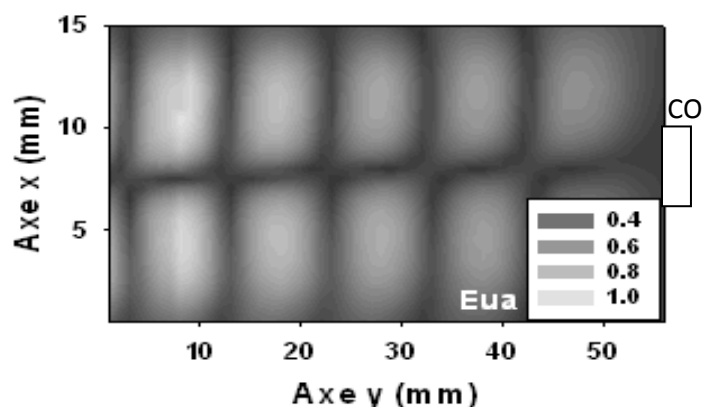


Figure 70 : Cartographie de la composante H_z rayonnée par la ligne micro-ruban avec la sonde Hz2 pour $f = 10$ GHz

La cartographie de la Figure 70 présente des ventres et des nœuds magnétiques de chaque côté de la ligne comme attendu. Ces ventres et ces nœuds sont bien symétriques par rapport au centre de la ligne. Aucun champ électrique ne vient perturber la capture du champ magnétique. Cependant,

on note que les ventres ont une taille imposante par rapport à ceux obtenus par simulation (Figure 32(b)). Cela provient de la mauvaise résolution spatiale de la sonde. En effet, pour que la sonde soit adaptée à la fréquence de 10 GHz , son diamètre de boucle est de 6.5 mm . Sachant que la résolution spatiale d'une sonde est directement liée à cette dimension, elle est d'autant moins bonne que le diamètre de la boucle est grand. L'effet est d'autant plus visible que le diamètre de boucle devient supérieur aux dimensions du dispositif cartographié comme dans le cas présent si on considère la largeur du ruban.

L'autre inconvénient de cette sonde, est qu'elle a un comportement d'antenne et favorisera ainsi la réception de certaines fréquences par rapport à d'autres dans la bande de fréquence d'étude. Cependant, il est néanmoins possible grâce à ce type de sonde, de réaliser des cartographies à des fréquences supérieures à 4 GHz .

Une autre solution permettant de réaliser des cartographies à des fréquences supérieures à 4 GHz tout en conservant la résolution spatiale de la sonde Hz1 est présentée dans la section suivante.

4.4.2 SONDE EN HAUTE IMPEDANCE

En observant lors des simulations les champs électriques et magnétiques présents sur la boucle des sondes magnétiques pour des fréquences allant de quelques MHz à quelques GHz, on se rend compte que pour les basses fréquences, seul un ventre magnétique existe sur la boucle. La sonde étant en court circuit, la tension est nulle à son extrémité et aucun rayonnement électrique n'est possible. Le courant lui est maximal en bout de sonde et implique un rayonnement magnétique. Si on augmente la fréquence, la longueur d'onde diminue et des ventres électriques prennent place sur la boucle. La présence d'un ventre électrique influe sur la capture du champ électrique. Ainsi pour réaliser une sonde magnétique exclusivement liée au champ magnétique en haute fréquence, il faut confiner les ventres électriques hors de la zone active de la sonde, soit hors de la boucle. Comme les ventres magnétiques sont en opposition de phase avec les ventres électriques, nous choisissons d'étudier une sonde en haute impédance où l'extrémité de la sonde est laissée en circuit ouvert (Figure 71). Cette sonde est nommée HzHF.

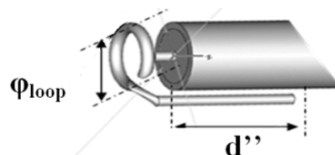


Figure 71 : Dessin de la sonde en haute impédance HzHF et paramètres géométriques

Dû au circuit ouvert, un ventre de tension apparaît en bout de sonde. La longueur d'' est calculée afin de confiner le ventre de tension sur cette longueur. Ensuite, la circonférence de la boucle $\pi\phi_{loop}$ est calculée pour y confiner un ventre de courant et donc un rayonnement magnétique.

Le schéma suivant représente les maxima de rayonnement électrique et magnétique sur la sonde lorsque la boucle est dépliée.

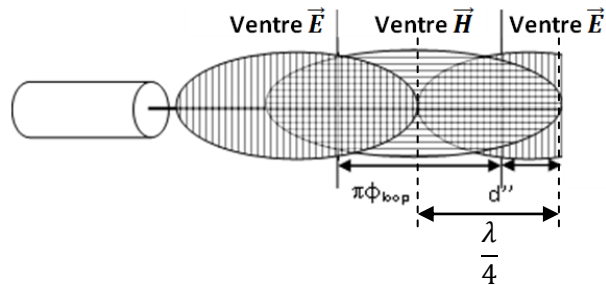


Figure 72 : Emplacement des ventres électriques et magnétiques sur la sonde H_z haute impédance déroulée

Si $d'' = \frac{\lambda}{8}$ et $\pi\phi_{loop} = \frac{\lambda}{4}$ un ventre magnétique se trouve sur la boucle. La sonde capte alors majoritairement le champ magnétique H_z .

Le coefficient de réflexion de cette sonde est simulé et mesuré. Son module est représenté sur la Figure 73.

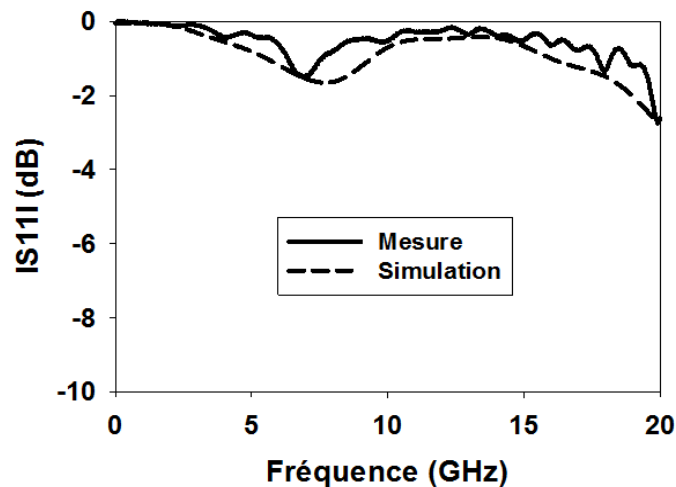


Figure 73 : Module du coefficient S_{11} de réflexion de la sonde H_z haute impédance mesuré et simulé

Cette sonde ne présente pas de pic de résonance dans la bande de fréquence allant de quelques mégahertz à 20 GHz. Elle paraît donc adéquate pour réaliser des cartographies hautes fréquences. Nous devons cependant vérifier son pouvoir de discrimination du type de champs. Ainsi, nous étudions son rapport $\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|}$.

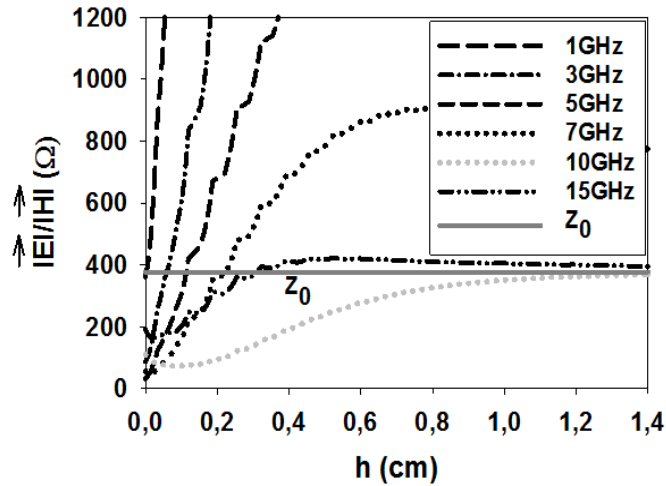


Figure 74 : Simulation du rapport $\frac{|E|}{|H|}$ de la sonde magnétique HzHF en fonction de la distance h

Le rapport $\frac{|E|}{|H|}$ présenté sur la Figure 74 montre effectivement qu'à la fréquence $f = 10 \text{ GHz}$, la sonde HzHF a un comportement magnétique. Par contre, contrairement aux autres sondes, son extrémité est laissée en circuit ouvert. Elle capte alors majoritairement un champ électrique en basse fréquence. Elle n'est donc pas large bande.

La sonde magnétique HzHF est réalisée. Dans un premier temps, nous prenons $d'' = \frac{\lambda}{8}$ soit $3,61 \text{ mm}$, ce qui la rend fonctionnelle à 10 GHz . Ensuite $d'' = 7 \text{ mm}$, la sonde n'est donc plus fonctionnelle à 10 GHz . Dans les deux cas, le diamètre de la boucle φ_{loop} est égale à 2.3 mm soit $\frac{\lambda}{4}$.

Une cartographie en réception de la ligne micro-ruban est réalisée avec les deux configurations de sondes. La fréquence d'excitation est de 10 GHz et la sonde est placée à 0.5 mm au-dessus de la ligne micro-ruban chargée par un circuit ouvert.

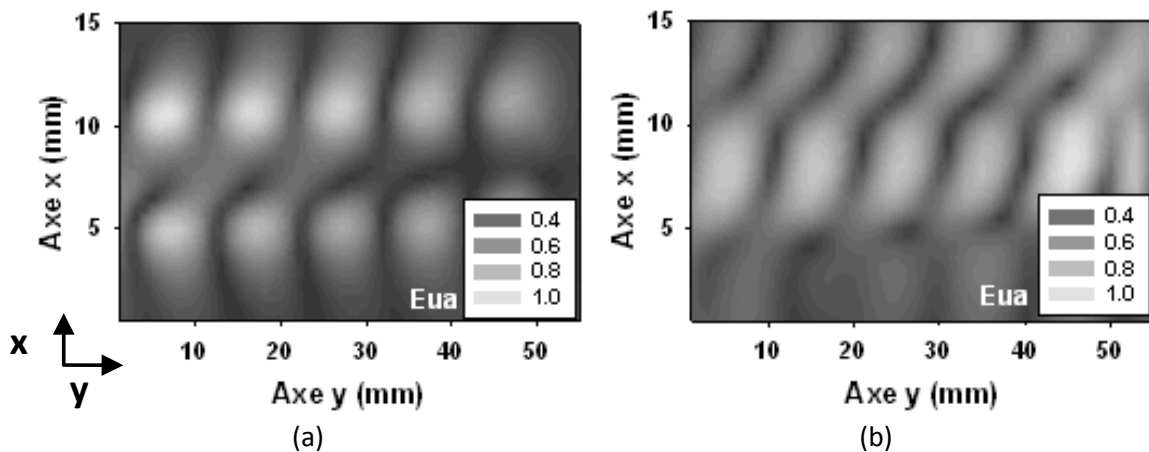


Figure 75 : Cartographie de la composante H_z du champ magnétique rayonnée par la ligne micro-ruban à $f=10\text{GHz}$ avec la sonde HzHF lorsque (a) $d'' = 3.61 \text{ mm}$ et (b) $d'' = 7 \text{ mm}$

Les cartographies réalisées sur la Figure 75 présentent des ventres de chaque côté de la ligne micro-ruban tels que l'annonce la théorie. Pour $d'' = 7 \text{ mm}$ (Figure 75 (b)), la sonde n'est pas fonctionnelle à 10 GHz , la cartographie montre une forte influence du champ électrique sur la mesure. Pour $d'' = 3.61 \text{ mm}$ (Figure 75 (a)), la sonde est fonctionnelle à 10 GHz , le rayonnement est localisé de chaque côté de la ligne micro-ruban, l'influence du champ électrique est négligeable. De par le diamètre de la boucle de $\frac{\lambda}{4} = 2.5 \text{ mm}$, les maxima mesurés par la sonde HzHF sont plus fins que la cartographie réalisée avec la sonde adaptée Hz2 (Figure 70). La sonde haute impédance HzHF possède donc une meilleure résolution spatiale que la sonde Hz2.

5 CONCLUSION SUR LA CARACTERISATION DES SONDES

Dans ce chapitre, nous avons caractérisé les sondes de champ proche. Les sondes ont été réalisées à partir d'un câble coaxial semi-rigide classiquement utilisé en hyperfréquence. Ces câbles présentent un diamètre interne de 0.5 mm et externe de 2 mm . Nous avons principalement caractérisé les sondes liées à la composante z du champ électrique et magnétique. Pour cela, nous avons réalisé :

- des études propres aux sondes : coefficients de réflexion S_{11} , études des champs rayonnées,
- des études de l'interaction entre les sondes et une ligne micro-ruban : basée sur des cartographies en réception et une analyse de l'influence de la sonde sur la ligne.

Ces études ont été réalisées expérimentalement et complétées par des simulations.

Sondes E_z liée à la composante z du champ électrique:

Deux sondes ont été étudiées. Une sonde nommée E_z0 dont le brin interne ne sort pas et une sonde nommée E_z3 où le brin interne sort d'une longueur $L = 3 \text{ mm}$. L'étude du module du coefficient de réflexion nous a permis de déterminer une longueur de brin L maximale de 3 mm pour que la sonde reste large bande.

Pour la réalisation de cartographies en réception, nous souhaitons avoir la meilleure résolution spatiale possible. Pour la réalisation de cartographies en agression, nous souhaitons un coefficient de transmission suffisamment élevé pour induire des perturbations lors de l'injection d'un signal d'agression sur des circuits électroniques.

- Lors des cartographies de la ligne micro-ruban, la sonde E_z0 a donné des résultats plus proches des simulations que la sonde E_z3 , car elle possède une meilleure résolution

spatiale à la distance d'étude souhaitée. Cette raison a été appuyée par l'étude de la largeur à mi-hauteur de la composante E_z du champ électrique rayonnée par ces sondes.

- L'étude du coefficient de transmission entre les sondes et une ligne micro-ruban a montré que la sonde Ez3 transmettait plus de puissance que la sonde Ez0. En effet, la sonde Ez3 présente un meilleur coefficient de transmission que la sonde Ez0.

Nous avons donc décidé, pour la suite, d'utiliser la sonde Ez0 pour les études en réception et la sonde Ez3 pour les études en agression.

Sondes Hz liée à la composante z du champ magnétique :

Comme pour les sondes liées au champ électrique, nous avons utilisé des sondes de type coaxiales pour leur simplicité de réalisation. L'étude du coefficient de réflexion S11 a montré des fréquences de résonance dans la bande de fréquence allant de quelques MHz à 20 GHz pour des diamètres de boucles supérieures à 3 mm. Nous avons alors dans un premier temps réalisé une sonde Hz1 de diamètre de boucle égale à 2.5 mm. Cette sonde a montré de bons résultats de cartographies jusqu'à 4 GHz. Au-delà, la sonde capte une composante E_z non négligeable la rendant inutilisable.

Nous avons cherché ensuite des solutions pour réaliser des études à des fréquences plus élevées tout en gardant la même technologie de sonde.

- La première solution est d'utiliser une sonde Hz2 dont le diamètre de la boucle rend la sonde adaptée à la fréquence d'étude souhaitée.
- La deuxième solution est d'utiliser une sonde dite en haute impédance HzHF, c'est-à-dire que la boucle n'est pas fermée sur la masse. Ceci permet de localiser un ventre de courant sur la partie active de la sonde, c'est-à-dire sur la boucle.

Ces deux solutions ont permis la réalisation de cartographies en réception de la ligne micro-ruban excitée à la fréquence de 10 GHz. La sonde HzHF a montré une meilleure résolution spatiale que la sonde Hz2, mais une bande de fréquence de fonctionnement plus petite.

Pour les études futures, les circuits sur lesquels nous travaillerons ne fonctionneront pas au-delà de 3 GHz. De plus la fréquence des signaux d'agression que nous injecterons n'excèdera pas cette dernière fréquence. Par conséquent, nous pourrons utiliser la sonde Hz1.

Sondes Hx et Hy liées aux composantes x ou y du champ magnétique :

Nous n'avons pas traité le cas des sondes magnétiques pour l'étude des composantes x et y du champ magnétique. Cependant, ce type de sonde est basé sur le même principe de fonctionnement que la sonde Hz1. Les mêmes limites fréquentielles et de résolution spatiale peuvent y être

associées. Les sondes liées aux composantes x et y du champ magnétique que nous utiliserons seront nommées H_x1 et H_y1 et auront un diamètre de boucle identique à H_z1 .

IV. ETUDE ELECTROMAGNETIQUE D'UNE DIODE SCHOTTKY

<u>1</u>	<u>Diode étudiée</u>	84
1.1	<u>Modélisation statique</u>	87
1.2	<u>Modélisation dynamique</u>	88
<u>2</u>	<u>Susceptibilité EM de la diode</u>	90
2.1	<u>Montages expérimentaux</u>	91
2.2	<u>Etude de susceptibilité</u>	94
2.3	<u>Injection en mode conduit</u>	98
2.4	<u>Injection en mode rayonné</u>	108
2.5	<u>Comparaison des phénomènes : Conduit/rayonné</u>	123
<u>3</u>	<u>Conclusion sur l'étude de la diode</u>	125

L'étude de susceptibilité de circuits électroniques n'est pas immédiate. En effet, il faut tenir compte du couplage entre le signal d'agression et le circuit sous test, de la propagation de ce signal d'agression et enfin il faut étudier les effets sur le circuit. Ainsi, il est nécessaire de connaître une quantité importante d'informations sur la structure interne du circuit pour en caractériser la susceptibilité. Ces données ne sont pas toujours disponibles pour des circuits complexes mais peuvent être déterminées pour des composants simples. Notre choix s'est porté sur un composant actif simple fonctionnant dans le domaine des hyperfréquences, une diode Schottky. Le choix est d'autant plus intéressant que ces diodes sont des composants utilisés dans de nombreux systèmes pour la détection des signaux hyperfréquences. L'étude de l'effet d'un signal d'agression sur ce composant simple devrait ainsi nous donner des indications sur les phénomènes observés lors de l'agression de circuits plus complexes.

Pour analyser la susceptibilité de la diode Schottky face à une agression électromagnétique, nous étudierons l'effet d'un signal d'agression sur la courbe courant/tension de la diode. Ce signal est injecté de deux façons. La première consiste à injecter le signal en mode conduit à travers une capacité d'impédance négligeable aux fréquences d'agression. La deuxième consiste à injecter le signal en mode rayonné via les sondes de champ proche. Pour interpréter et analyser les résultats obtenus, nous modéliserons et simulerons l'ensemble composé de la diode et des systèmes d'injection.

Ce chapitre est structuré de la façon suivante :

Dans un premier temps, nous présenterons la diode d'étude. Dans un deuxième temps, des mesures de caractéristiques statiques I/V et de paramètres S de la diode seront réalisées afin d'obtenir son modèle électrique. Dans un troisième temps, nous décrirons les montages expérimentaux dédiés aux deux modes d'injection, conduit et rayonné. Chaque montage comprend, le système d'injection conduit ou rayonné et la diode. Les montages seront ensuite modélisés. Pour chacun d'eux, les effets induits par le signal d'agression seront analysés puis expliqués. Dans un quatrième temps, nous récapitulerons les effets observés pour chacun des modes d'injection et les comparerons. Enfin, nous conclurons ce chapitre.

1 DIODE ETUDIEE

La diode Schottky sous test est une diode HSMS 2850 d'Agilent Technologies. Ce type de diode peut être utilisé dans différents appareils de mesure comme par exemple les wattmètres, dans les systèmes de communication hautes fréquences pour la réalisation de mélangeurs ou encore en

RFID (Radio Frequency Identification) pour détecter des signaux lorsqu'aucune source de polarisation n'est disponible. C'est d'ailleurs pour cette dernière application que cette diode a été optimisée. Elle permet ainsi de détecter des signaux de puissance inférieure à -20 dBm et de fréquence inférieure à 1.5 GHz sans polarisation.

Dans ce chapitre, nous ne présentons pas le principe physique de fonctionnement de la diode Schottky [Mathieu, 2001]. Nous proposons plutôt une brève présentation du modèle compact de ce composant que nous utiliserons par la suite pour simuler son fonctionnement.

Le document constructeur [Agilent Technologies HSMS 28XX] fournit les paramètres Spice de la diode. Ces derniers sont récapitulés dans le Tableau 6 :

Paramètre	Unité	HSMS 2850
B_V	V	3.8
$C_j(0)$	pF	0.18
E_G	eV	0.69
I_S	μA	3
n		1.06
R_S	Ω	25
V_{j0}	V	0.2

Tableau 6 : Paramètres du modèle Spice de la diode Schottky HSMH-2850

Les paramètres Spice associés à un jeu d'équations propres à la diode permettent de simuler son fonctionnement. Nous présenterons ci-dessous les principales équations utilisées par le simulateur. Les paramètres E_G et B_V correspondent respectivement à l'énergie du gap du silicium et à la tension inverse de claquage de la diode. La relation entre le courant I_d traversant la diode en fonction de la tension V_d à ses bornes s'écrit de la façon suivante :

$$I_d = I_s \left(e^{\frac{q \cdot V_d}{n k \cdot T}} - 1 \right) \quad (\text{Eq 22})$$

Où I_s est le courant de saturation, n le facteur d'idéalité, k la constante de Boltzmann, q la charge d'un électron et T la température. La tension V_d représente la tension réelle appliquée aux bornes de la diode. Il faut tenir compte de la résistance série R_s qui correspond essentiellement à la somme des résistances de contacts et du substrat en silicium. La tension V_d est alors égale à :

$$V_d = V_j - R_s I_d \quad (\text{Eq 23})$$

Où V_j est la tension réelle développée aux bornes de la jonction métal-semi-conducteur. L'influence de R_s est importante. Plus la tension V_d appliquée aux bornes de la diode est grande, plus le courant I_d augmente et plus la chute de potentiel aux bornes de R_s est importante.

Expérimentalement, cela se traduit par une augmentation de la résistance dynamique $R_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d}$ de la diode. Si la tension devient trop importante, des phénomènes de forte polarisation apparaissent. Ils provoquent une augmentation encore plus importante de cette résistance dynamique. Ceci se traduit par un écart de la caractéristique statique I_d/V_d de la diode par rapport à sa caractéristique idéale. Ces derniers ne sont pas pris en compte dans l'expression (Eq 22).

La dépendance fréquentielle de la diode dépend principalement de sa capacité de jonction $C(V_d)$. Cette capacité est provoquée par l'apparition d'une zone de charge espace lors de la mise au contact de la jonction métal-semi-conducteur [Mathieu, 2001] dont la valeur varie avec la tension de polarisation. Cette capacité se calcule par la relation suivante :

$$C(V_d) = C_j(0) \frac{1}{\left(1 - \frac{V_d}{V_{j0}}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{Eq 24})$$

Où $C_j(0)$ est la capacité de jonction de la diode non polarisée et V_{j0} la tension de diffusion.

Les paramètres définis dans le Tableau 6 permettent la modélisation de la diode seule mais ne tiennent pas compte de l'influence des éléments parasites du boîtier associé à celle-ci.

La diode HSMS 2850 est encapsulée dans un boîtier SOT-23 [Agilent Technologie AN 1124] dont le modèle électrique donné par le constructeur est présenté sur la Figure 76 :

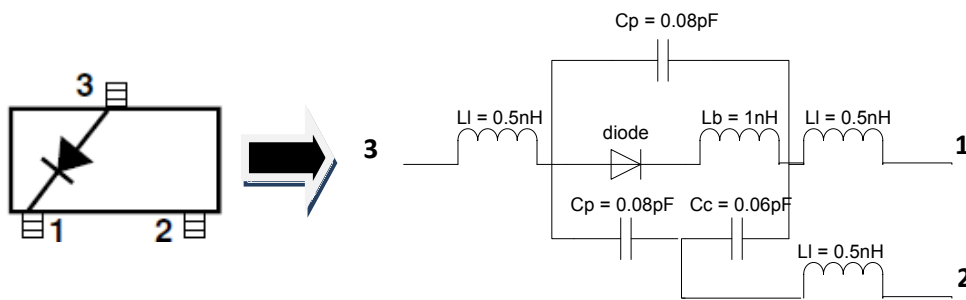


Figure 76 : Schéma et modèle électrique du boîtier de la diode Schottky SOT-23

Les éléments du boîtier comprennent principalement des inductances et des capacités dues aux fils de bonding et aux broches.

Bien que nous disposions du modèle électrique de la diode et de son boîtier, nous avons besoin pour l'étude de la susceptibilité qu'il reproduise au mieux le comportement de la diode. Aussi, dans les deux sections suivantes, nous modéliserons sous le logiciel ADS le comportement statique et dynamique de la diode et de son boîtier. Pour cela, nous mesurerons sa caractéristique statique

I_d/V_d et son coefficient de réflexion. Nous ajusterons ensuite les données constructeurs afin d'obtenir de bonnes concordances de résultats entre les mesures et les simulations.

1.1 MODELISATION STATIQUE

Nous mesurons la caractéristique statique I_d/V_d de la diode. Pour cela nous avons utilisé un analyseur de paramètres HP4156. Il utilise un module HRSMU (High Resolution Source Measure Unit) qui permet d'appliquer une tension ou un courant de polarisation à l'accès de la diode tout en mesurant le courant et la tension à cet accès. L'appareil trace automatiquement la caractéristique statique I_d/V_d de la diode sur un repère semi-logarithmique. Ceci permet d'extraire les valeurs du courant de saturation I_s , du facteur d'idéalité n et de la valeur de la résistance série R_s de la diode. La méthode d'extraction utilisée est détaillée en annexe A. Les valeurs des paramètres extraits sont : $I_s = 3.4 \mu A$, $n = 1.08$, $R_s = 37 \Omega$. Ces valeurs sont en bon accord avec celles données par le constructeur (Tableau 6).

Ces valeurs sont ensuite renseignées dans le modèle ADS de la diode où elles sont ajustées. Une bonne concordance des caractéristiques statiques I_d/V_d de la diode mesurée et simulée est obtenue pour les valeurs ajustées suivantes : $I_s = 3.4 \mu A$, $n = 1.1$, $R_s = 33 \Omega$. La comparaison des caractéristiques statiques I_d/V_d mesurée et simulée est présentée sur la Figure 77.

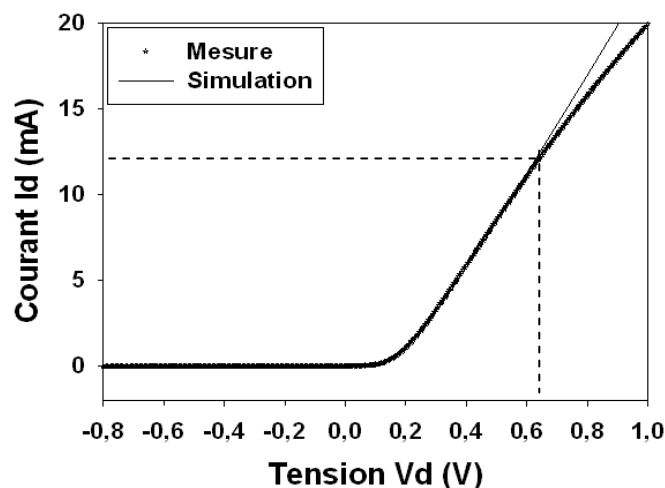


Figure 77 : Caractéristique statique de la diode Schottky mesurée et simulée sous ADS

Une très bonne concordance entre la courbe mesurée et simulée est observée jusqu'à une tension V_d de 0.6 V. Au-delà, la diode travaille en régime de forte polarisation et la modélisation ADS n'est plus adéquate. La solution pour améliorer la concordance des caractéristiques serait de reprendre les équations issues du logiciel ADS et de les ajuster. Pour les études électromagnétiques futures sur cette diode, ce travail supplémentaire n'est pas nécessaire.

1.2 MODELISATION DYNAMIQUE

Dans le domaine des hautes fréquences, la modélisation du comportement dynamique d'un composant s'effectue grâce à la mesure de ses paramètres S. Nous allons nous intéresser essentiellement au coefficient de réflexion. Dans un premier temps la diode n'est pas polarisée.

1.2.1 COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA DIODE NON POLARISEE

Pour une modélisation dynamique de la diode, son coefficient de réflexion (paramètre S11) est mesuré. Pour cela, la diode est soudée sur un support de test et sa sortie est connectée à la masse (Figure 78).

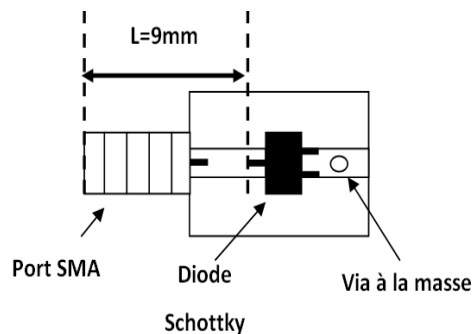


Figure 78 : Circuit de montage pour les expérimentations

Pour caractériser la diode seule sans la ligne micro-ruban et le port SMA placé devant, la méthodologie suivante est appliquée. L'analyseur est calibré suivant la procédure classique SOLT (Short, Open, Load, Through) [Agilent Technologies HSMS 28XX]. Le paramètre S11 de la ligne en circuit ouvert seul est dans un premier temps mesuré. Cela permet de déterminer la valeur d'un retard électrique de 9 mm à introduire pour compenser l'influence de la ligne et du port SMA. Le coefficient S11 de la diode non polarisée est ensuite mesuré.

Nous utilisons les résultats pour valider le modèle donné par le constructeur. Pour une bonne concordance des coefficients de réflexion mesurés et simulés, les différents éléments du boîtier et la capacité $C_j(0)$ de la diode sont ajustés. Ils sont récapitulés dans le Tableau 7 :

Composants	$L1$	$L2$	$L3$	$C1$	$C2$	$C3$	Lb	$C_j(0)$
Valeurs constructeurs	0,5nH	0,5nH	0,5nH	0,08pF	0,08pF	0,06pF	1nH	0,18pF
Valeurs après ajustement en simulation	0,81nH	1nH	0,4nH	0,21pF	0,064pF	0,06pF	0,08nH	0,13pF

Tableau 7 : Valeurs des éléments du boîtier de la diode Schottky et de sa capacité $C_j(0)$, données par le constructeur et après ajustement

L'ajustement le plus important concerne la capacité $C1$ du boîtier. Un facteur 3 sur cette valeur est nécessaire pour un bon accord.

La comparaison entre la mesure et la simulation du module et de la phase du coefficient de réflexion S11 de la diode est présentée sur la Figure 79.

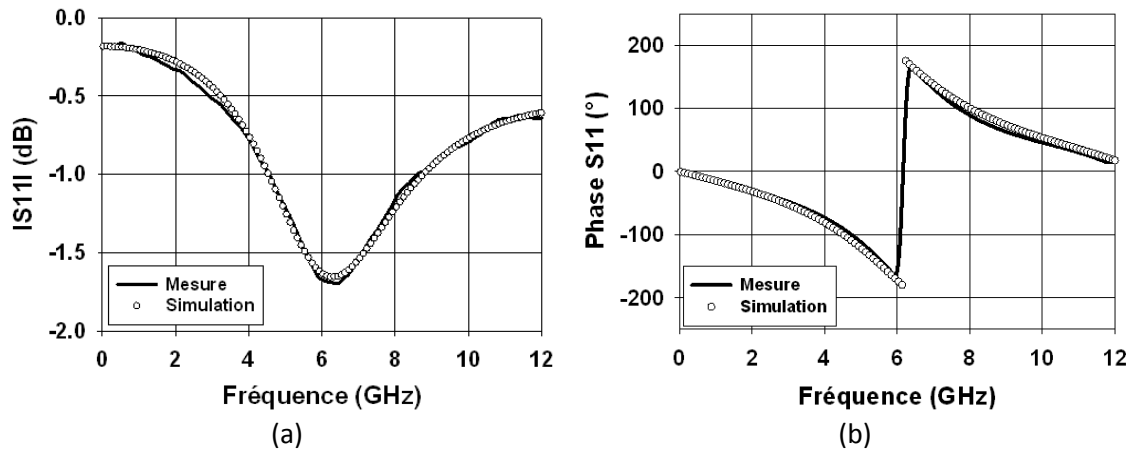


Figure 79 : Comparaison (a) du module et (b) de la phase du coefficient de réflexion mesuré et simulé sous ADS

Remarque : La mesure du paramètre S11 est réalisée pour des fréquences allant jusqu'à 12 GHz. D'après le document constructeur la diode fonctionne jusqu'à 1.5 GHz. Ainsi la caractérisation est faite dans et hors bande de fonctionnement. Nous tenons à modéliser la diode hors bande de fonctionnement car lors d'études de susceptibilité, les signaux d'agressions injectés ou certaines de ses harmoniques pourront avoir des fréquences supérieures à 1.5 GHz.

Un excellent accord des courbes mesurées et simulées est observé sur la Figure 79. Pour des fréquences allant jusqu'à 6 GHz, la phase du coefficient de réflexion est négative. La diode a un comportement capacitif. Au-delà de cette fréquence, la phase du coefficient de réflexion est positive, la diode a un comportement inductif. Cela provient des composants parasites du boîtier qui sont principalement mesurés.

Lors de l'étude de susceptibilité, nous verrons que la propagation du signal d'agression dépend de la polarisation de la diode. Il paraît ainsi utile d'élargir le modèle dynamique de la diode et de le valider lorsque cette dernière est polarisée. Nous étudions alors le coefficient de réflexion de la diode polarisée.

1.2.2 DIODE POLARISEE

Une résistance de 1 kΩ est mise en série entre la diode et la source de tension continue. Un té de polarisation est placé devant la diode pour amener sa polarisation continue et connecter le port de l'analyseur de réseau. Le montage utilisé est présenté sur la Figure 80 :

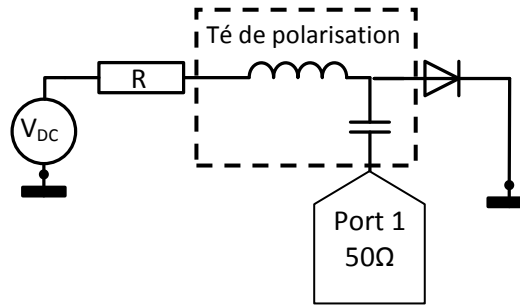


Figure 80 : Schéma de mesure du paramètre S_{11} de la diode sous polarisation

Le coefficient de réflexion est tracé pour plusieurs valeurs de tension d'alimentation (Figure 81).

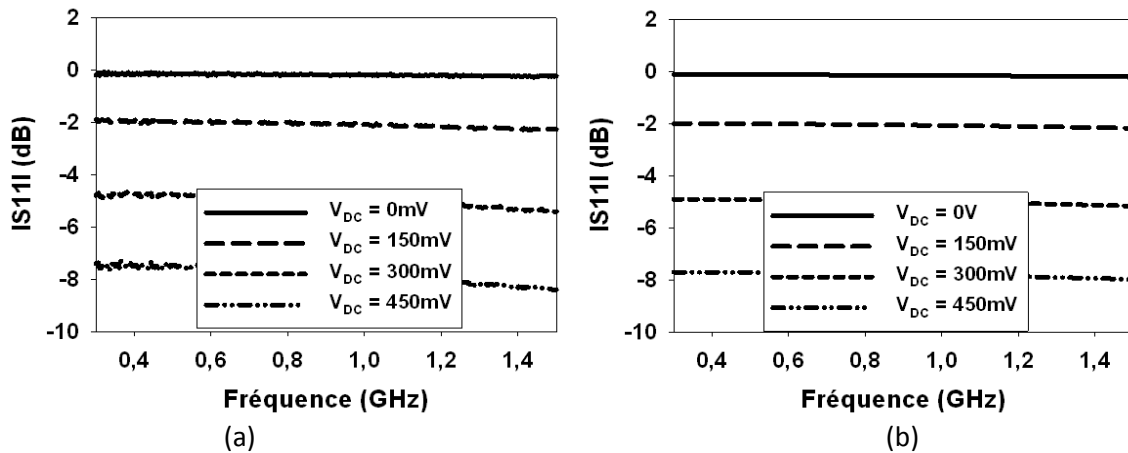


Figure 81 : Coefficient de réflexion en fonction de la polarisation(a) par mesure (b) par simulation

Les mesures et les simulations du module du paramètre S_{11} (Figure 81(a) et (b)) sont en très bon accord. Plus la polarisation de la diode augmente, plus le module du coefficient de réflexion diminue. Cette variation est due à l'impédance de la diode qui varie en fonction de sa polarisation.

Maintenant que le comportement statique et dynamique de la diode et de son boîtier sont modélisés, nous pouvons nous intéresser à l'étude de sa susceptibilité proprement dite.

2 SUSCEPTIBILITE EM DE LA DIODE

Le but de ce chapitre est d'étudier l'effet d'un signal d'agression sur la diode Schottky. Nous souhaitons étudier l'influence de la puissance, de la fréquence et de la position du point d'injection du signal d'agression, et ce lorsqu'il est injecté en mode conduit et rayonné. Pour cela, nous avons besoin de deux montages expérimentaux. Ces montages seront présentés en section 1. En section 2, nous présenterons l'effet d'un signal d'agression sur la courbe I_d/V_d de la diode. Enfin les sections 3 et 4 auront pour but de mettre en avant les phénomènes de propagation du signal d'agression propres à chaque mode d'injection et leurs influences sur la perturbation de la diode.

2.1 MONTAGES EXPERIMENTAUX

L'étude expérimentale de la susceptibilité de la diode fait appel à deux montages. Le premier permet une injection en mode conduit, c'est à dire que le signal d'agression est injecté à travers une capacité de faible valeur à la fréquence de travail. Le deuxième montage permet d'injecter une agression en mode rayonné, c'est-à-dire via les sondes de champ proche.

Nous commençons par présenter le montage d'injection en mode conduit.

2.1.1 MONTAGE POUR L'INJECTION EN MODE CONDUIT

Le montage expérimental pour l'injection d'un signal d'agression en mode conduit est présenté sur la Figure 82.

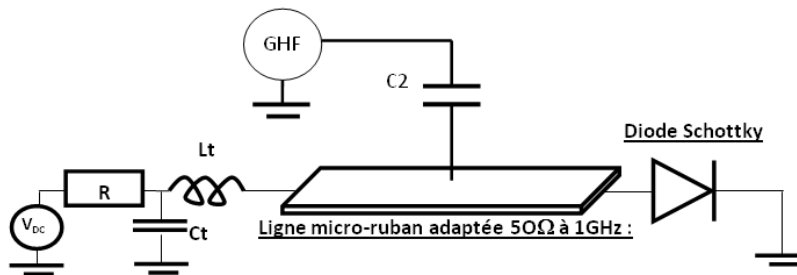


Figure 82 : Montage pour l'étude de l'effet d'un signal d'agression haute fréquence sur une diode Schottky injecté en mode conduit

La diode Schottky est placée au bout d'une ligne micro-ruban calculée pour être adaptée à 50Ω à la fréquence de 1GHz (Figure 82). Les caractéristiques de la ligne sont les suivantes : une largeur $w = 2.17\text{mm}$, une épaisseur de substrat $e = 0.693\text{mm}$, une épaisseur de métallisation $t = 17.5\mu\text{m}$, une constante diélectrique $\epsilon_r = 2.16$. Les pertes associées au substrat sont $\tan \delta = 0.002\text{V/m}$ et la longueur totale de la ligne est de 10cm . La diode est polarisée par l'intermédiaire d'une résistance R de $1\text{k}\Omega$ pour la protéger d'un trop fort courant. La self de choc L_t associée à la capacité C_t a pour rôle d'éviter que le signal haute fréquence se propage dans le générateur de tension continue (V_{DC}).

Le signal d'agression issu du générateur haute fréquence (GHF) est injecté à travers une capacité C_2 de 180pF présentant, aux fréquences d'agression, une impédance négligeable.

Vérification de l'ensemble L_t , C_t et C_2

Les valeurs d'inductance L_t et des capacités C_t et C_2 proviennent du modèle d'un té de polarisation fonctionnant de 300MHz à 18GHz (Figure 83) [Lamoureux, 2006].

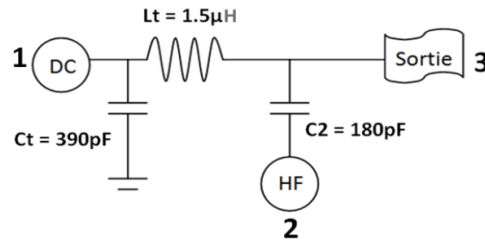


Figure 83 : Modèle électrique d'un té de polarisation pour un fonctionnement dans la bande 300MHz-18GHz

La simulation du module des coefficients de transmissions IS31I et IS32I est montrée sur la Figure 84. Elle permet de quantifier l'isolation de l'ensemble Lt et Ct , et la transmission de $C2$.

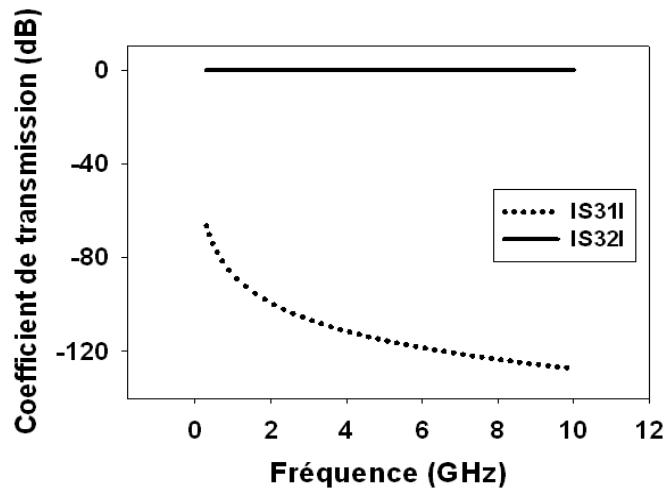


Figure 84 : Simulation du coefficient de transmission IS31I et IS32I du té de polarisation

Un coefficient de transmission de 0 dB est extrait par simulation entre les ports 2 et 3. Cela correspond à la totale transmission du signal haute fréquence à travers $C2$. Un coefficient de transmission très faible, entre -60 dB et -120 dB, est évalué entre les ports 1 et 3. Il correspond à une bonne isolation du signal haute fréquence par Lt et Ct .

Lt et Ct sont des composants parfaits, n'intégrant ni résistance, ni capacité, ni inductance parasite.

Comme nous venons de le voir, l'ensemble Lt, Ct bloque la propagation des signaux hautes fréquences vers le générateur de tension continue. La tension aux bornes de la capacité Ct est donc égale à la valeur moyenne Vd_{moy} de la tension Vd aux bornes de la diode. La tension V_R aux bornes de la résistance donne quant à elle l'image du courant moyen noté Id_{moy} du courant Id la traversant. De cette façon, la connectique nécessaire à la mesure de Id_{moy} et Vd_{moy} , paramètres sur lesquels nous regarderons l'effet d'une agression électromagnétique, sera localisée en dehors de la zone de propagation du signal d'agression, elle ne sera de ce fait pas invasive.

Déplacement du point d'injection

L'un des paramètres d'agression que nous souhaitons étudier est la position du point d'injection du signal d'agression. Pour pouvoir modifier ce dernier lors d'une injection en mode conduit, la capacité $C2$ est soudée au bord de la ligne micro-ruban placée devant la diode. Pour cela dix points d'injection notés de P1 à P10 sont disponibles (Figure 85). Chaque point d'injection est séparé de 1cm par rapport au point d'injection voisin.

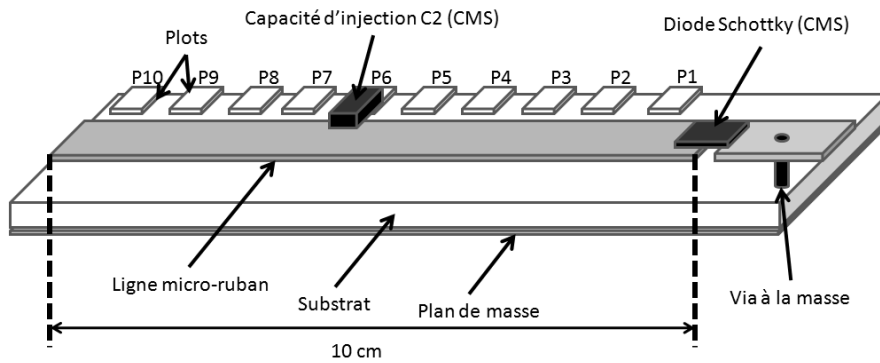


Figure 85 : Schéma du montage d'expérimentation en mode conduit permettant de modifier le point d'injection

Le montage expérimental pour l'injection en mode conduit vient d'être présenté. Nous détaillons maintenant le montage expérimental pour l'injection en mode rayonné.

2.1.2 MONTAGE POUR L'INJECTION EN MODE RAYONNE

Le montage expérimental pour l'injection d'un signal d'agression en mode rayonné est schématisé sur la Figure 86.

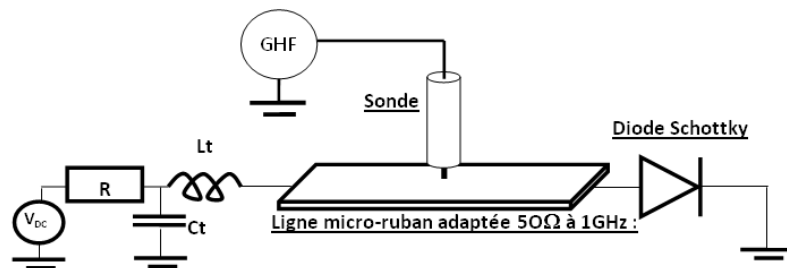


Figure 86 : Schéma de l'étude de l'effet d'un signal d'agression haute fréquence sur une diode Schottky injecté en mode rayonné

Pour l'injection en mode rayonné, la sonde est utilisée pour injecter le signal d'agression au-dessus de la ligne micro-ruban. Pour modifier la position du point d'injection, il suffit de déplacer la sonde. Le reste du montage est semblable à celui du mode conduit, ce qui permettra de les comparer.

Les deux circuits sont réalisés et des photographies sont présentées sur la Figure 87.

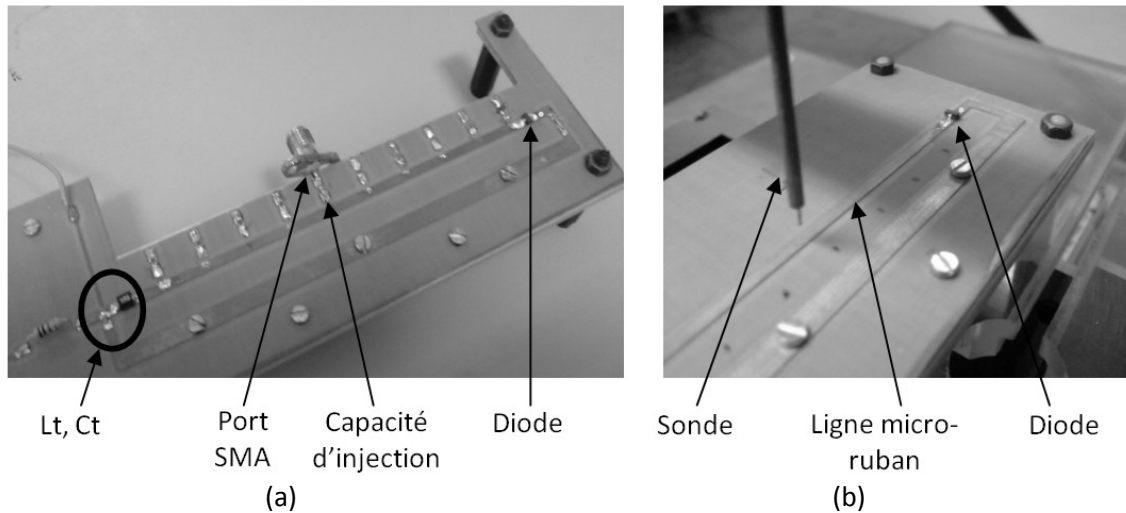


Figure 87 : Photographie des circuits pour l'injection d'agression en mode (a) conduit et (b) rayonné

Les différents montages expérimentaux étant présentés, nous pouvons nous intéresser pleinement à la susceptibilité du composant sous agression.

2.2 ETUDE DE SUSCEPTIBILITE

2.2.1 EFFET D'UN SIGNAL D'AGRESSION SUR LA COURBE $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ DE LA DIODE

On injecte un signal d'agression électromagnétique en mode rayonné avec la sonde Ez3. Elle est placée à 0.5 mm au-dessus de la ligne micro-ruban en position P10, c'est à dire au plus loin de la diode. La fréquence du signal d'agression est fixée à 1 GHz. On relève la courbe $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ de la diode pour différentes puissances du signal d'agression injecté (Figure 88).

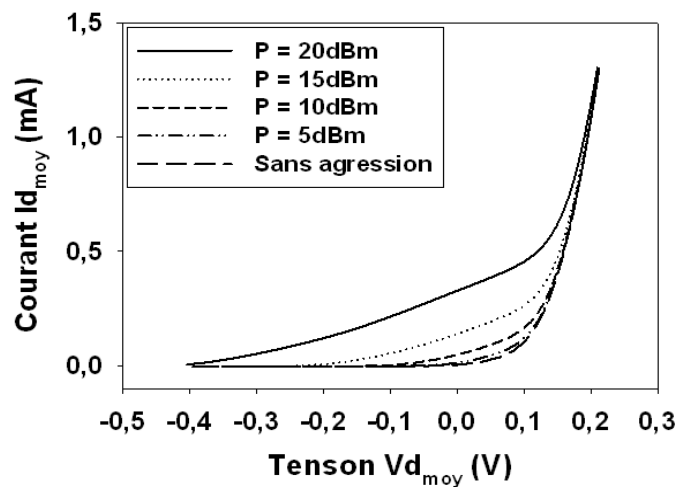


Figure 88 : Effet d'une agression électromagnétique injectée en mode rayonné sur la courbe $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ de la diode

Une déformation de la courbe $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ est mesurée. Plus la puissance du signal d'agression est élevée, plus la déformation est importante.

L'équation de la droite de charge est la suivante :

$$I_{d_{moy}} = \frac{V_{dc} - V_{d_{moy}}}{R} \quad (Eq\ 25)$$

V_{dc} est la tension d'alimentation et R la résistance de $1\text{ k}\Omega$.

Remarque : en régime continu, l'inductance L_t et la capacité C_t sont similaires respectivement à un court circuit et un circuit ouvert. Ils n'interviennent donc pas dans le calcul de la droite de charge.

Pour la configuration d'agression précédente, c'est-à-dire une fréquence d'agression $f = 1\text{ GHz}$ et une distance entre la sonde et la ligne $h = 0.5\text{ mm}$, pour différentes tensions de polarisation V_{dc} , les droites de charge du système sont représentées sur la Figure 89.

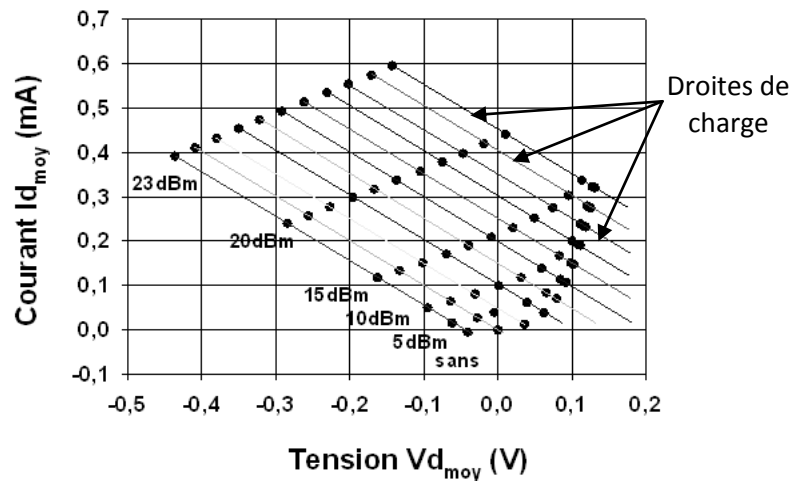


Figure 89 : Points de fonctionnement du système à base de diode sous agression rayonnée à $f = 1\text{ GHz}$

On remarque un décalage du courant $I_{d_{moy}}$ et de la tension $V_{d_{moy}}$ de la diode sur les droites de charges du système. Plus la puissance du signal d'agression est grande, plus la tension $V_{d_{moy}}$ aux bornes de la diode diminue et plus le courant $I_{d_{moy}}$ la traversant augmente.

2.2.2 MISE EN AVANT DU PHENOMENE DE DETECTION

L'évolution des points de fonctionnement s'explique par un phénomène de détection du signal d'agression [Larson *et al.*, 1979], [A.Maas, 2003], [Bazzoli, 2005]. Considérons ce qui se passe de façon générale quand un signal alternatif est envoyé sur la diode. Pour des signaux de faibles amplitudes, la caractéristique I_d/V_d est considérée linéaire autour du point de polarisation. Dans ce cas là, il n'y a aucune modification de la forme du signal alternatif et donc du courant $I_{d_{moy}}$ et de la tension $V_{d_{moy}}$. Pour des signaux de forte puissance, aucune approximation ne peut être faite,

le comportement non linéaire de la diode doit être considéré. Ainsi, le signal alternatif injecté se déforme et une augmentation ΔId du courant Id_{moy} est alors mesurée [Poazar, 1998]. Le schéma de la Figure 90 présente le principe de redressement lors de l'injection d'un signal alternatif de forte amplitude sur la caractéristique Id/Vd d'une diode.

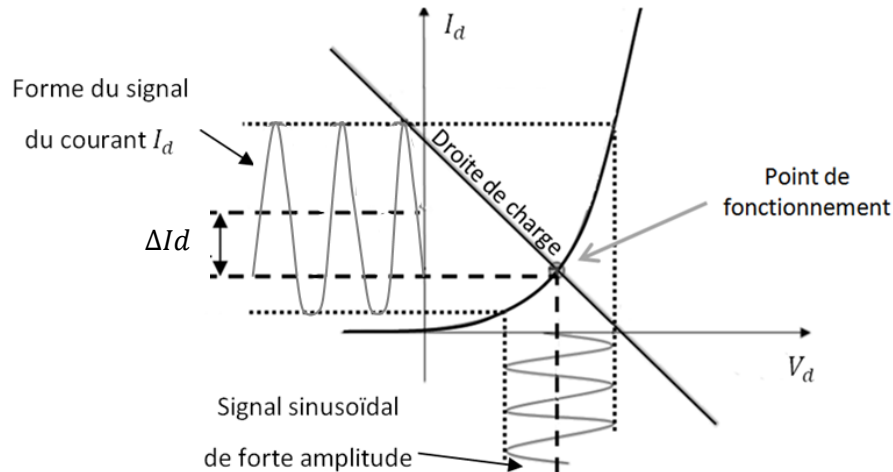


Figure 90 : Phénomène de redressement au sein d'une diode

D'après l'équation de la droite de charge, si $I_{d moy}$ augmente de ΔI_d , $V_{d moy}$ diminue de ΔV_d (Figure 91).

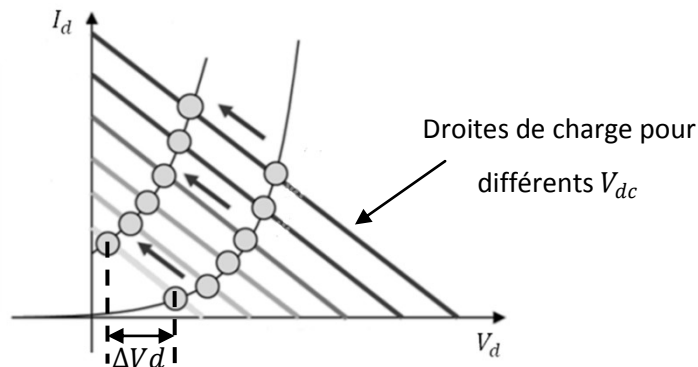


Figure 91 : Variation de la tension moyenne $V_{d moy}$ et $I_{d moy}$ aux bornes de la diode sous l'effet d'un signal alternatif de forte puissance

L'association de ces nouveaux points de fonctionnement donne une nouvelle courbe $I_{d moy} / V_{d moy}$ de la diode. La tension moyenne aux bornes de la diode varie de sa position initiale lors de l'application d'un signal alternatif à ses bornes, on dit que la diode détecte le signal haute fréquence.

Le phénomène de détection en fonction de la puissance du signal d'agression pour différents points de polarisation est maintenant analysé. Pour cela, nous étudions la variation de la tension $V_{d moy}$ aux bornes de la diode en fonction de la puissance du signal d'agression.

Le signal d'agression est injecté via la sonde Ez3 en position P10 au dessus de la ligne micro-ruban. La distance entre la sonde et la ligne est de $0,5\text{ mm}$. La puissance du signal d'agression varie de -20 dBm à 20 dBm (Figure 92).

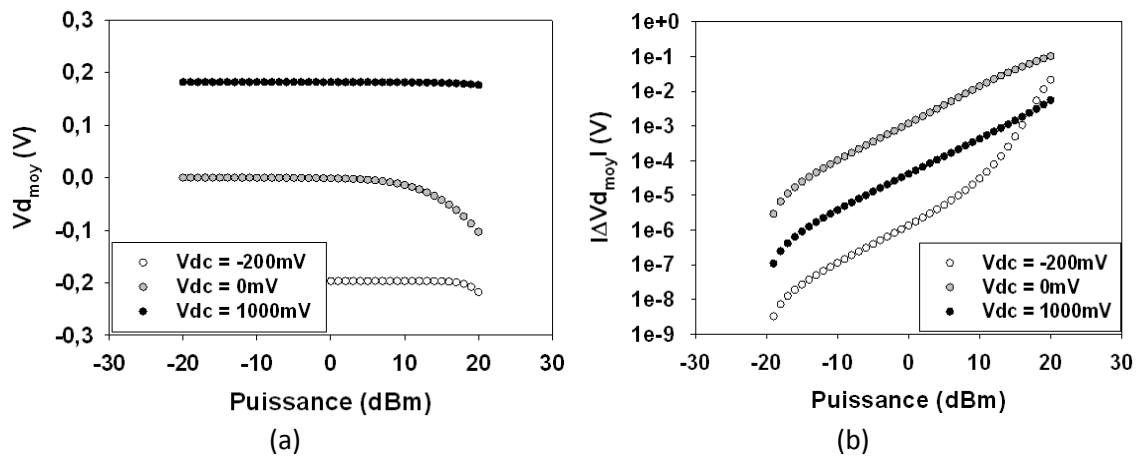


Figure 92 : (a) Tension moyenne $V_{d_{moy}}$ en fonction de la puissance du signal injecté (dBm) pour différentes tension V_{dc} et une fréquence de 1 GHz, (b) Variation $\Delta V_{d_{moy}}$ tracée sur une échelle semi-logarithmique

Sur la Figure 92(a) et 88(b), on note que pour des puissances d'injection très faibles (-20 dBm à 10 dBm), une légère modification de la valeur $V_{d_{moy}}$ est mesurée. Le niveau de puissance détecté est d'autant plus grand que la polarisation de la diode se rapproche de 0V . Cela rejoint le résultat présenté sur la Figure 88. En effet, la variation la plus importante de la courbe $I_{d_{moy}} / V_{d_{moy}}$ apparaît au niveau du coude, c'est-à-dire pour des polarisations proches de 0V . Lorsque la polarisation est importante autant en direct qu'en inverse, aucune détection par la diode n'est mesurée, le point de fonctionnement ne varie pas.

Maintenant que nous comprenons mieux pourquoi la courbe $I_{d_{moy}} / V_{d_{moy}}$ de la diode se décale lors de l'injection d'un signal d'agression, nous souhaitons comparer ce décalage lorsque le signal d'agression est injecté en mode conduit et en mode rayonné.

2.2.1 COMPARAISON DE L'INJECTION D'UN SIGNAL D'AGRESSION EN MODE CONDUIT ET RAYONNE SUR LA DIODE

Nous comparons l'effet d'un signal d'agression injecté en mode conduit et en mode rayonné sur la courbe $I_{d_{moy}} / V_{d_{moy}}$ de la diode Schottky. La fréquence du signal d'agression est fixée à 1 GHz . Le point d'injection est P10. La puissance du signal d'agression choisie dépend du mode d'injection. En effet, dans le premier chapitre, l'étude du coefficient de transmission entre la sonde Ez3 et la ligne micro-ruban a montré une perte de puissance de l'ordre de 25 dB . Pour que les puissances du signal d'agression arrivant sur la diode soient du même ordre de grandeur pour les deux modes d'injection, la puissance du générateur haute fréquence est réglée sur 23 dBm pour une injection

en mode rayonné et à 0 dBm pour une injection en mode conduit. Le décalage des courbes $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ induit par ces deux modes d'injection est présenté sur la Figure 93.

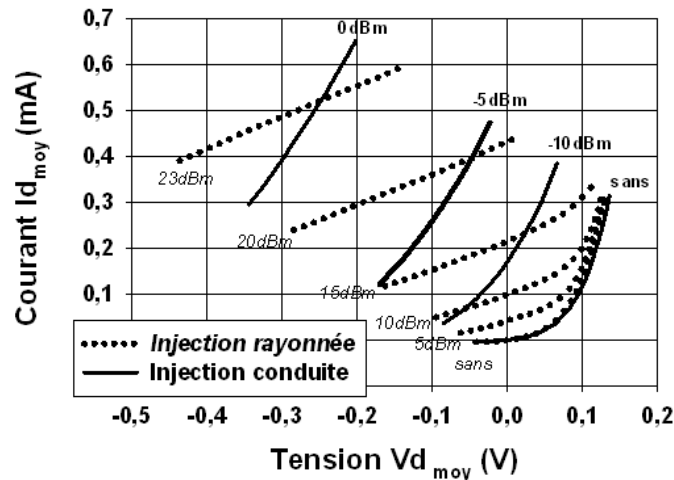


Figure 93 : Comparaison de l'effet de l'injection d'un signal d'agression à $f = 1 \text{ GHz}$ injectée en position P10 en mode conduit et rayonné sur la courbe $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ de la diode Schottky

Premièrement, on remarque que quel que soit le mode d'injection, un décalage des points de fonctionnement sur les droites de charge du système a lieu. Par contre les courbes $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ évoluent différemment. En effet, lors de l'injection d'un signal d'agression en mode rayonné, le niveau de puissance détecté semble plus élevé en polarisation inverse qu'en polarisation directe. Inversement, en mode conduit le niveau de puissance détecté semble être plus élevé en polarisation directe qu'en polarisation inverse.

Nous souhaitons maintenant comprendre pourquoi les courbes $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ ne se décalent pas de la même façon lors de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit et rayonné. Pour répondre à cette question, nous allons modéliser chaque mode d'injection et son montage associé. Des simulations nous permettront ensuite d'étudier différents phénomènes comme la propagation du signal d'agression au sein du système en fonction de la fréquence du signal d'agression et de la position du point d'injection. Commençons par la modélisation du mode conduit.

2.3 INJECTION EN MODE CONDUIT

A la section 1, la modélisation de la diode et de son boîtier a été validée. Nous souhaitons maintenant modéliser le montage complet pour le mode conduit.

2.3.1 MODELISATION DE L'INJECTION EN MODE CONDUIT

Dans le cas réel, la capacité C2 du système d'injection est soudée sur le bord de la ligne micro-ruban. Pour modéliser l'injection en mode conduit, deux tronçons de ligne sont accolés et la

capacité $C2$ injecte le signal d'agression entre ces deux tronçons. En faisant varier la longueur de ces deux tronçons, tout en conservant une longueur totale de 10 cm qui est celle de la longueur de la ligne micro-ruban expérimentale, le point d'injection vis-à-vis de la diode peut être modifié. Le montage du système d'injection en mode conduit dessiné sous ADS est présenté sur la Figure 94.

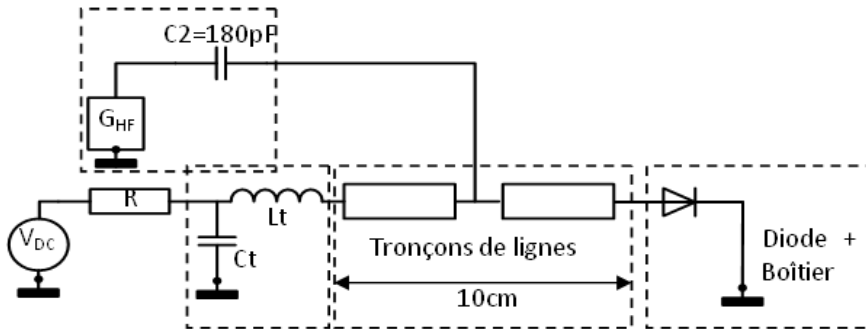


Figure 94 : Schéma équivalent du système d'injection en mode conduit

Pour des signaux hautes fréquences, on considère que la ligne est chargée par un circuit ouvert du côté de l'inductance L_t et par la charge non linéaire de la diode de l'autre côté (Figure 94). La valeur de cette charge dépend de la polarisation de la diode. Or la puissance et la fréquence du signal d'agression injecté peuvent modifier cette polarisation.

Lors de la simulation du circuit, un régime transitoire du signal d'agression est observé. En effet, tout d'abord, lors de l'injection d'un signal d'agression, à cause des impédances de charge de la ligne, un régime d'onde stationnaire peut s'installer sur la ligne micro-ruban. Ensuite le phénomène de détection n'est pas instantané, la valeur de la tension et du courant aux bornes de la diode doivent se stabiliser. Afin de s'affranchir du calcul de ce régime transitoire, nous utiliserons le mode de simulation « harmonique balance » présenté dans le chapitre II.

Le signal d'agression est injecté via la capacité $C2$ en position P10 (Figure 85). Les courbes $I_{d_{moy}} / V_{d_{moy}}$ obtenues lors de l'injection d'un signal d'agression de puissance P variant de -15 dBm à 0 dBm , pour une fréquence du signal d'agression de 1 GHz mesurées et simulées sont présentées sur la Figure 95 :

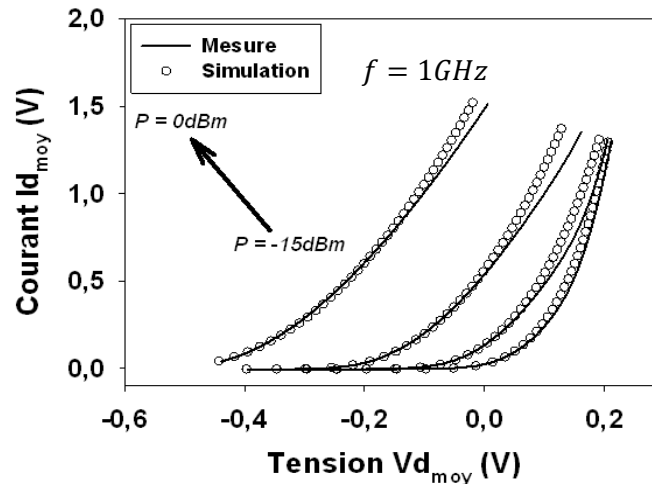


Figure 95 : Comparaison des courbes $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ mesurées et simulées lors de l'injection d'un signal d'agression injecté en P10 en mode conduit, de fréquence $f = 1\text{GHz}$ et de puissance P variant de -15dBm à 0dBm par pas de 5dBm

Pour de faibles polarisations de la diode, la simulation montre des résultats en concordance avec les mesures. En fortes polarisations la concordance des courbes $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ mesurées et simulées est moins bonne. Les raisons peuvent être multiples :

- expérimentalement, la capacité $C2$ d'injection est soudée au bord de la ligne micro-ruban. Il est possible que la modélisation par deux tronçons de ligne séparés par une capacité ne soit pas optimale,
- le document constructeur spécifie que cette diode n'est pas optimisée pour travailler en forte polarisation [Agilent Technologies HSMS 28XX],
- des phénomènes de propagation de l'onde mal pris en compte par le logiciel peuvent apparaître.

Nous souhaitons à présent étudier les phénomènes de propagation de l'onde électromagnétique le long de la ligne micro-ruban lors de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit. Ces phénomènes seront étudiés en fonction de plusieurs paramètres comme la fréquence du signal d'agression, la position du point d'injection et la polarisation de la diode. La difficulté de l'étude provient de la nature non linéaire de la diode qui dépend de ces paramètres. Aussi l'étude de la propagation du signal d'agression se fera en deux étapes :

- premièrement, pour des faibles puissances d'agression nous pouvons considérer la diode comme un dipôle purement linéaire où elle sera remplacée par une impédance variable notée Z_d . Cette étude nous permettra de réaliser des simulations en mode « S parameters » dans lesquelles nous étudierons pour différentes fréquences et points d'injection la puissance transmise à l'impédance Z_d ,

- deuxièmement pour de fortes puissances d'agression nous tiendrons compte de l'aspect non linéaire de la diode. Pour cela, nous simulerons avec «harmonic balance», le montage complet de la Figure 94.

2.3.2 MISE EN EVIDENCE DES PHENOMENES DE PROPAGATION

Pour une première approche de l'étude des phénomènes de propagation, on remplace la diode par une impédance variable correspondant à l'impédance de la diode pour différentes polarisations. On émettra l'hypothèse que la fréquence du signal d'agression ne modifie pas l'impédance de la diode autour de 1 GHz (Figure 79). De plus, nous considérerons que l'association Lt et Ct présente une impédance infinie parfaite. Aussi l'autre extrémité de la ligne micro-ruban sera considérée en circuit ouvert (CO) vis-à-vis du signal HF.

Si l'impédance de la capacité d'injection est négligeable, ce qui est le cas à la fréquence de travail, le système d'injection en mode conduit peut être modélisé, par une ligne principale de longueur d qui relie le générateur haute fréquence à la diode, et une ligne de longueur s laissée en circuit ouvert partant du point d'injection. Cette dernière peut être assimilée à un stub (Figure 96).

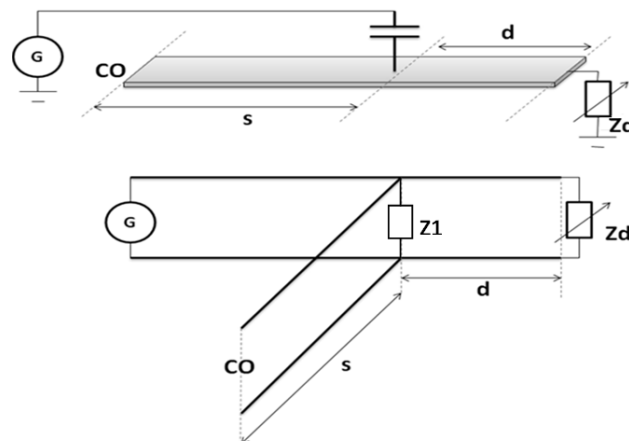


Figure 96 : Modélisation du système ligne-diode sous injection en mode conduit

En fonction de la fréquence du signal d'agression, de la valeur de l'impédance Z_d et des distances s et d , l'impédance Z_1 au point d'injection varie. La variation de cette impédance implique la variation du coefficient de réflexion en ce point modulant la puissance arrivant sur l'impédance Z_d . Par exemple, si le coefficient de réflexion en Z_1 est de 1, le signal d'agression est totalement réfléchi vers le générateur haute fréquence, aucun signal n'arrive jusqu'à la charge Z_d . Si le coefficient de réflexion est de 0, le signal d'agression est totalement transmis à la charge Z_d .

Pour connaître la puissance transmise à la charge Z_d , il faut donc calculer la valeur de l'impédance Z_1 . Elle est égale à l'impédance Z_1' ramenée par l'impédance Z_d en parallèle avec

l'impédance Z_1'' ramenée par le circuit ouvert du stub. L'admittance Y_1 au point d'injection correspond à la somme des admittances Y_1' et Y_1'' . On peut alors écrire [Badoual *et al.*, 1993] :

$$\bar{Z}_1 = (\bar{Y}_1 + \bar{Y}_1'')^{-1} \quad (\text{Eq 26})$$

Dans le cas d'une ligne sans pertes, les impédances Z_1' et Z_1'' s'écrivent de la façon suivante :

- Impédance Z_1' à une distance d de l'impédance Z_d :

$$\bar{Z}_1' = Z_c \frac{\bar{Z}_d + jZ_c \tan \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}} f}{c} d}{Z_c + j\bar{Z}_d \tan \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}} f}{c} d} \quad (\text{Eq 27})$$

- Impédance Z_1'' à une distance s du circuit ouvert :

$$\bar{Z}_1'' = Z_c \frac{1}{j \tan \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}} f}{c} s} \quad (\text{Eq 28})$$

Avec c la célérité de la lumière, Z_c l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban égale à 50Ω , ϵ_{eff} sa constante diélectrique effective et f la fréquence du signal.

Pour vérifier ce modèle nous comparons le module du coefficient de transmission entre le port 1 et 2 défini sur la Figure 97, obtenu par calcul à partir du modèle et simulé sous ADS.

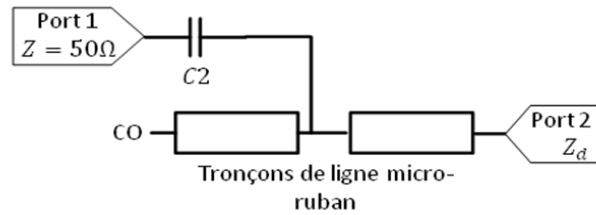


Figure 97 : Localisation des ports 1 et 2

Pour le calcul du coefficient de transmission, nous calculons à partir de la valeur de l'impédance Z_1 au point d'injection, le coefficient de réflexion en ce point. Ce coefficient de réflexion s'écrit :

$$\overline{S_{11}} = \left(\frac{\bar{Z}_1 - Z_c}{\bar{Z}_1 + Z_c} \right) \quad (\text{Eq 29})$$

Le module du coefficient de transmission t_{21} entre le port 1 et 2 correspond au rapport des puissances $\frac{P_{Zd}}{P_{GHF}}$ où P_{Zd} est la puissance aux bornes de l'impédance Z_d et P_{GHF} la puissance fournie

par le générateur HF. Le module du coefficient de transmission t_{21} se calcule par la relation suivante :

$$|\overline{t}_{21}|(\text{dB}) = \frac{P_{Zd}}{P_{GHF}}(\text{dB}) = 10\log(1 - |\overline{S11}|^2) \quad (\text{Eq 30})$$

Pour calculer le rapport des puissances $\frac{P_{Zd}}{P_{GHF}}$, il faut connaître la valeur de l'impédance Z_d . Dans notre cas Z_d est variable et correspond à l'impédance de la diode pour différentes polarisations à la fréquence de 1 GHz. Dans le Tableau 8 sont répertoriées les valeurs d'impédances de la diode extraites des mesures pour différentes polarisations. L'impédance de la diode en polarisation inverse ne varie quasiment pas et son module est très supérieur à l'impédance de la ligne. Pour une polarisation directe, le module de l'impédance tend vers l'impédance caractéristique de la ligne.

$V_d = -400\text{mV}$	$V_d = 0\text{mV}$	$V_d = 50\text{mV}$	$V_d = 200\text{mV}$
$\overline{Z}_d = (3 - 400j)\Omega$	$\overline{Z}_d = (36 - 378j)\Omega$	$\overline{Z}_d = (161 - 306j)\Omega$	$\overline{Z}_d = (52 - 12j)\Omega$
Polarisation inverse	Polarisation nulle	Polarisation « dans le coude »	Forte polarisation
$ \overline{Z}_d \gg Z_c$			$ \overline{Z}_d \rightarrow Z_c$

Tableau 8 : Valeurs de l'impédance \overline{Z}_d de la diode pour différentes polarisations

Pour vérifier le modèle, nous traçons sur la Figure 98, le rapport des puissances $\frac{P_{Zd}}{P_{GHF}}$ en dB calculé avec le modèle précédent et simulé avec ADS. Le point d'injection est P4 :

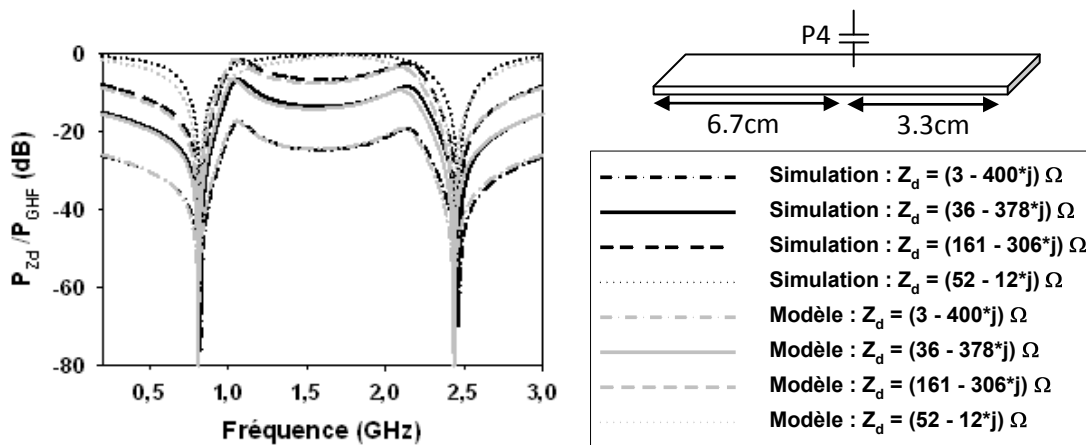


Figure 98 : Module du coefficient de transmission S_{21} entre le système d'injection en mode conduit et la ligne micro-ruban simulé et calculé

On remarque une très bonne concordance entre les valeurs des coefficients de transmission calculées et simulées.

Nous appelons fréquences de résonance, les fréquences pour lesquelles la puissance transmise est maximale et fréquences d'antirésonance celles pour lesquelles elle est minimale.

Nous allons maintenant étudier ce même coefficient de transmission pour différents points d'injection du signal haute fréquence obtenu par simulation pour deux valeurs d'impédance : $Z_d = (3 - 400j) \Omega$ et $Z_d = (52 - 12j) \Omega$. Ces impédances correspondent à une polarisation inverse et une forte polarisation directe de la diode (Tableau 8). Les positions du point d'injection sont P10, P7, P4 et P1.

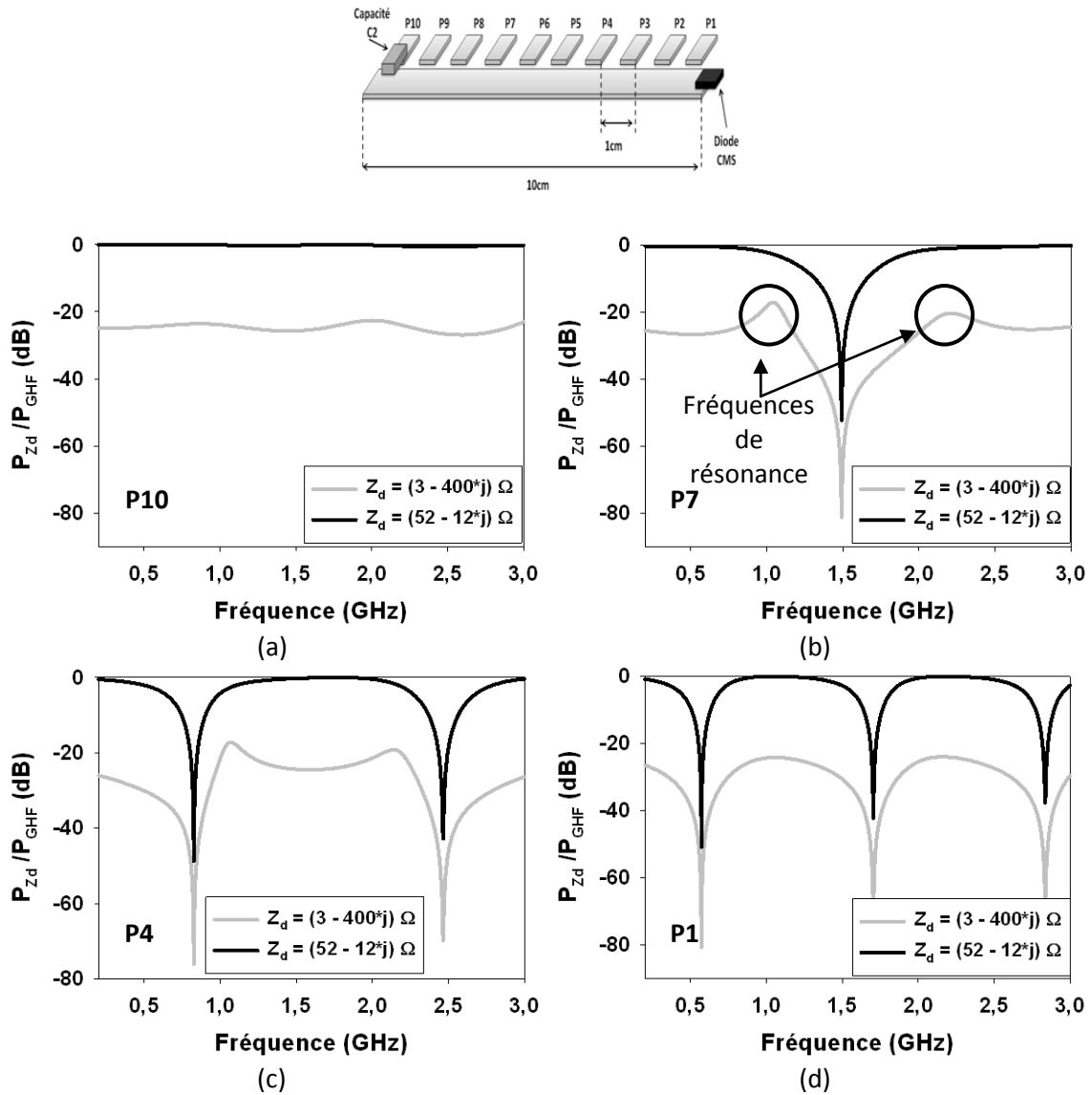


Figure 99 : Module du coefficient de transmission entre le système d'injection en mode conduit et la ligne micro-ruban simulé pour différents points d'injection et différentes impédances Z_d : (a) P10, (b) P7, (c) P4, (d) P1

- Lors de l'injection d'un signal d'agression en position P10, c'est-à-dire au plus loin de la diode, le coefficient de transmission est de -25 dB lorsque $Z_d = (3 - 400j) \Omega$ et de -1 dB lorsque $Z_d = (52 - 12j) \Omega$, et ce quelle que soit la fréquence du signal d'agression. Dans ce cas, le système est semblable à une ligne micro-ruban fermée sur les impédances précédentes et excitée en entrée (Figure 100).

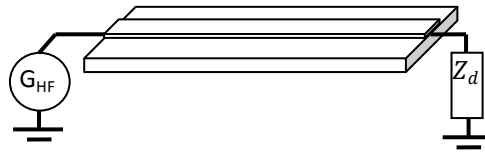


Figure 100 : Ligne micro-ruban fermée sur une impédance Z_d

Le générateur HF placé en entrée de la ligne est adapté à celle-ci, le signal est réfléchi en bout de ligne sur l'impédance Z_d puis absorbé par le générateur haute fréquence. Le rapport $\frac{P_{Z_d}}{P_{GHF}}$ en dB reste alors constant en fonction de la fréquence.

- Lors de l'injection d'un signal d'agression en position P1, c'est à dire au plus près de la diode, on note l'apparition de fréquences d'antirésonance à 572 MHz, 1.7 GHz, 2.83 GHz. L'écart de puissance transmise pour les deux valeurs de Z_d est constant à 20 dB environ quelle que soit la fréquence.
- Lors de l'injection en P7 et P4, des fréquences d'antirésonance et cette fois ci de résonance sont mesurées. L'écart de puissance transmise pour les deux valeurs d'impédance Z_d n'est plus constant en fonction de la fréquence.

On remarque qu'aux fréquences de résonance, l'amplitude du coefficient de transmission est d'autant plus importante que la position du point d'injection du signal d'agression se rapproche du centre de la ligne (P5). Nous traçons donc le coefficient de transmission lorsque le signal HF est injecté en P5 (Figure 101).

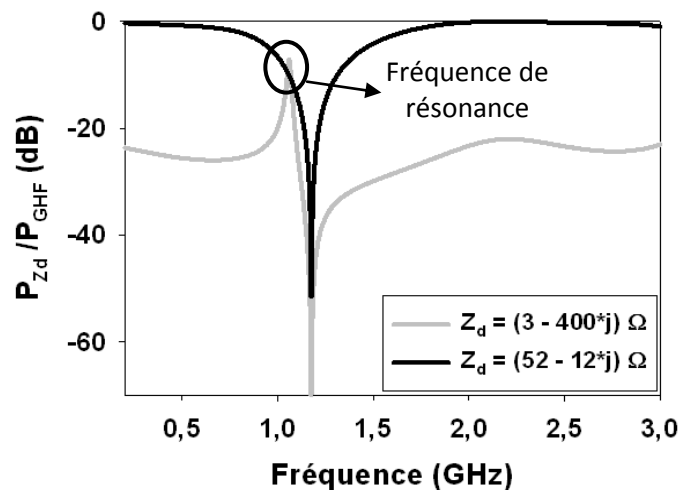


Figure 101 : coefficient de transmission simulé entre le système d'injection conduit et la ligne micro-ruban pour différentes valeurs d'impédances Z_d en position P5

Globalement, le coefficient de transmission est meilleur lorsque l'impédance $Z_d = (52 - 12j) \Omega$, c'est-à-dire lorsqu'elle est proche de 50 Ω . Pour $Z_d = (3 - 400j) \Omega$, le coefficient est moins bon

sauf pour la fréquence de résonance mesurée à 1.07 GHz. A cette fréquence, la puissance transmise à la charge Z_d est du même ordre de grandeur lorsque celle-ci est égale à $(3 - 400j) \Omega$ ou $(52 - 12j) \Omega$.

L'étude que nous venons de réaliser a ainsi montré l'apparition de phénomènes de résonance. L'excitation de cette résonance dépend fortement de deux paramètres :

- la position du point d'injection,
- la valeur de l'impédance de la charge Z_d .

Nous pouvons émettre l'hypothèse suivante : le niveau de puissance détecté par la diode dépend fortement de sa polarisation mais aussi de la fréquence et de la position d'injection du signal d'agression. Pour vérifier cette hypothèse, il est important de tenir compte de l'aspect non linéaire de la diode. Pour cela, nous allons étudier la puissance transmise à la diode lors de l'injection d'un signal d'agression de forte puissance. Nous nous appuyerons sur le simulateur « harmonic balance ».

2.3.3 INFLUENCE DES RESONANCES SUR LA PERTURBATION DE LA DIODE

Le modèle ADS du montage d'injection en mode conduit, présenté sur la Figure 94 est utilisé. Nous avons vu que l'injection d'un fort signal haute fréquence sur la diode provoquait une déformation du signal de la tension aux bornes de la diode. La déformation du signal implique une variation de la valeur moyenne de la tension V_d et l'apparition de fréquences harmoniques dans son spectre. La puissance absorbée par la diode correspond à la somme de la puissance à la fréquence fondamentale et des puissances pour chacune des harmoniques apparues. La puissance moyenne totale aux bornes de la diode se calcule par la relation suivante :

$$P_t = P[f] + \sum_{h=1}^{\infty} P[h] \quad (\text{Eq 31})$$

Avec $P[f]$ la puissance du fondamental et $P[h]$ la puissance des harmoniques où h est le rang de l'harmonique. La puissance de la composante continue étant fournie par le générateur de tension continue, elle n'est pas prise en compte dans le calcul de la puissance totale.

Par simulation, on mesure P_t pour des fréquences comprises entre 300 MHz et 3 GHz pour deux polarisations de la diode. Le résultat est présenté sur la Figure 102(a). Ce résultat montre que les phénomènes de résonance et d'antirésonance sont mesurés aux mêmes fréquences que pour l'étude en régime linéaire réalisée précédemment.

Nous mesurons expérimentalement l'effet de l'injection d'un signal d'agression au point P5 sur la courbe $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ de la diode Schottky et plus précisément l'effet de la fréquence du signal

d'agression. La puissance est fixée à 0 dBm. Nous réalisons cette mesure pour deux fréquences du signal d'agression : 0.6 GHz et 1.07 GHz. Cette dernière correspond à une fréquence de résonance (Figure 102(b)).

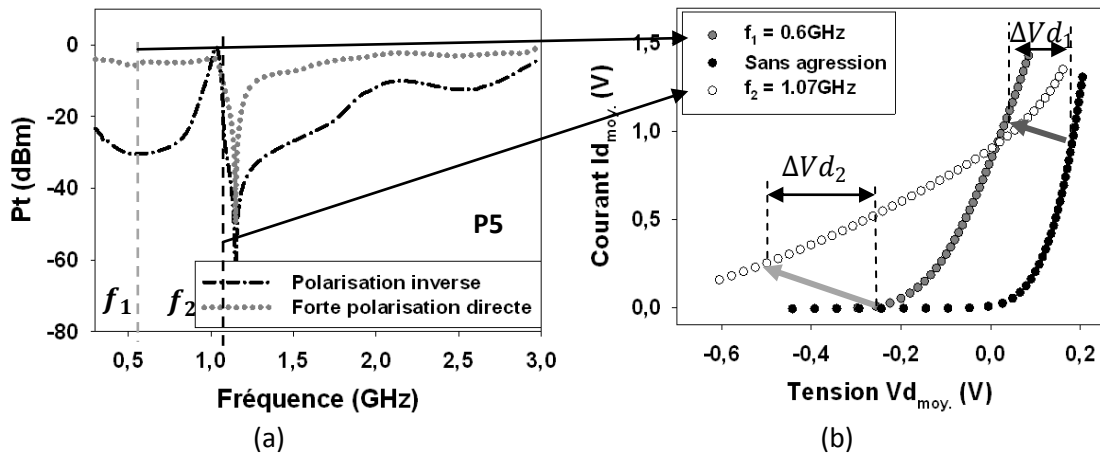


Figure 102 : (a) coefficient de transmission simulé entre le système d'injection conduit et la ligne micro-ruban pour différentes polarisations injecté en position P5, (b) courbes $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ mesurés sans agression et avec agression injecté en position P5 pour $f_1 = 1.07$ GHz et $f_2 = 0.6$ GHz. La puissance du signal d'agression est fixée à 0 dBm

La Figure 102(a) montre que la puissance du signal d'agression transmise à la diode dépend fortement de la fréquence. Ainsi le niveau de puissance détecté par la diode va varier suivant cette fréquence.

On se place d'abord dans le cas d'une polarisation inverse. Suivant la fréquence du signal d'agression la diode détecte plus ou moins de puissance.

En effet pour $f_2 = 1.07$ GHz, la puissance simulée transmise à la diode est de l'ordre de -2 dBm (Figure 102(a)). La diode détecte et une variation $\Delta V_{d_2} = 230$ mV est mesurée (Figure 102(b)).

Pour $f_1 = 0.6$ GHz, la puissance simulée transmise à la diode est de l'ordre de -30 dBm (Figure 102(a)). Cette puissance est trop faible pour que la diode la détecte, ainsi aucune variation de $V_{d_{moy}}$ n'est mesurée (Figure 102(b)).

On se place maintenant dans le cas d'une polarisation directe. Au point de polarisation choisi, pour une fréquence de 1.07 GHz et 0.6 GHz, la puissance simulée transmise à la diode est de l'ordre de -5 dBm (Figure 102(a)). La détection du signal d'agression provoque pour les deux fréquences une variation quasi identique de $\Delta V_{d_1} = 90$ mV environ (Figure 102(b)).

Finalement, Le signal d'agression a un effet maximal sur le fonctionnement de la diode à la fréquence de résonance $f = 1.07$ GHz. Cet effet apparait principalement lorsque l'impédance de la

diode est grande devant l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban, c'est à dire lorsque la diode est polarisée en inverse ou lorsqu'elle n'est pas polarisée.

2.4 INJECTION EN MODE RAYONNE

Nous souhaitons maintenant étudier les phénomènes de propagation lors de l'injection d'un signal d'agression en mode rayonné. La même méthodologie d'étude que pour le mode conduit est utilisée. Pour cela, nous devons déterminer un modèle électrique des sondes de champ proche.

La section 1 sera consacrée à la modélisation des trois sondes Ez3, Hz1 et Hx1. La section 2 sera consacrée à la modélisation complète du système d'injection rayonné. Les sections 3 et 4 auront pour but d'étudier les phénomènes de propagation du signal d'agression le long de la ligne placée devant la diode.

2.4.1 MODELISATION DES SONDES

La première étape consiste à déterminer un modèle électrique des sondes. La sonde Ez3 est dans un premier temps étudiée.

Modélisation de la sonde Ez3

Dans le premier chapitre, nous avons vu que le couplage entre les sondes liées au champ électrique et une ligne micro-ruban pouvait être modélisé en première approximation par une capacité. La valeur de cette capacité dépend de la dimension de la sonde et de la distance entre celle-ci et le dispositif sous test. Dans notre cas le dispositif sous test est une ligne micro-ruban dont les dimensions sont identiques à la ligne placée devant la diode.

Pour déterminer la valeur de la capacité équivalente du couplage entre la sonde Ez3 et la ligne, nous commencerons par calculer sa valeur approchée que nous ajusterons ensuite. Pour ajuster la valeur de la capacité, nous étudions le coefficient de transmission de trois façons. D'abord par mesure à l'analyseur de réseau, enfin par simulation électromagnétique sous le logiciel CST et par simulation sous le logiciel ADS. Sous le logiciel CST, la sonde et la ligne sont dessinées. Pour la simulation ADS, la sonde est modélisée par une capacité dont la valeur doit être ajustée.

Pour déterminer une valeur approchée de la capacité modélisant la sonde Ez3, nous calculons la valeur de la capacité équivalente du couplage entre la sonde et la ligne (Figure 103).

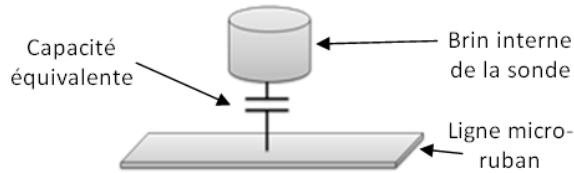


Figure 103 : Schématisation de la capacité équivalente entre la sonde Ez3 et la ligne micro-ruban

Le diamètre interne d du brin de la sonde est de $510 \mu m$. Cela implique une surface $S = \frac{\pi d^2}{4} = 2,04 \cdot 10^{-7} m^2$. La distance choisie entre la sonde et la ligne est $h = 500 \mu m$. La permittivité relative du milieu entre la sonde et la ligne est l'air d'où $\epsilon_r = 1$. L'équation suivante permet de calculer la valeur de la capacité équivalente :

$$C = \epsilon \frac{S}{h} \quad (Eq 32)$$

Sachant que $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ avec $\epsilon_0 = 8.854187 \cdot 10^{-12} F/m$, la valeur de C calculée est de $3.6 fF$. Cette valeur donne seulement un ordre de grandeur de la capacité équivalente entre la sonde et la ligne micro-ruban. Nous ajustons maintenant la valeur de cette capacité afin d'obtenir sous ADS un coefficient de transmission identique à celui mesuré et simulé sous CST. La ligne est laissée en circuit ouvert.

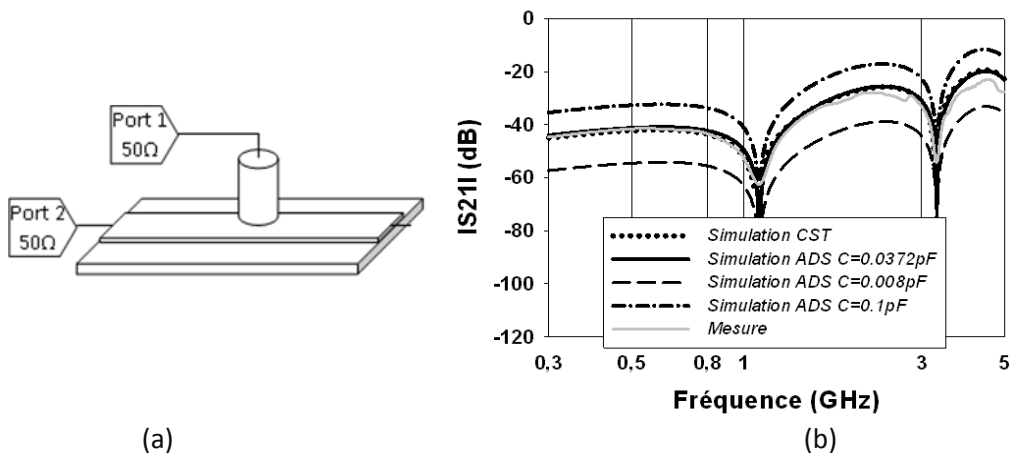


Figure 104 : (a) Schéma de mesure du coefficient de transmission. (b) Comparaison du coefficient de transmission entre la sonde Ez3 et la ligne laissée en circuit ouvert, mesuré et simulé

Les coefficients de transmission simulés avec une capacité $C = 37 fF$ sous ADS concordent avec ceux mesurés et simulés sous CST.

Modélisation de la sonde Hz1

Le couplage entre les sondes liées au champ magnétique et une ligne micro-ruban peut être modélisé en première approximation par l'induction entre deux bobines [Alaeldine *et al.*, 2007].

Lors de la simulation, l'inductance L_1 est placée entre les deux tronçons de ligne constituant la ligne micro-ruban. L'inductance L_2 modélise l'inductance équivalente de la boucle de la sonde (Figure 105).

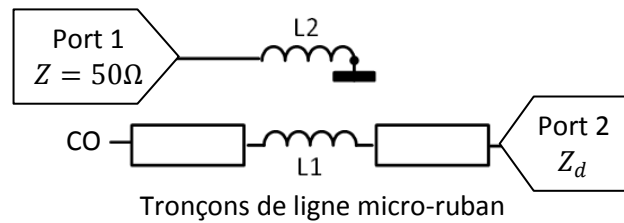


Figure 105 : Schéma de mesure du coefficient de transmission entre la sonde Hz1 et Hx1 et la ligne micro-ruban

Les valeurs des deux inductances L_1 et L_2 ainsi que le coefficient de couplage K entre les deux inductances doivent être déterminés. D'après [Kanda *et al.*, 1993], la valeur de l'inductance équivalente d'une sonde magnétique peut être calculée par la relation suivante :

$$L_2 = \mu_0 r_w \ln \left(\frac{8r_1}{r_w} - 2 \right) \quad (\text{Eq 33})$$

Avec $\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \text{ H/m}$ la perméabilité du vide, r_w le rayon du brin interne de la sonde en mètre, r_1 le rayon de la boucle en mètre. Pour la sonde utilisée, $r_1 = 2.5 \text{ mm}$, $r_w = 0.51 \text{ mm}$. La valeur de l'inductance calculée est $L_2 = 2,31 \text{ nH}$. La valeur de l'inductance L_1 placée entre les deux tronçons de la ligne micro-ruban est déterminée afin que cette dernière ne modifie pas le coefficient de transmission de la ligne. La valeur limite de L_1 déterminée par simulation est de 0.22 nH . Au-delà de cette valeur, la présence de l'inductance L_1 provoque une modification supérieure à 0.1 dB du coefficient de transmission de la ligne seule. K le coefficient de couplage sera compris entre 0 et 1.

Les valeurs des trois éléments L_1 , L_2 et K sont maintenant ajustés en suivant le même protocole qu'avec la sonde Ez3.

Pour la mesure, la sonde Hz1 est placée au milieu et en bord de ligne afin que le couplage soit optimal (Figure 106(a)) et à une hauteur de 0.5 mm . La ligne est laissée en circuit ouvert.

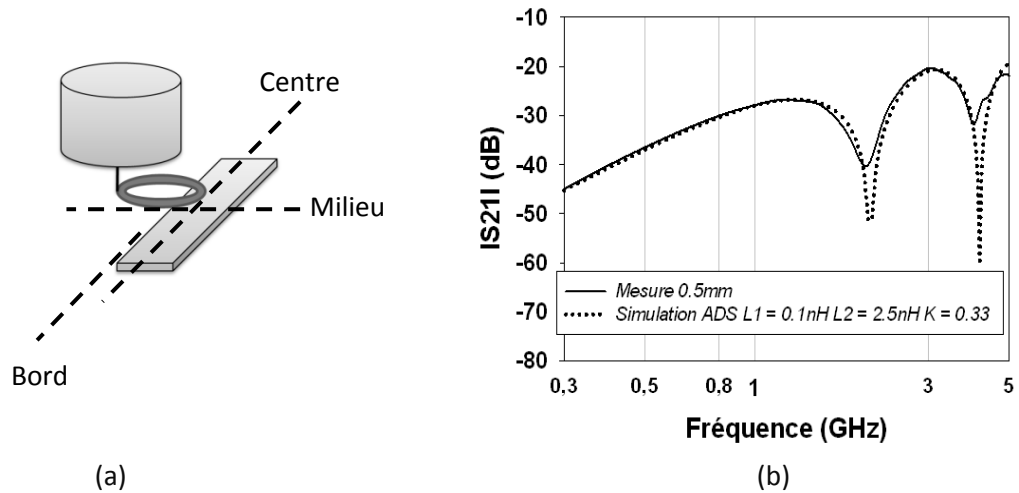


Figure 106 : (a) placement de la sonde Hz1 au-dessus de la ligne, (b) comparaison du coefficient de transmission sonde Hz1 - ligne micro-ruban mesuré et simulé avec ADS

Une bonne concordance du coefficient de transmission est obtenue (Figure 106(b)) pour les valeurs des composants suivants : $L_1 = 0.1 nH$, $L_2 = 2.5 nH$ et $K = 0.33$.

Modélisation de la sonde Hx1

Le couplage entre la sonde Hx1 et la ligne est lui aussi modélisé (Figure 107(a)). La sonde Hx1 est placée au milieu et au centre de la ligne micro-ruban.

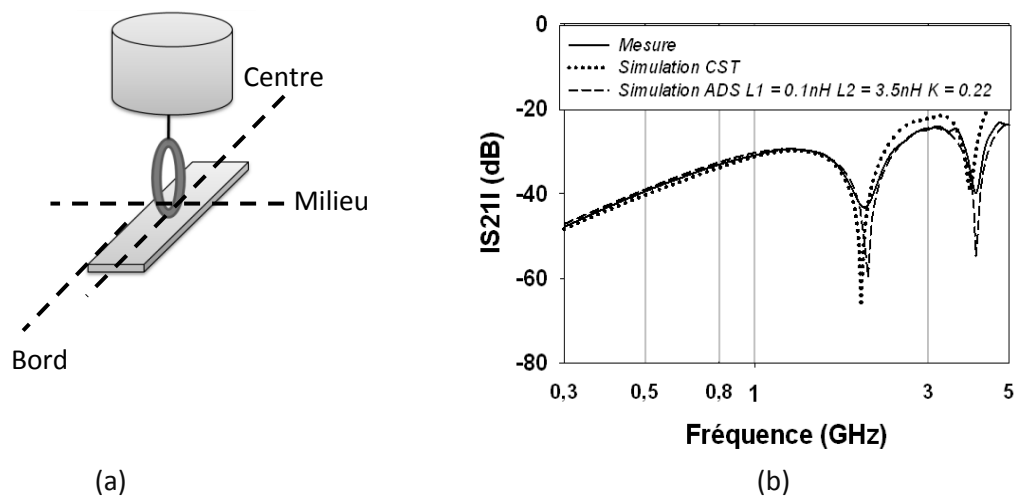


Figure 107 : (a) placement de la sonde Hx1 au-dessus du ruban, (b) comparaison du coefficient de transmission entre la sonde Hx1 et la ligne micro-ruban mesuré, simulé avec CST et simulé avec ADS

La concordance des caractéristiques mesurées et simulées présentées sur la Figure 107(a) est optimale pour les valeurs des composants suivantes : $L_1 = 0.1 nH$, $L_2 = 3.5 nH$ et $K = 0.22$.

Le couplage entre les sondes et la ligne micro-ruban placée devant la diode est donc modélisé. Nous pouvons les intégrer au modèle complet du montage d'injection en mode rayonné.

2.4.2 MODELISATION DE L'INJECTION RAYONNEE D'UN SIGNAL D'AGRESSION VIA Ez3

La valeur de la capacité déterminée précédemment pour modéliser le couplage avec la sonde Ez3 est utilisée, c'est à dire $C = 37 \text{ fF}$. Le schéma équivalent du système d'injection en mode rayonné avec la sonde Ez3 est présenté sur la Figure 108.

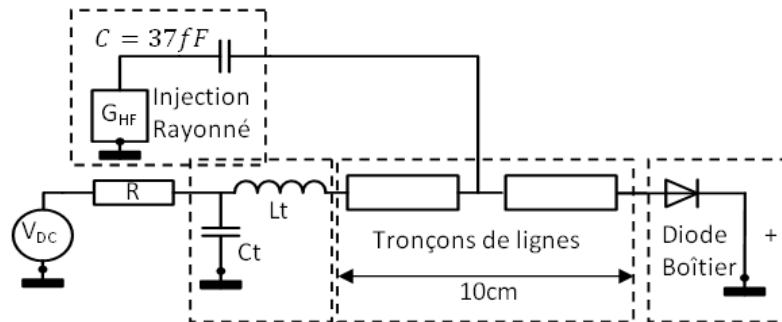


Figure 108 : Schéma équivalent du système d'injection en mode rayonné avec la sonde Ez3

Le circuit est simulé en « harmonic balance ». Une agression est injectée pour différentes fréquences comprises entre 800 MHz et $1,4 \text{ GHz}$. Dans un premier temps, la simulation montre des résultats se rapprochant de la mesure. Quelques différences persistent néanmoins. Pour obtenir une meilleure concordance des caractéristiques simulées et mesurées, il est nécessaire de procéder aux deux actions suivantes :

- ajouter une longueur de ligne supplémentaire de 2 mm , c'est-à-dire rajouter 1 mm à chacun des deux tronçons de ligne.
- ajuster la valeur de la capacité pour chaque fréquence d'agression entre 14 fF et 38 fF .

L'ajout d'une longueur de ligne comme la variation de la capacité C peut être justifié par des phénomènes de rayonnement en champ proche. D'un point de vue propagation, les lignes de champ de l'onde EM peuvent déborder de la ligne de longueur L_1 et donner une longueur "image" supplémentaire. La nouvelle longueur de la ligne devient L_1' (Figure 109).

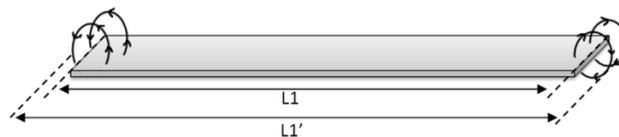


Figure 109 : Rayonnement électromagnétique sur les bords de ligne donnant une longueur équivalente L_1'

La Figure 110 présente la comparaison entre les mesures et les simulations des courbes $I_{d_{moy}} / V_{d_{moy}}$ de la diode lors de l'injection d'un signal d'agression en mode rayonné. Le signal est injecté en position 10. La fréquence du signal d'agression est fixée à 1 GHz . A cette fréquence la capacité C est ajustée à une valeur de 19 fF .

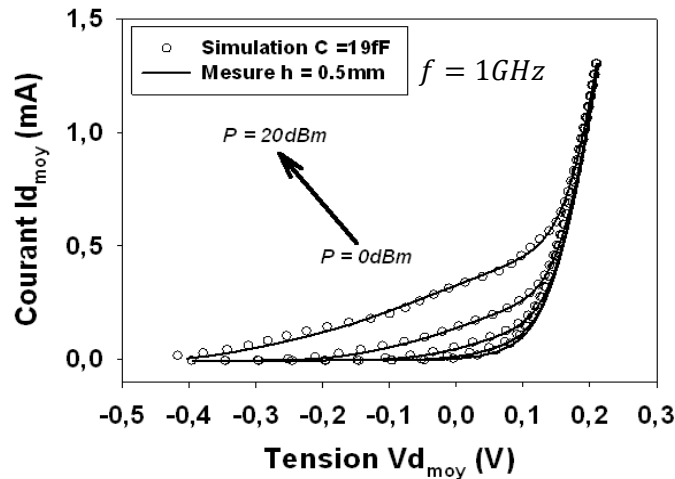


Figure 110 : Comparaison mesure - simulation ADS du décalage des courbes $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ lors de l'injection d'un signal d'agression via la sonde Ez3de fréquence $f = 1\text{ GHz}$ et de puissance P variant de 0 dBm à 20 dBm par pas de 5 dBm : le point d'injection est situé en P10 et la sonde est placée à 0.5 mm au dessus de la ligne micro-ruban

Un bon accord entre les simulations et les mesures est obtenu.

Nous allons maintenant nous intéresser au phénomène de propagation lors d'une injection en mode rayonné. Comme pour l'injection en mode conduit, la principale difficulté à prendre en compte est les non linéarités de la diode. Aussi dans un premier temps, nous nous plaçons dans un cas linéaire pour lequel la diode est remplacée par une impédance dont la valeur dépend de sa polarisation. Dans un deuxième temps, nous considérerons le régime fort signal où la diode est équivalente à une charge non linéaire.

2.4.3 MISE EN EVIDENCE DES PHENOMENES DE PROPAGATION

Lors de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit, la capacité d'injection a une valeur d'impédance faible aux fréquences de travail. Elle modifiait alors les propriétés du système d'injection par un effet « stub ». Lors de l'injection d'un signal d'agression en mode rayonné, les sondes de champ proche étant fortement désadaptées, elles ne modifient quasiment pas les propriétés de propagation de l'onde sur la ligne micro-ruban. La ligne peut alors être considérée comme une cavité pour laquelle il est possible de calculer des fréquences de résonance.

Calcul des fréquences de résonance

D'un point de vue haute fréquence, la ligne micro-ruban placée devant la diode est chargée à gauche par un circuit ouvert, par l'inductance L_t dont l'impédance est notée Z , et à droite par une impédance variable notée Z_d représentant l'impédance de la diode et qui dépend de sa polarisation (Figure 111).

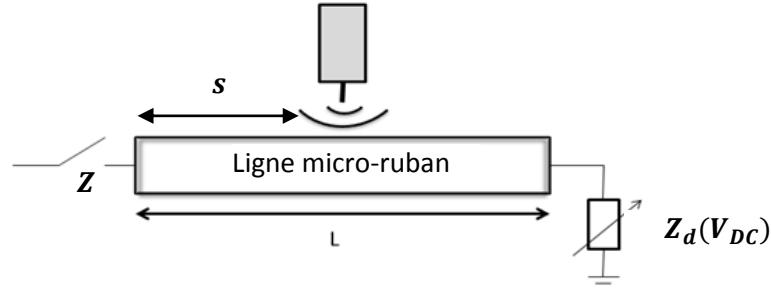


Figure 111 : Représentation du système sous test diode-boîtier-ligne par une cavité

La ligne micro-ruban est modélisée par une cavité chargée par une impédance Z d'un coté et Z_d de l'autre et excitée par le signal d'agression. Comme toute cavité, sa longueur et ses impédances de charge définissent des fréquences de résonance.

Il s'agit maintenant de déterminer la valeur de ces fréquences de résonance.

Soit Z l'impédance d'entrée de la ligne micro-ruban. La théorie des lignes nous permet de calculer la valeur de l'impédance Z_d à une distance L de Z par la relation suivante [Badoual *et al.*, 1993] :

$$Z = Z_c \frac{Z_d + jZ_c \tan \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon_{eff}} L}{c}}{Z_c + jZ_d \tan \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon_{eff}} L}{c}} \quad (\text{Eq 34})$$

Avec c la célérité de la lumière et ε_{eff} la permittivité effective du milieu de propagation de l'onde (dans notre cas égal à 1.9) et L la longueur séparant les deux impédances.

Si on se fixe des valeurs d'impédance Z et Z_d , une condition sur la fréquence peut être déterminée :

$$f = \frac{c}{2\pi L \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left[\tan^{-1} \left(\frac{Z_c(Z_d - Z)}{j(ZZ_d - Z_c^2)} \right) + m\pi \right] \quad (\text{Eq 35})$$

Avec m un entier relatif.

Sachant que l'impédance Z correspond dans notre cas à un circuit ouvert, nous pouvons simplifier la relation précédente :

$$f = \frac{c}{2\pi L \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left[\tan^{-1} \left(j \frac{Z_c}{Z_d} \right) + m\pi \right] \quad (\text{Eq 36})$$

Dans notre cas, la valeur de la fréquence de résonance de la ligne dépend de la valeur de l'impédance Z_d , de la longueur L de la ligne micro-ruban ici fixée à 10 cm et de ces différents paramètres physiques. Seule l'impédance Z_d peut varier.

Trois cas sont possibles :

- Cas où Z_d est purement réelle : la valeur de la fréquence est calculable pour les valeurs d'impédance $|Z_d| \ll |Z_c|$ et $|Z_d| \gg |Z_c|$. Pour les autres valeurs de Z_d réelle, f est imaginaire.
- Cas où Z_d est purement imaginaire : une infinité de valeurs de fréquence peut être calculée.
- Cas où Z_d est complexe : une infinité de valeurs de fréquence peut être calculée.

La partie imaginaire de la fréquence peut se traduire par l'apparition de pertes soit une moins bonne efficacité en terme de résonance de la cavité.

Dans le cas de notre ligne, lorsque le module de Z_d est très grand ou très petit devant Z_c . Les fréquences de résonances suivantes peuvent être calculées :

Module de Z_d	$\ll Z_c$	$= Z_c$	$\gg Z_c$
Fréquence	$f = \frac{c \left[\frac{\pi}{2} + m\pi \right]}{2\pi L \sqrt{\epsilon_{eff}}}$	$f = \infty$	$f = \frac{c[m\pi]}{2\pi L \sqrt{\epsilon_{eff}}}$
$m = 0$	0,53 GHz	Aucune fréquence de résonance calculable	0
$m = 1$	1,59 GHz		1,07 GHz

Tableau 9 : Calcul des fréquences de résonance de la ligne micro-ruban lors de l'injection d'une agression en mode rayonné

Pour vérifier ces valeurs de fréquences de résonance, nous étudions la puissance transmise à la charge Z_d lors de l'injection d'un signal haute fréquence en mode rayonné avec la sonde Ez3 modélisée par la capacité C.

Etude de la puissance transmise à Z_d « système rayonné Ez3 - ligne micro-ruban »

Le signal est injecté en position P10. L'impédance Z_d correspond à l'impédance de la diode pour différentes polarisations. Les valeurs de Z_d utilisées dans l'étude suivante sont rappelées dans le Tableau 10 :

$V_d = -400 \text{ mV}$	$V_d = 0 \text{ mV}$	$V_d = 50 \text{ mV}$	$V_d = 200 \text{ mV}$
$Z_d = (3 - 400j) \Omega$	$Z_d = (36 - 378j) \Omega$	$Z_d = (161 - 306j) \Omega$	$Z_d = (52 - 12j) \Omega$
Polarisation inverse	Polarisation nulle	Polarisation « dans le coude »	Forte polarisation

Tableau 10 : Impédance de la diode pour différentes polarisations

Le rapport des puissances $\frac{P_{Zd}}{P_{GHF}}$ en dB pour la bande de fréquence allant de 300 MHz à 3 GHz est représenté pour chacune de ces quatre valeurs d'impédances Z_d sur la Figure 112. La puissance du générateur HF notée P_{GHF} est fixée à 0 dBm.

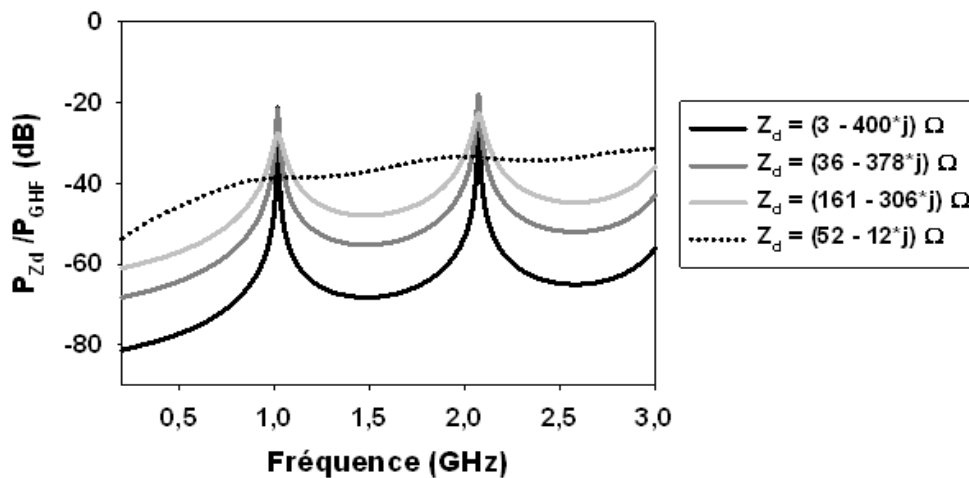


Figure 112 : Coefficient de transmission du système en mode rayonné en position P10 pour quatre valeurs d'impédances Z_d

Pour les trois premières valeurs d'impédance : $Z_d = (3 - 400j) \Omega$, $Z_d = (36 - 378j) \Omega$, $Z_d = (161 - 306j) \Omega$, deux fréquences de résonance sont mesurées : 1.07 GHz et 2.14 GHz. Pour $Z_d = (52 - 12j) \Omega$, cette dernière étant quasi identique à l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban, aucune fréquence de résonance n'est mesurée.

Pour $Z_d = (3 - 400j) \Omega$, nous pouvons considérer que Z_d est purement imaginaire et que $|Z_d| \gg |Z_c|$. La fréquence de résonance mesurée est de 1.07 GHz et correspond bien à celle calculée dans le Tableau 9.

Ce que nous pouvons remarquer, c'est que plus l'impédance $|Z_d|$ tend vers l'infini, meilleure est le facteur de qualité de la cavité. Le pic de résonance est d'autant plus fin. Si l'impédance se rapproche de $Z_c = 50 \Omega$, le facteur de qualité de la cavité diminue et le pic de résonance s'élargit jusqu'à disparaître. Cet effet est notamment observé dans les cavités Fabry Perrot.

Hormis aux fréquences de résonance, le coefficient de transmission est meilleur lorsque l'impédance Z_d tend vers 50Ω . Pour les fréquences de résonance, par contre, le coefficient de transmission est meilleur lorsque le module de l'impédance Z_d est très supérieur à 50Ω .

Maintenant que nous avons mis en avant les phénomènes de résonance propres à l'injection en mode rayonné, étudions l'impact de ces phénomènes sur la détection de la diode soumis à une agression de forte amplitude.

2.4.4 INFLUENCE DES RESONANCES SUR LA PERTURBATION DE LA DIODE

Nous simulons le modèle du système d'injection en mode rayonné présenté sur la Figure 108. La puissance totale aux bornes de la diode est simulée lors de l'injection d'un signal d'agression de puissance 20 dBm en position P10 (Figure 113(a)). On mesure les mêmes fréquences de résonance que lors de l'étude précédente.

L'effet d'un signal d'agression sur la courbe $I_{d_{\text{moy}}}/V_{d_{\text{moy}}}$ de la diode est étudié expérimentalement. La mesure est réalisée pour deux fréquences afin d'étudier l'effet de ce paramètre sur le fonctionnement de la diode. La première fréquence correspond à celle de résonance $f = 1.07 \text{ GHz}$ et la deuxième à une fréquence non résonante (Figure 113(b)).

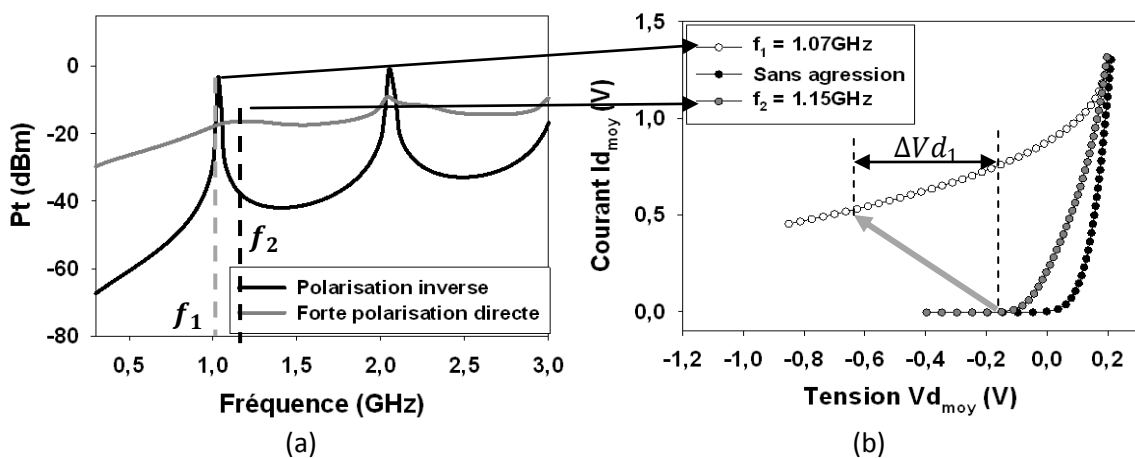


Figure 113 : (a) Coefficient de transmission simulé entre le système d'injection rayonné Ez3 et la ligne micro-ruban pour différentes valeurs d'impédances Z_d en position P10, (b) courbes $I_{d_{\text{moy}}}/V_{d_{\text{moy}}}$ mesurées sans agression et avec agression injectée en position P10 pour $f_1 = 1,07 \text{ GHz}$ et $f_2 = 1,15 \text{ GHz}$. La puissance du signal d'agression est fixée à 20 dBm

La Figure 102(a) montre que la puissance du signal d'agression transmise à la diode dépend fortement de la fréquence. Ainsi le niveau de signal détecté par la diode va varier suivant cette fréquence.

On se place d'abord dans le cas d'une polarisation inverse. Suivant la fréquence du signal d'agression la diode détecte plus ou moins de puissance.

En effet pour $f_1 = 1,07 \text{ GHz}$, la puissance simulée transmise à la diode est de l'ordre de 0 dBm (Figure 113(a)). La diode détecte le signal d'agression et une variation $\Delta Vd_1 = 220 \text{ mV}$ est mesurée (Figure 113(b)).

Pour $f = 1,15 \text{ GHz}$, la puissance simulée transmise à la diode est de l'ordre de -35 dBm (Figure 113(a)). Cette puissance est trop faible pour que la diode la détecte, ainsi aucune variation de Vd_{moy} n'est mesurée (Figure 113(b)).

On se place maintenant dans le cas d'une polarisation directe. Pour une fréquence de $1,07 \text{ GHz}$ et $1,15 \text{ GHz}$, la puissance simulée transmise à la diode est de l'ordre de -25 dBm (Figure 113(a)). La puissance du signal d'agression transmise à la diode est trop faible pour que cette dernière le détecte, ainsi quasiment aucune variation de la tension Vd_{moy} n'est mesurée (Figure 102(b)).

Finalement, le signal d'agression a un effet sur le fonctionnement de la diode principalement à la fréquence de résonance $f = 1,07 \text{ GHz}$ qui apparait pour une polarisation inverse de la diode, pour laquelle son impédance est grande devant l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban. Pour les autres fréquences et les autres polarisations, la puissance du signal d'agression transmise à la diode est trop faible pour que cette dernière le détecte.

2.4.5 INFLUENCE DU POINT D'INJECTION

Nous étudions maintenant l'influence du point d'injection en mode rayonné via Ez3 sur les phénomènes de résonance. Pour cela, la puissance transmise Pt à la diode est étudiée pour les points d'injection P10, P7, P4 et P1 et ce lorsque la diode est polarisée en inverse et en directe (Figure 114). La puissance du générateur HF est fixée à 20 dBm , la diode travaille donc en régime fort signal.

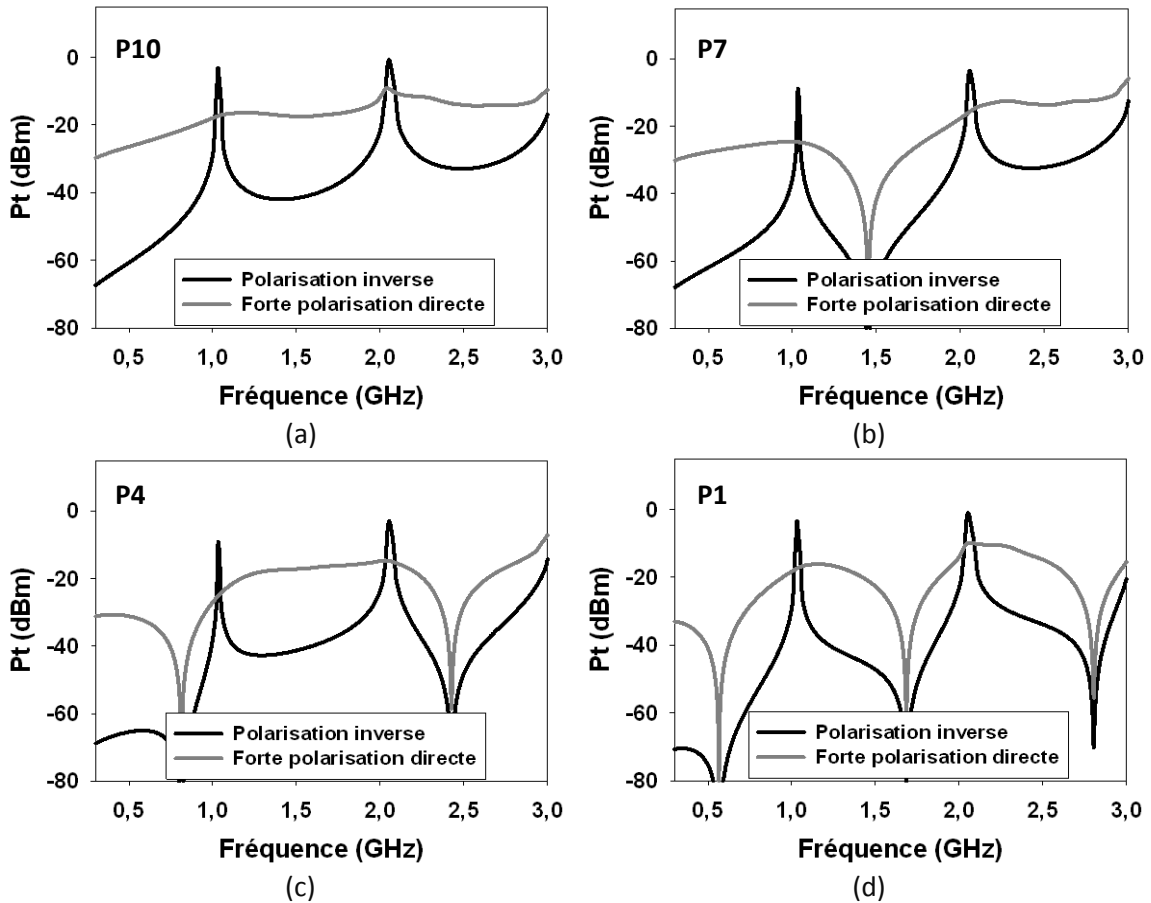


Figure 114 : Coefficient de transmission simulé entre le système d'injection en mode rayonné et la ligne micro-ruban pour différents points d'injection : (a) P10, (b) P7, (c) P4, (d) P1 et différentes impédances Z_d

Plusieurs phénomènes sont observés :

- En polarisation inverse, on note que quelle que soit la position du point d'injection, deux fréquences de résonance sont toujours observées à 1,07 GHz et 2,14 GHz.
- Pour les deux domaines de polarisation de la diode, des fréquences d'antirésonance sont observées pour les positions P7, P4 et P1. Ces fréquences d'antirésonance dépendent de la distance s entre le point d'injection et le circuit ouvert (Impédance Z : Figure 111).

Ces fréquences d'antirésonance expliquent la présence d'un couplage minimum entre la sonde Ez3 et la ligne micro-ruban. Ce couplage apparaît lorsque la sonde Ez3 est placée au-dessus d'un nœud de tension correspondant à un point d'impédance équivalente minimale. En effet, dans notre cas, le circuit ouvert implique un ventre de tension. On rappelle qu'un ventre et un nœud de tension sont séparés de $\frac{\lambda_{eff}}{4}$. Les phénomènes d'antirésonance apparaîtront donc lorsque la distance s entre le point d'injection et le circuit ouvert sera tel que $s = m \frac{\lambda_{eff}}{4}$, avec m entier relatif impair non nul. Les fréquences d'antirésonance se calculent alors par la relation suivante :

$$f = m \frac{c}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}s} \quad (Eq 37)$$

La Tableau 11 montre les fréquences d'antirésonance obtenues par calcul.

P7	P4	P1
1,43 GHz	800 MHz-2,4 GHz	555 MHz-1,66 GHz-2,77 GHz

Tableau 11 : Fréquences d'antirésonance calculées en fonction du point d'injection

Les fréquences d'antirésonance calculées correspondent tout à fait à celles observées sur la Figure 114.

Nous nous intéressons maintenant à l'influence du point d'injection sur la valeur de la puissance transmise, à la résonance. Pour cela, une cartographie en agression de la ligne micro-ruban placée devant la diode est réalisée avec la sonde Ez3 (Figure 115(a)). La puissance du signal d'agression est fixée à 15 dBm. La fréquence du signal d'agression est fixée à 1.07 GHz soit la fréquence de résonance de la ligne micro-ruban. Une fois la cartographie réalisée, nous mesurons pour les trois points d'injection P10, P5 et P1, l'évolution de la courbe $I_{d_{moy}}/V_{d_{moy}}$ de la diode lors de l'injection d'un même signal d'agression et des mêmes niveaux de puissances variant de 0 dBm à 23 dBm (Figure 115(b)(c)(d)).

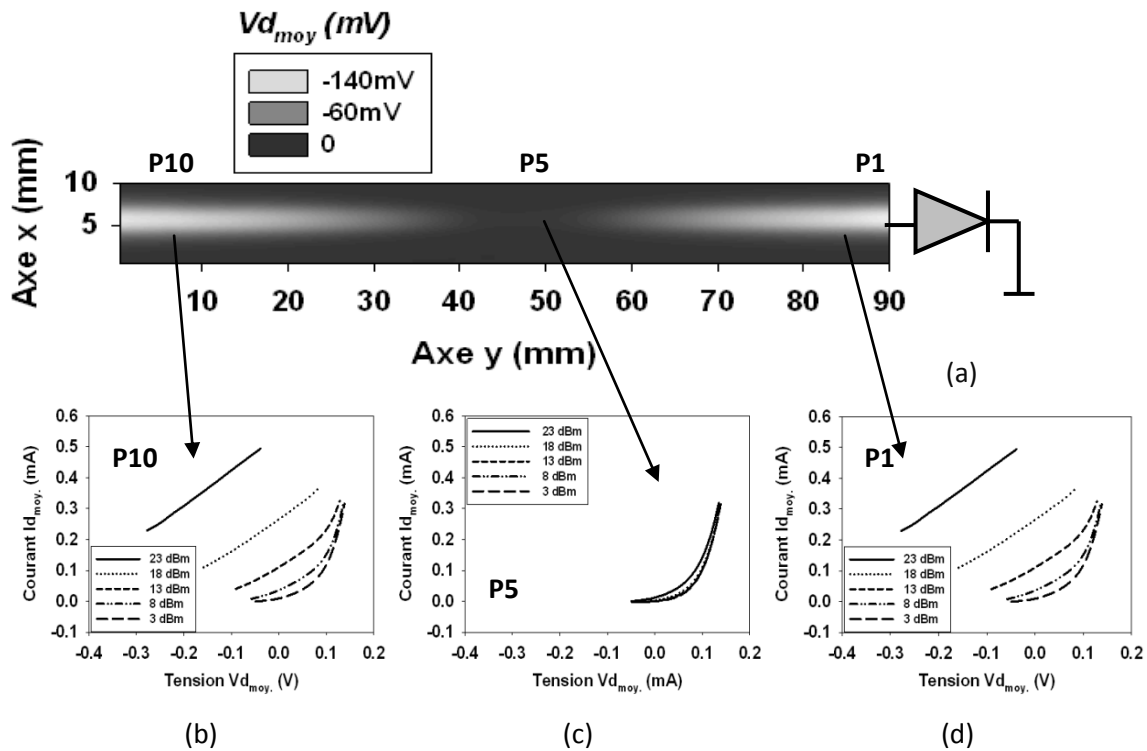


Figure 115 : Influence de la position du point d'injection via la sonde Ez3 : (a) cartographie en injection à $f = 1.07$ GHz de la ligne micro-ruban devant la diode, injection d'un signal d'agression (b) en P10, (c) en P5, (d) en P1

L'amplitude représentée sur l'échelle de la cartographie en agression représente la valeur moyenne Vd_{moy} de la tension mesurée aux bornes de la diode pour une puissance et un point de polarisation donné. La tension Vd_{moy} initiale, c'est à dire sans signal d'agression, est de 0 V. Lors de l'injection du signal d'agression aux extrémités de la ligne, une forte variation de la tension Vd_{moy} est mesurée (Figure 115(a)). Lors de l'injection du signal d'agression en position P5 soit au milieu de la ligne, une très légère variation de la tension Vd_{moy} est mesurée.

La distance séparant les deux zones à fort couplage vaut $\frac{\lambda_{eff}}{2}$ soit la distance séparant deux ventres de tension. Lors de l'injection d'un signal d'agression sur la ligne micro-ruban, une onde stationnaire se crée. L'impédance à gauche de la ligne étant un circuit ouvert, un ventre de tension apparaît en P10. Un deuxième ventre de tension apparaît à une distance $\frac{\lambda_{eff}}{2}$ soit en P1, à la fréquence de 1.07 GHz. A chaque ventre de tension est associé un maximum de rayonnement électrique. Le couplage entre la sonde Ez3 et la ligne est optimal. Un maximum de puissance est transmis à la diode provoquant un décalage optimal de sa courbe Id_{moy}/Vd_{moy} (Figure 115(b)(d)). Au centre de la ligne en P5, soit à $\frac{\lambda_{eff}}{4}$ d'un ventre de tension, se trouve un nœud de tension. Le couplage entre la sonde électrique et la ligne est minimal. Très peu de puissance est transmise à la diode, aucune variation de la courbe Id_{moy}/Vd_{moy} n'est mesurée (Figure 115(c)).

Maintenant que nous avons étudié les phénomènes de propagation lors de l'injection d'un signal d'agression via la sonde Ez3, nous l'étudions avec la sonde Hx1.

2.4.6 ETUDE DES PHENOMENES DE PROPAGATION VIA LA SONDE HX1

Nous étudions à présent les phénomènes de résonance lors de l'injection d'un signal d'agression via la sonde Hx1. La boucle de la sonde est alors placée dans le sens de la ligne micro-ruban. Pour cela le modèle électrique de la sonde Hx1 est utilisé. La puissance du signal d'agression transmise à la diode est analysée par simulation. Le signal d'agression est injecté en P1, c'est-à-dire au plus proche de la diode et sa puissance est fixée à 20 dBm. Le résultat est présenté sur la Figure 116. Sur la même figure est représentée la puissance transmise à la diode pour une injection via la sonde Ez3 au même point d'injection et à la même puissance. La diode est polarisée en inverse.

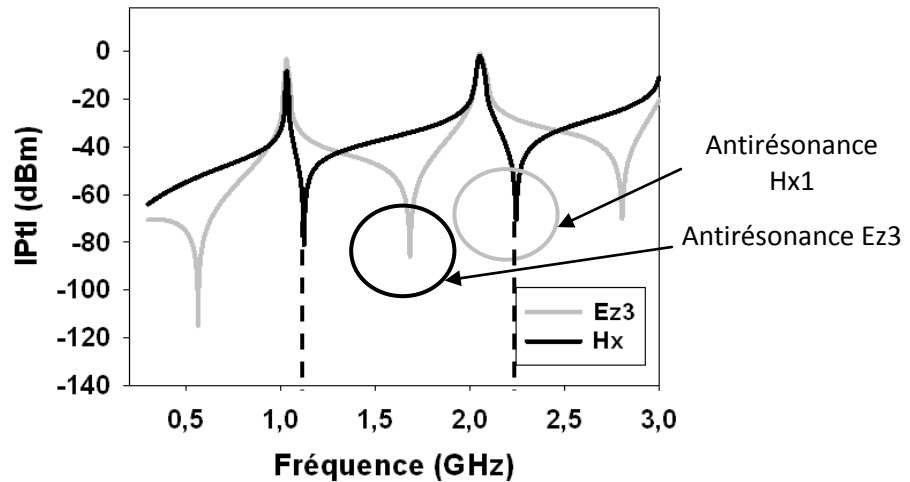


Figure 116 : Puissance P_t transmise à la diode lors de l'injection d'un signal d'agression via la sonde Ez3 et Hx1. Le point d'injection est P1 et la puissance du signal d'agression est fixée à 20 dBm.

Les mêmes fréquences de résonance à 1.07 GHz et 2.4 GHz sont mesurées avec la sonde Hx1 et la sonde Ez3 (Figure 116). Les fréquences d'antirésonance sont quand à elles décalées par rapport à celles mesurées lors de l'injection avec la sonde Ez3. Les fréquences d'antirésonance dépendent de la distance s entre le circuit ouvert et le point d'injection. Si un couplage minimal est mesuré lorsque la sonde Ez3 se situe au-dessus d'un nœud de tension, un couplage minimal est mesuré lorsque la sonde Hx1 se trouve au-dessus d'un nœud de courant soit un ventre de tension. Les fréquences d'antirésonance se calculent par la relation :

$$f = n \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}s} \quad (Eq\ 38)$$

Avec n entier relatif pair non nul.

La Tableau 12 montre les fréquences d'antirésonance obtenues par calcul.

Position P1
1.11 GHz - 2.22 GHz

Tableau 12 : Fréquences d'antirésonance calculées pour P1

Les fréquences d'antirésonance calculées correspondent tout à fait à celles observées sur la Figure 116.

Nous nous intéressons maintenant à l'influence du point d'injection sur les résonances lors de l'injection d'un signal d'agression via la sonde Hx1. Par simulation, on observe que la puissance transmise aux fréquences de résonance est maximale lorsque la sonde injecte un signal d'agression au point P5 puis est minimale aux points P10 et P1, c'est-à-dire aux extrémités de la ligne. Cet effet est observé expérimentalement. Pour cela une cartographie en agression de la ligne micro-ruban

placée devant la diode est réalisée via la sonde magnétique Hx1 (Figure 117). La puissance du signal d'agression est fixée à 15 dBm et sa fréquence est fixée à 1.07 GHz, soit la fréquence de résonance de la ligne micro-ruban. La tension initiale aux bornes de la diode est 0 V.

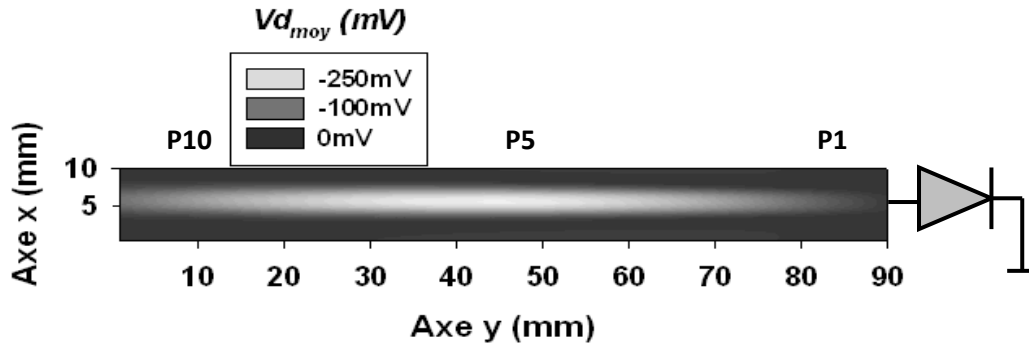


Figure 117 : Cartographie en injection de la ligne micro-ruban devant la diode via la sonde Hx1 à $f = 1.07\text{GHz}$

Un couplage maximal est mesuré au milieu de la ligne (en P5). A ce point d'injection, un ventre de courant existe. A l'inverse, aux deux extrémités de la ligne, des nœuds de courant existent, le couplage entre la sonde et la ligne est minimal.

Nous venons d'étudier les phénomènes de propagation d'un signal d'agression lorsque celui-ci est injecté en mode conduit et en mode rayonné avec une sonde électrique et une sonde magnétique. Les paramètres étudiés ont été la puissance, la fréquence et la position du point d'injection du signal d'agression. La section qui suit récapitule les principales différences observées sur ces trois paramètres lors d'une injection en mode conduit et rayonné.

2.5 COMPARAISON DES PHENOMENES : CONDUIT/RAYONNE

Nous avons étudié dans les deux sections précédentes les phénomènes de résonance et d'antirésonance propres aux modes d'injection conduit et rayonné. Ces phénomènes de résonance ont été étudiés pour différentes fréquences et différents points d'injection. Suivant le mode d'injection et la sonde utilisée, différents phénomènes ont été observés.

Injection en mode conduit

- Les phénomènes d'antirésonance apparaissent quelle que soit la valeur de la charge non linéaire équivalente de la diode sauf pour une injection en bout de ligne, c'est-à-dire au plus loin de la diode.
- Les phénomènes de résonance apparaissent lorsque la diode est polarisée en inverse, c'est-à-dire lorsque sa charge non linéaire est grande devant l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

- Les phénomènes de résonances sont modélisés par un stub et apparaissent principalement lors de l'injection autour du centre de la ligne.

Injection en mode rayonné : sonde Ez3

- Comme pour l'injection en mode conduit, les phénomènes d'antirésonance apparaissent quelle que soit la valeur de la charge non linéaire équivalente de la diode sauf lors d'une injection en bout de ligne, c'est-à-dire au plus loin de la diode.
- Les fréquences d'antirésonance et de résonance sont mesurées aux mêmes fréquences que celles mesurées en mode conduit.
- Les phénomènes de résonance apparaissent lorsque la diode est polarisée en inverse, c'est-à-dire lorsque sa charge dynamique est grande devant l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.
- Les phénomènes de résonances sont modélisés par un phénomène de cavité et ils apparaissent quelle que soit la position du point d'injection, ils sont cependant maximaux lors de l'injection aux extrémités de la ligne lorsque la sonde est placée au-dessus d'un ventre de tension.

Injection en mode rayonné : sonde Hx1

- Comme pour l'injection en mode conduit, les phénomènes d'antirésonance apparaissent quelle que soit la charge non linéaire équivalente de la diode, sauf lors d'une injection en bout de ligne, c'est-à-dire au plus loin de la diode.
- Les fréquences d'antirésonance sont mesurées à des fréquences décalées par rapport à celles mesurées en mode conduit et rayonné via la sonde Ez3.
- Les phénomènes de résonance apparaissent lorsque la diode est polarisée en inverse. Ces fréquences sont mesurées aux mêmes fréquences qu'en mode conduit et rayonné via la sonde Ez3.
- Les phénomènes de résonances apparaissent quelle que soit la position du point d'injection mais sont maximaux lors de l'injection au milieu de la ligne, ce qui correspond à un positionnement de la sonde au-dessus d'un ventre de courant.

Les études sur la puissance transmise à la diode lors de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit et rayonné montrent des phénomènes de résonance et d'antirésonance. De façon générale, on peut dire qu'en mode rayonné, la puissance d'agression subit des pertes de l'ordre de 25 à 30 *dB* si la diode est polarisée en inverse et à la fréquence de résonance de la ligne. En polarisation directe, les pertes sont de l'ordre de 40 *dB*. En mode conduit, la puissance peut être

intégralement transmise à la diode si celle-ci est polarisée en directe. En polarisation inverse, il y a transmission totale à la fréquence de résonance de la piste.

Maintenant que nous avons comparé la puissance transmise avec les deux modes d'injection, il est possible d'expliquer la différence de variation de la courbe $I_{d_{moy}} / V_{d_{moy}}$ de la diode lors de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit et en mode rayonné via Ez3 (Figure 93). Les conditions de cette mesure sont les suivantes : le signal d'agression a été injecté en mode conduit et rayonné au plus loin de la diode et à une fréquence de 1 GHz. Pour les deux modes d'injection, la diode détecte le signal d'agression. Un décalage des courbes $I_{d_{moy}} / V_{d_{moy}}$ est alors mesuré. Pour l'injection en mode conduit, la diode détecte plus de puissance en polarisation directe qu'en polarisation inverse. Inversement, en mode rayonné, la diode détecte plus de puissance en polarisation inverse qu'en polarisation directe. L'explication est la suivante. La fréquence du signal d'agression de 1 GHz, c'est à dire très proche de la fréquence de résonance de la ligne soit 1.07 GHz. Lors de l'injection au plus loin de la ligne en mode conduit, aucune résonance n'est excitée et ce quelle que soit la polarisation de la diode. Dans ce cas, la puissance transmise à la diode est maximale en forte polarisation directe. La diode détecte donc plus de puissance en polarisation directe. Lorsque le signal d'agression est injecté en mode rayonné au plus loin de la diode, une fréquence de résonance est excitée lorsque la diode est polarisée en inverse. La diode détecte alors davantage de puissance en polarisation inverse qu'en polarisation directe.

3 CONCLUSION SUR L'ETUDE DE LA DIODE

Nous avons dans ce chapitre étudié la susceptibilité électromagnétique d'une diode Schottky.

Dans un premier temps la diode a été modélisée sous le logiciel ADS. Pour cela, des mesures de caractéristiques statiques I_d/V_d et de coefficients de réflexion ont été réalisés. Une fois les paramètres statiques et dynamiques du modèle électrique de la diode et de son boîtier ajustés, une bonne concordance entre les mesures et les simulations a été observée.

Nous nous sommes ensuite intéressés à l'effet d'un signal d'agression électromagnétique injecté en mode rayonné. L'agression modifie la courbe I_d/V_d de la diode. L'injection d'un signal d'agression a montré un phénomène de détection correspondant à la variation de la tension moyenne aux bornes de la diode et du courant moyen la traversant. Nous avons ensuite injecté le signal d'agression en mode conduit, au travers d'une capacité de faible valeur aux fréquences de travail. Nous avons également observé un phénomène de détection, cependant suivant sa polarisation, le niveau de puissance détecté est différent par rapport au mode rayonné.

Afin d'expliquer cette différence, les montages pour l'injection d'un signal d'agression en mode conduit et rayonné ont été modélisés. Pour cela un modèle électrique du couplage entre les sondes et la ligne micro-ruban a été proposé. Pour la sonde liée au champ électrique, le couplage entre la sonde et la ligne a été modélisé par une capacité ; pour les sondes liées au champ magnétique, le couplage a été modélisé par l'inductance mutuelle entre deux inductances.

Premièrement nous avons vérifié que plus la puissance du signal d'agression arrivant sur la diode est importante, plus la diode détecte. Deuxièmement, la puissance arrivant sur la diode est optimale lors de l'apparition de phénomènes de résonance propres à chaque mode d'injection. Nous avons montré que ces phénomènes de résonance dépendent plus ou moins directement de plusieurs paramètres. Ces paramètres sont la longueur de la ligne devant la diode, la fréquence et la puissance du signal d'agression, la position du point d'injection et la polarisation de la diode.

- lors de l'injection en mode conduit, la puissance transmise est totale lorsque l'impédance de la diode tend vers 50Ω . Ce mode d'injection peut faire apparaître des phénomènes de résonance qui impliquent une transmission quasi-totale de la puissance d'émission lorsque l'impédance de la diode est très grande ou très petite devant l'impédance de la ligne placée devant. Cependant les phénomènes de résonance n'apparaissent que pour des points d'injection précis pouvant être déterminés en modélisant le système par un stub.
- Lors de l'injection en mode rayonné, la puissance transmise subit au mieux une perte de 25 dB . La puissance transmise est maximale aux fréquences de résonance qui dépendent principalement de la longueur de la ligne et de ses charges. De plus, l'excitation de ces résonances est optimale lorsque le point d'injection est situé au-dessus d'un ventre de tension pour la sonde liée au champ électrique et d'un ventre de courant pour les sondes liées au champ magnétique.

Finalement les phénomènes observés lors de l'injection d'un signal d'agression sur un composant actif simple ont été analysés et compris. Nous souhaitons maintenant étudier la susceptibilité électromagnétique d'un système électronique plus complexe, une boucle à verrouillage de phase.

V. ETUDE DE LA SUSCEPTIBILITE ELECTROMAGNETIQUE D'UNE PLL

<u>1</u>	<u>Boucle à verrouillage de phase (PLL)</u>	128
1.1	<u>Rôle d'une PLL</u>	128
1.2	<u>Éléments constituant la PLL d'étude</u>	129
1.3	<u>Validation du fonctionnement de la PLL</u>	134
<u>2</u>	<u>Etude des différents circuits</u>	136
2.1	<u>Etude du montage à base d'AOPs</u>	136
2.2	<u>Etude de l'oscillateur à quartz</u>	150
2.3	<u>Etude de l'oscillateur commandé en tension</u>	157
2.4	<u>Etude du coupleur résistif</u>	177
2.5	<u>Etude du circuit « Div+CPF+PC+FPB »</u>	178
2.6	<u>Association du montage à base d'AOPs et du VCO</u>	188
<u>3</u>	<u>Etude de la susceptibilité de la PLL</u>	189
3.1	<u>Mesure de la bande de fréquence de fonctionnement de la PLL</u>	190
3.2	<u>Injection d'un signal d'agression en mode rayonné</u>	191
<u>4</u>	<u>Conclusion sur la susceptibilité de la PLL</u>	201

Dans le chapitre précédent, les effets de l'injection d'un signal d'agression en mode rayonné et en mode conduit sur un composant actif simple ont été analysés. Les conclusions qui en découlent serviront pour l'étude de circuits actifs plus complexes. En effet, nous proposons maintenant d'étudier la susceptibilité électromagnétique d'un système électronique complexe en suivant la méthodologie suivante.

- Etudier l'effet d'un signal d'agression sur plusieurs circuits électroniques.
- A partir de ces circuits réaliser un système électronique.
- Etudier l'effet d'un signal d'agression sur ce système.

Nous utilisons cette méthodologie pour plusieurs raisons. Premièrement, cela permet de mettre en avant les effets d'une perturbation sur chacun des circuits constituant le système. Ainsi il nous est possible de déterminer les circuits les plus sensibles. Deuxièmement, en connaissant les effets d'un signal d'agression sur chacun des circuits, il est plus facile de déterminer la cause de la défaillance du système perturbé.

Le système complexe que nous avons choisi d'étudier est une boucle à verrouillage de phase fonctionnant en bande UHF (2 GHz). Elle a pour rôle de synthétiser un signal haute fréquence très stable. Nous avons choisi ce système pour deux raisons. Premièrement, il est largement utilisé dans le domaine de la communication haute fréquence. Deuxièmement une boucle à verrouillage de phase est généralement constituée de circuits analogiques basses fréquences et hautes fréquences, ce qui nous permettra d'élargir notre panel de circuits étudiés et de pouvoir élaborer une hiérarchie des différents effets de perturbation observés.

Ce chapitre est construit de la façon suivante. Dans un premier temps, nous présenterons brièvement le rôle, les circuits et le fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase étudiée. Dans un deuxième temps nous présenterons plus en détail chaque circuit composant la boucle à verrouillage de phase et surtout les effets observés sur ces circuits lors de l'injection d'un signal d'agression. Dans un troisième temps, nous présenterons les effets observés lors de l'injection d'une perturbation électromagnétique sur la boucle à verrouillage de phase complète.

1 BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE (PLL)

1.1 ROLE D'UNE PLL

Le rôle d'une boucle à verrouillage de phase (PLL pour Phase Lock Loop) est généralement de fournir un signal très stable en fréquence. Le circuit PLL est alors appelé synthétiseur de fréquence.

On retrouve ce circuit dans un grand nombre de systèmes par exemple en communication pour la réalisation des oscillateurs locaux.

1.2 ELEMENTS CONSTITUANT LA PLL D'ETUDE

Pour générer un signal HF (Haute Fréquence) très stable en fréquence, le principe est de synchroniser la fréquence d'un oscillateur commandé en tension (VCO) à une fréquence très stable de référence générée par un oscillateur à quartz [Mini-circuits-Syn], [Mini-circuits-PLL]. La boucle est verrouillée lorsque la fréquence de référence et la fréquence du VCO sont synchronisées. La tension de commande V_{ctrl} du VCO converge alors vers une tension fixe. Nous ne présentons pas dans ce chapitre le schéma bloc classique d'une boucle à verrouillage de phase. Pour plus d'informations, nous renvoyons le lecteur aux références suivantes : [Wang, 2009], [Sié, 2004], [Djemouai *et al.*, 2001] et [Lee, 1998].

Nous présentons alors le schéma bloc composé des cinq circuits constituant la PLL dont nous souhaitons étudier la susceptibilité (Figure 118).

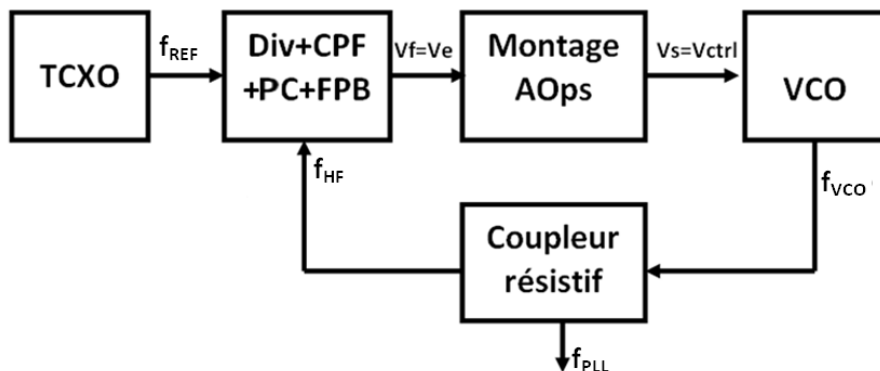


Figure 118 : Schéma bloc de la PLL

La boucle à verrouillage de phase étudiée se compose de cinq circuits. Un oscillateur à quartz compensé en température (TCXO) génère un signal de référence de fréquence f_{REF} . Il est suivi par un circuit « Div+CPF+PC+FPB » comprenant les éléments suivants : diviseur de fréquence (Div), comparateur de phase/fréquence (CPF), pompe de charge (PC) et filtre passe bas (FPB). Ensuite, on a un montage à base d'amplificateurs opérationnels (AOps) délivrant une tension de contrôle V_{ctrl} , l'oscillateur commandé en tension (VCO) et un coupleur résistif. Nous souhaitons que la PLL synthétise un signal de fréquence $f_{PLL} = 2 \text{ GHz}$.

Dans un premier temps, nous présentons brièvement le rôle de chacun des blocs qui constituent la PLL et par la suite nous reviendrons en détail sur chacun d'eux lors de l'étude de leur susceptibilité.

1.2.1 L'OSCILLATEUR A QUARTZ COMPENSE EN TEMPERATURE (TCXO)

Le rôle d'un oscillateur compensé en température (TCXO) est de fournir un signal de référence très stable en fréquence noté f_{REF} . Pour cela, il est généralement constitué d'un oscillateur à quartz dont la fréquence d'oscillation maximale peut être de 250 MHz environ et d'un réseau de compensation en température. Ce dernier permet de limiter la dispersion de la fréquence avec la température. La forme et la configuration de ce réseau varie considérablement en fonction de certaines caractéristiques telles que la tension d'entrée, la température ambiante ou encore la stabilité de la température.

1.2.2 L'OSCILLATEUR COMMANDE EN TENSION (VCO)

L'oscillateur contrôlé ou commandé en tension (VCO) a pour fonction comme son nom l'indique de fournir un signal dont la fréquence f_{VCO} est proportionnelle à la tension de commande V_{ctrl} appliquée en entrée.

1.2.3 MONTAGE A BASE D'AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS (AOps)

Le montage à base d'amplificateurs opérationnels (AOps) a pour rôle de mettre à niveau la tension en sortie du circuit « Div+CPF+PC+FPB » pour la tension de commande du VCO.

1.2.4 LE CIRCUIT « DIV+CPF+PC+FPB »

Le circuit « Div+CPF+PC+FPB » est le circuit central de la boucle à verrouillage de phase. Son rôle est de comparer la phase et la fréquence du signal de référence (TCXO) à celle du VCO. A la suite de cette comparaison, il fournit une tension continue image de l'erreur de phase et de fréquence permettant par la suite de la corriger. Le circuit « Div+CPF+PC+FPB » comprend deux diviseurs de fréquence (Div), un comparateur de phase/fréquence (CPF), la pompe de charge (PC) et le filtre de boucle (FPB) [Analog Device ADF]. Son schéma bloc est présenté sur la Figure 119.

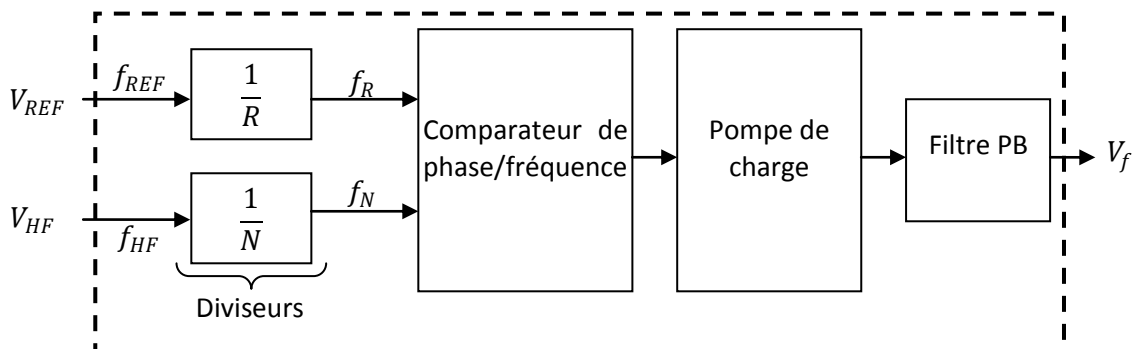


Figure 119 : Composition du circuit Div+CPF+PC+FPB

Les différents éléments du circuit « Div+CPF+PC+FPB » sont détaillés dans les parties suivantes.

Les diviseurs de fréquence

Dans le cas d'une PLL, les diviseurs de fréquence divisent la fréquence des signaux issue du TCXO et du VCO afin de les adapter à la fréquence de comparaison du comparateur de phase/fréquence (CPF). Un diviseur de fréquence peut être programmable ou non programmable et peut présenter un coefficient de division allant de 2 à plusieurs centaines. Enfin ce coefficient peut être soit un nombre entier soit un nombre rationnel :

- Si le coefficient de division N est un nombre entier, la PLL sera dite « Integer-N ».
- Si le coefficient N est un nombre rationnel, la PLL sera alors dite « Fractional-N » ou tout simplement « Fractional ». Dans ce cas, le diviseur est associé à un accumulateur qui permet de commander le rang de division. Un prescaler (pré-diviseur) est utilisé pour changer son modulo entre n et $n + 1$. Ainsi à la sortie du diviseur, la valeur moyenne N du coefficient de division sera un nombre réel compris entre n et $n + 1$, dépendant du nombre de fois que n est apparu. Si la probabilité que n apparaisse est p , alors N peut être exprimé par la relation suivante :

$$N = n.p + (n + 1).(1 - p) = n + r \quad (Eq\ 39)$$

Avec r un nombre rationnel et n un nombre entier [Sié, 2004].

L'avantage de pouvoir diviser par un nombre rationnel est que cela permet une plus grande précision sur la fréquence de sortie de la PLL, et dans le cas où cette dernière est prédéfinie, donne un plus grand choix sur la valeur du coefficient de division. Ce dernier avantage est important et permet d'améliorer plusieurs caractéristiques de la PLL. Premièrement, la contribution en bruit de phase d'un diviseur de fréquence est proportionnelle au coefficient de division N . Plus N est petit, plus le bruit de phase de la PLL est amélioré. Deuxièmement, cela permet, pour une même fréquence de sortie, d'augmenter la fréquence de référence de la PLL ainsi que la bande passante du filtre de boucle. Plus sa bande passante est grande plus le temps de verrouillage de la PLL est réduit [Wang, 2009].

Le Comparateur de Phase/fréquence (PFD : Phase Frequency Detector)

Le comparateur de phase a pour fonction de délivrer un signal proportionnel à l'erreur de phase entre le signal de référence de fréquence f_R et le signal de fréquence f_N (Figure 119). En général, il existe deux types de structures :

- les comparateurs de phase (PD) qui ont pour rôle de fournir une tension moyenne image de la différence de phase entre les deux signaux d'entrée,

- les comparateurs de phase/fréquence (PFD) (Comparateur trois états) qui ont pour rôle de commander la pompe de charge. Elle fournit alors un courant image de la différence de phase et de fréquence entre les deux signaux d'entrée.

Le comparateur de phase/fréquence (PFD) utilisé dans le circuit « Div+PFD+PC+FPB » est présenté sur la Figure 120. Des bascules D génèrent les signaux qui pilotent le circuit de pompe de charge [Lee, 1998].

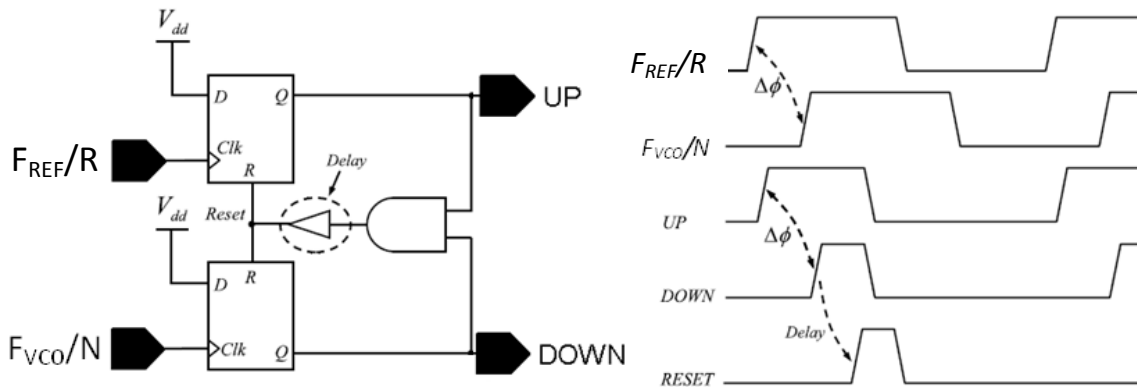


Figure 120 : Schéma d'un PFD

Le comportement d'un PFD suit un principe simple. Si un front montant sur l'entrée F_{REF}/R apparaît, la sortie UP est mise à l'état haut. Si un front montant sur F_{VCO}/N apparaît, la sortie DOWN est mise à l'état haut. Quand les deux sorties UP et DOWN sont à l'état haut, le PFD est remis à 0. Ainsi, la largeur de l'impulsion sur le signal de sortie UP et DOWN est proportionnelle à la différence de phase entre les deux signaux d'entrée. Le bloc « delay » est utilisé pour éviter une zone morte appelée « dead zone » pouvant causer une instabilité de la PLL [Wang, 2009]. Cette dernière apparaît lorsque l'erreur de phase devient très faible.

L'avantage d'un PFD par rapport à un PD est sa plage de linéarité laquelle est de 4π au lieu de 2π ou π suivant la structure du PD. Cet avantage implique une plage de capture et de verrouillage de la PLL plus grande.

Le circuit de Pompe de Charge (PC ou CP : Charge Pump) et le filtre de boucle (FPB)

La pompe de charge est généralement composée de deux transistors MOS. Ces transistors jouent le rôle de sources de courant commandées par le niveau de tension sur la grille. Ce circuit utilise les signaux du PFD pour générer des impulsions de courant. Le filtre de boucle permet alors de convertir ces impulsions de courant en une tension continue pour le contrôle du VCO. De par le choix des valeurs des composants qui le constituent, le filtre de boucle est l'élément qui garantit la stabilité de la PLL [Djemouai *et al.*, 2001]. Les paramètres tels que le temps d'établissement, la bande passante et le bruit de phase de la PLL dépendent de ce filtre. Il existe deux types de filtres

de boucle : passif RC et actif RC du premier, deuxième et troisième ordre [Yuan *et al.*, 2000]. L'ordre est défini par le nombre de capacités constituant le filtre. La conception de la plupart des PLL s'appuie sur une structure passive RC pour la simple raison qu'elle évite dans la PLL la contribution en bruit d'un amplificateur opérationnel. La Figure 121 présente le schéma de la pompe de charge associée au filtre de boucle passif RC du troisième ordre utilisé.

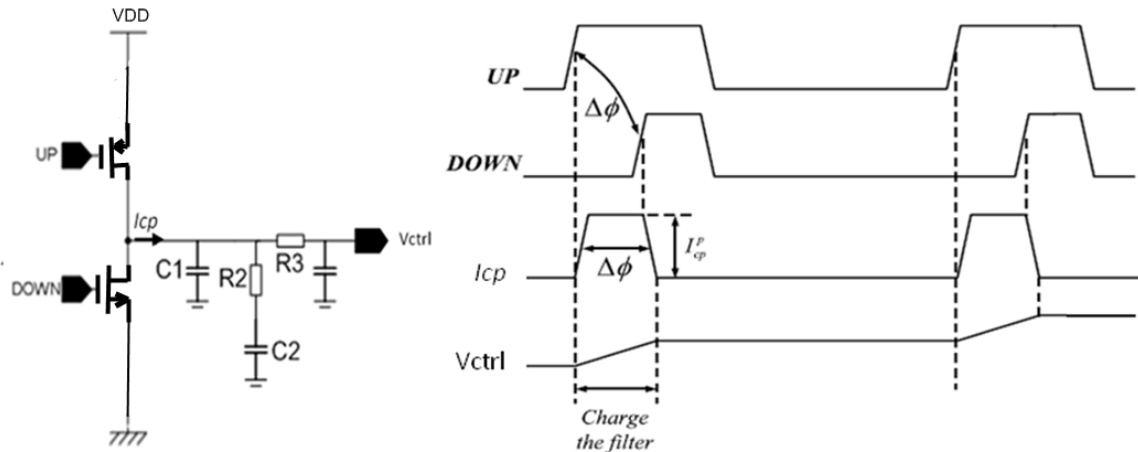


Figure 121 : Schéma de la pompe de charge et du filtre passif RC du troisième ordre

La différence de phase des deux signaux d'entrée UP et DOWN fournie par le CPF se traduit par une impulsion du courant I_{cp} en sortie de la pompe de charge. Ce courant vient charger le filtre. On mesure alors en sortie du filtre une augmentation de sa tension moyenne de sortie. La boucle à verrouillage de phase est verrouillée lorsque la tension de contrôle du VCO notée V_{ctrl} converge vers une valeur fixe.

1.2.5 LE COUPLEUR RESISTIF

Dans le cas de boucles à verrouillage basse fréquence, le signal de sortie de la PLL est directement prélevé entre le VCO et le comparateur de phase. En haute fréquence, il est nécessaire pour conserver l'adaptation 50Ω du système, d'utiliser un coupleur ou diviseur de puissance permettant de diviser le signal de sortie du VCO en deux. Un des deux signaux correspond alors au signal d'entrée V_{HF} du circuit « Div+CPF+PC+FPB » et l'autre au signal V_{PLL} de sortie de la PLL.

Différents types de coupleur peuvent être utilisés. Les plus connus sont les coupleurs à branche (branch-line hybride), coupleur $0 - 180^\circ$ en anneau, coupleur de Wilkinson ou encore le coupleur résistif. Dans le cas de système PLL, on utilise généralement un coupleur résistif pour sa simplicité de réalisation et son encombrement minime [Posar, 1998].

Un coupleur résistif est un coupleur tripôle généralement utilisé pour des fréquences inférieures à 10 GHz . Il est constitué de trois résistances de valeur $\frac{Z_0}{3} \approx 18 \Omega$ pour une impédance

caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$. Le schéma de principe d'un coupleur résistif est présenté sur la Figure 122.

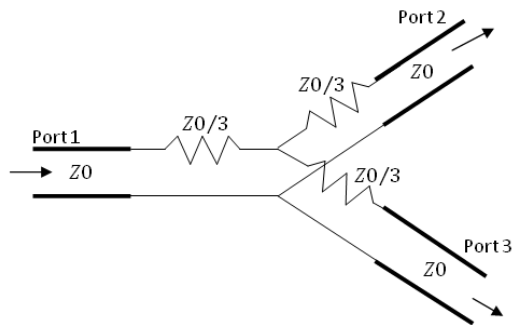


Figure 122 : Schéma d'un coupleur résistif

La matrice S représentant les coefficients de réflexion et de transmission d'un tel coupleur s'écrit :

$$[S] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Le coefficient de transmission S_{21} entre les ports 1 et 2, et S_{31} entre les ports 1 et 3 est donc de -6 dB , c'est-à-dire que le signal mesuré en sortie du coupleur sur les ports 2 et 3 aura une amplitude divisée par deux par rapport à l'amplitude du signal injecté en entrée sur le port 1.

1.3 VALIDATION DU FONCTIONNEMENT DE LA PLL

Les cinq circuits constituant la PLL sont réalisés et associés pour former cette dernière. Ces circuits seront présentés plus en détail par la suite. Afin d'alimenter la totalité des circuits, une carte alimentation a été réalisée. Les connexions des différents circuits sont réalisées via des câbles type SMA. La Figure 123 présente l'assemblage des différents circuits constituant la PLL.

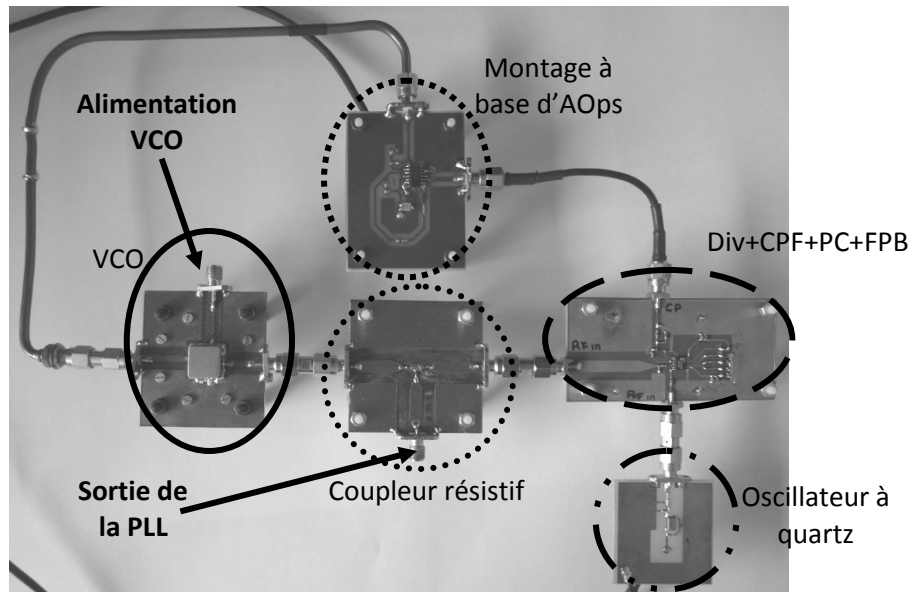


Figure 123 : Photographie du système PLL

Pour vérifier son fonctionnement, le spectre de son signal de sortie est mesuré (Figure 124).

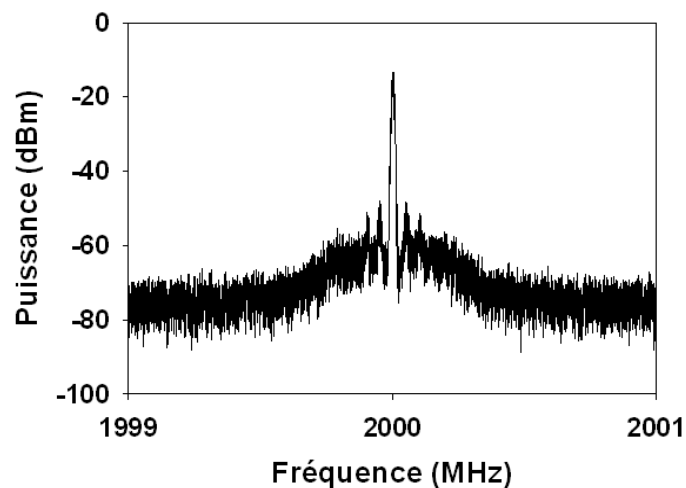


Figure 124 : Spectre du signal mesuré en sortie de la PLL

La Figure 124 montre la mesure d'une raie à la fréquence de 2 GHz comme attendu.

Maintenant que la PLL est présentée et son fonctionnement vérifié, nous allons entreprendre l'étude de sa susceptibilité électromagnétique. Pour cela, nous suivons la méthodologie de test suivante :

1. Les circuits seront étudiés indépendamment les uns des autres. Ils fonctionneront dans les mêmes conditions que dans la PLL. Nous étudierons pour chaque circuit leur rayonnement électrique et magnétique par la réalisation de cartographies en réception ainsi que l'effet d'une agression électromagnétique injectée en zone de champ proche sur chacun d'eux.

2. Nous étudierons ensuite l'effet d'une agression électromagnétique sur le fonctionnement de la PLL complète. Le signal d'agression sera injecté sur chacun des circuits. Enfin, nous tenterons d'expliquer les effets observés en utilisant les résultats obtenus lors de l'injection de perturbations sur chacun des circuits indépendamment les uns des autres.

Nous finirons ce chapitre par la validation ou non de cette méthode de test des systèmes et par une hiérarchie des différents effets de perturbation observés.

2 ETUDE DES DIFFERENTS CIRCUITS

Dans cette section nous allons présenter en détail chaque circuit composant la boucle à verrouillage de phase ainsi que les effets d'une agression électromagnétique sur chacun d'eux. Les circuits seront étudiés dans l'ordre suivant : le circuit à base d'amplificateurs opérationnels (AOps), le circuit oscillateur à quartz (TCXO), le circuit oscillateur commandé en tension (VCO), le circuit coupleur résistif et enfin le circuit « Div+CPF+PC+FPB ». Chaque circuit sera étudié en fonctionnement normal c'est-à-dire dans les mêmes conditions que lorsqu'ils sont dans la PLL.

2.1 ETUDE DU MONTAGE A BASE D'AOPS

Le montage à base d'amplificateurs opérationnels (AOps) a pour rôle de conformer le signal en sortie du circuit « Div+CPF+PC+FPB » avant de le présenter à l'entrée du VCO. En effet, la tension que peut fournir le circuit « Div+CPF+PC+FPB » ne peut pas excéder 5 V. Pour que l'oscillateur commandé en tension fonctionne autour de la fréquence de 2 GHz, la tension de commande de ce dernier doit être de 10 V environ.

Pour réaliser la fonction souhaitée, le montage à base d'AOps en comporte deux. Un premier AOp est monté en suiveur (AOp1) et a une fonction d'adaptation d'impédance. Un deuxième AOp monté en sommateur (AOp2) permet la mise à niveau de la tension. Le schéma du circuit à base d'AOps est présenté sur la Figure 125.

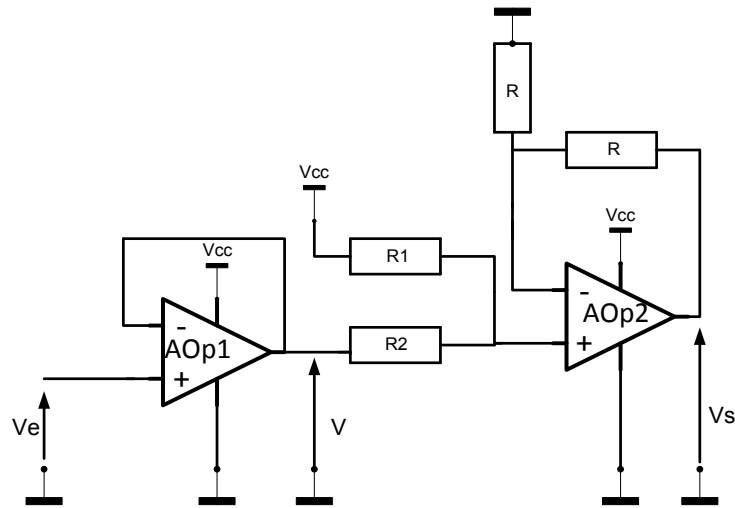


Figure 125 : Montage à base d'AOps

La tension idéale de sortie du montage V_s s'écrit :

$$V_s = 2 \frac{(V_e \cdot R_1 + V_{cc} \cdot R_2)}{R_1 + R_2} \quad (\text{Eq 40})$$

Les valeurs des résistances R_1 et R_2 sont choisies afin que pour une tension V_e d'entrée variant entre 0 V et 5 V , la tension V_s varie autour de 10 V . Les valeurs des résistances choisies sont : $R_1 = 18\text{ k}\Omega$ et $R_2 = 6.8\text{ k}\Omega$. Ainsi pour une alimentation $V_{cc} = 15\text{ V}$, nous obtenons (Tableau 13) :

V_e	0 V	5 V
V_s	8.225 V	15 V

Tableau 13 : Valeur des tensions de sortie V_s du montage à base d'AOps pour les valeurs extrêmes d'entrées V_e

Le circuit utilisé pour la réalisation de cette fonction est le TLC084AID de chez Texas Instrument. Les caractéristiques de ce circuit sont les suivantes :

- Composant CMS composé de 4 AOps. Seulement 2 seront utilisés dans l'étude.
- Boîtier plastique.
- Alimentation maximum de 16 V : ainsi V_{cc} pourra atteindre 15 V .
- Fréquence de gain unitaire de 10 MHz .

Les entrées des deux AOps non utilisés sont connectées à la masse afin d'éviter d'éventuelles oscillations. Le circuit est réalisé sur un substrat basse fréquence FR4 de constante diélectrique $\epsilon_r = 4.9$. Un plan de masse de chaque côté du circuit est réalisé. Aussi, chaque piste

du circuit pourra être considérée comme une ligne micro-ruban. Le montage est présenté sur la Figure 126.

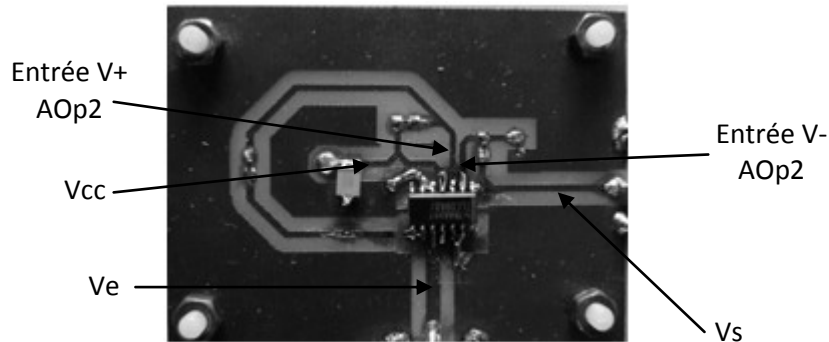


Figure 126 : Circuit à base d'AOp2

Le circuit ayant été présenté, sa susceptibilité face à un signal d'agression est étudiée. Dans un premier temps nous injecterons le signal d'agression en mode conduit sur l'entrée V_e du circuit. Dans un deuxième temps le signal d'agression sera injecté en mode rayonné via les sondes de champ proche en différents endroits du circuit. Pour chacun des modes d'injection nous nous concentrerons sur l'effet du signal d'agression sur la tension de sortie du circuit. Nous nous intéresserons à l'influence de la fréquence et de la puissance du signal d'agression.

Quel que soit le mode d'injection, le circuit fonctionne au même régime que dans la PLL. La tension d'entrée du montage est une tension continue $V_e = 1.3 V$ ce qui permet d'obtenir une tension de sortie continue $V_s = 10 V$.

2.1.1 INJECTION D'UNE AGRESSION EN MODE CONDUIT

Le signal d'agression est injecté sur l'entrée V_e du circuit via un té de polarisation. La tension de sortie du circuit V_s est mesurée sur un multimètre via un autre té de polarisation. Ce dernier permet d'éviter que le signal d'agression ne perturbe le multimètre et modifie la mesure. Le schéma d'expérimentation est présenté sur la Figure 127 :

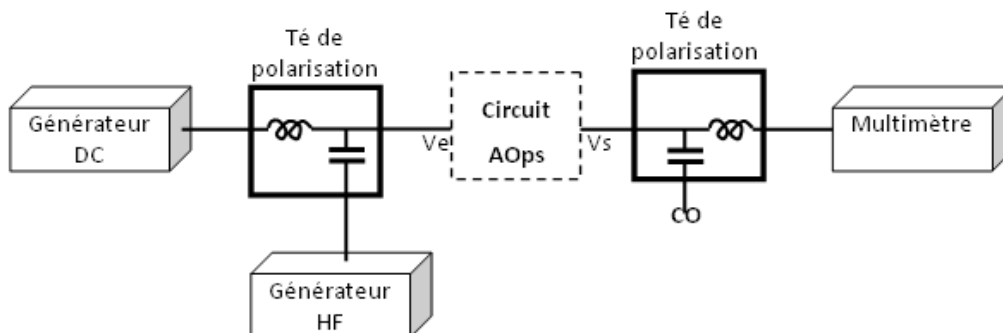


Figure 127 : Montage de la mesure de l'effet de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit sur le montage à base d'AOp2

Influence de la fréquence d'agression

Nous faisons varier dans un premier temps la fréquence du signal d'agression entre 200 MHz et 2200 MHz, soit hors bande vis-à-vis de la bande passante du montage à base d'AOPs. La puissance est fixée à 10 dBm. Nous mesurons la tension de sortie V_s du circuit. Le résultat est montré sur la Figure 128.

Lors de l'injection d'un signal d'agression une variation négative de la tension de sortie V_s est mesurée. Par exemple, pour une fréquence $f = 300$ MHz, une tension $V_s = 9.4$ V est mesurée, soit une variation de 6 % de la tension initiale de 10V. Sachant que la tension d'entrée $V_e = 1.3$ V, une variation de 6 % de la tension de sortie correspondrait à une variation de V_e de 500 mV soit environ 30 % de sa valeur initiale. Plus la fréquence du signal d'agression augmente, moins V_s diminue. Ceci rejoint [CHAROY, 2007] qui dit que les circuits BF sont moins susceptibles face aux agressions électromagnétiques au-delà de quelques GHz.

On souhaite savoir sur lequel des deux AOPs le signal d'agression provoque une variation de V_s . Pour cela, on mesure la tension V en sortie du montage suiveur lors de l'injection d'un signal d'agression. Les mêmes caractéristiques d'agression que précédemment sont fixées. On applique à la tension V mesurée la fonction de transfert idéale du montage sommateur. La tension résultante est notée V_{suiv} .

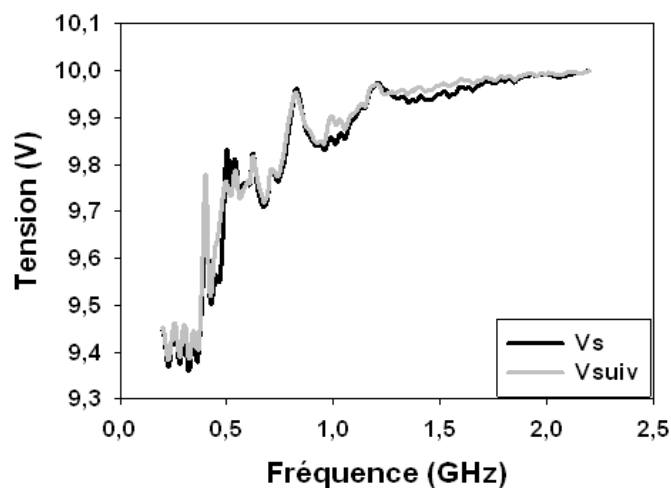


Figure 128 : Mesure de la tension de sortie V_s du montage à base d'AOPs en fonction de la fréquence du signal d'agression

Sur la Figure 128, les variations des tensions V_s et V_{suiv} sont comparées. Elles sont identiques. Ainsi on en conclut que seul le montage suiveur est perturbé. Afin de valider ce résultat, nous souhaitons visualiser le trajet du signal d'agression dans le circuit. Une cartographie en réception du rayonnement E_z du circuit est alors réalisée lors de l'injection d'un signal d'agression en mode

conduit à la fréquence $f = 1.2 \text{ GHz}$. La cartographie est effectuée à la valeur de la fréquence du signal d'agression (Figure 129).

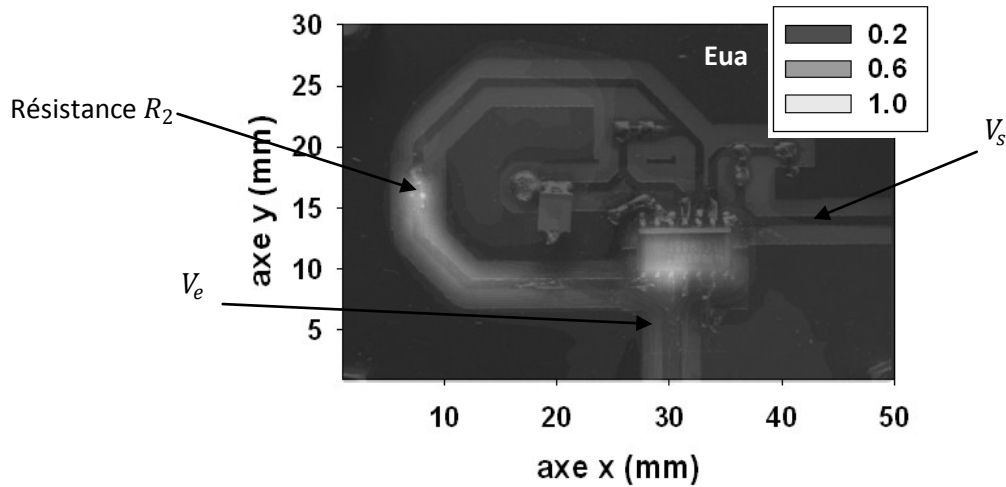


Figure 129 : Cartographie en réception de la composante z du champ électrique à 1 GHz rayonnée par le circuit sous l'injection d'un signal d'agression en mode conduit de fréquence 1.2 GHz

La cartographie présente un fort rayonnement sur l'entrée V_e du circuit et sur la piste reliant la sortie du premier AOp à la résistance R_2 . Ce rayonnement indique la présence du signal d'agression. Nous pouvons penser que celui-ci se propage jusqu'à l'entrée du premier AOp puis jusqu'à la résistance R_2 . Au-delà de cette résistance très peu de rayonnement est mesuré. Le signal d'agression qui se propage dans le reste du circuit est suffisamment faible pour ne pas perturber le second AOp. Ces résultats concordent avec les mesures précédentes (Figure 128) et confirment le fait que l'agression ne perturbe réellement que le premier AOp.

Influence de la puissance d'agression

Nous souhaitons savoir comment varie la tension V_s en fonction de la puissance du signal d'agression. Nous faisons varier sa puissance de -20 dBm à 20 dBm pour trois fréquences choisies au hasard entre 200 MHz et 2200 MHz .

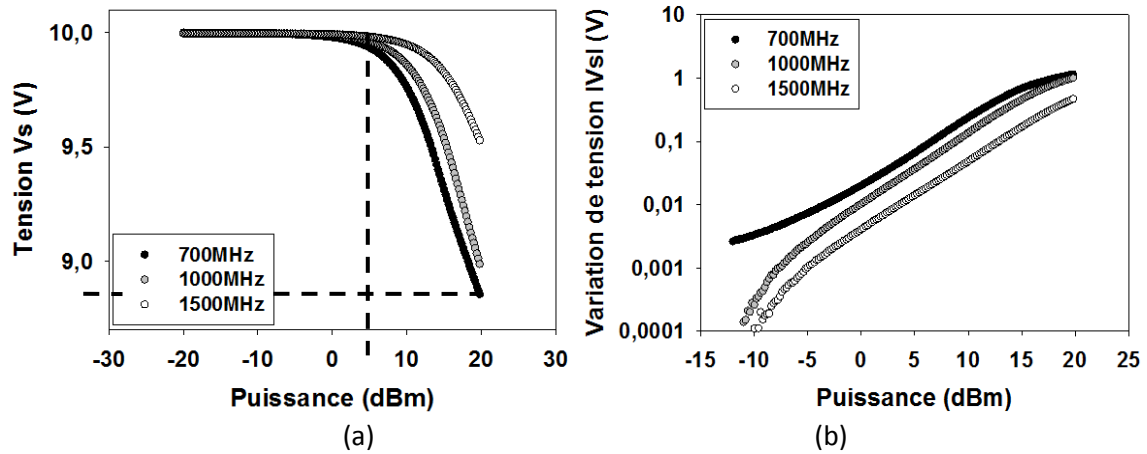


Figure 130 : Influence de la puissance du signal d'agression sur la tension de sortie V_s pour trois fréquences différentes

Sur la Figure 130(a) la tension V_s est représentée sur une échelle linéaire. Sur la Figure 130(b), nous représentons la valeur absolue de la variation de V_s sur une échelle semi-logarithmique. La Figure 130(a) montre qu'une variation significative de la tension V_s est mesurée pour des puissances d'agression supérieures à 5 dBm. Comme vu précédemment, plus la fréquence est élevée moins V_s diminue. En effet, pour une puissance maximale injectée de 20 dBm, une diminution de plus de 1V est mesurée pour $f = 700$ MHz, la diminution devient égale à 1 V pour $f = 1000$ MHz et à 500mV pour $f = 1500$ MHz. Les résultats de la Figure 130(b) montrent une variation linéaire de pente 1 pour une bande de puissance comprise entre -5 dBm et 15 dBm (Figure 130(b)). Ne pouvant accéder au montage interne du TLC084AID, il est difficile de déterminer de façon précise l'origine de ce phénomène de détection. Néanmoins, des études actuellement réalisées au laboratoire nous laissent penser que cette variation peut être due à un phénomène de détection du signal d'agression sur un des éléments non linéaires se trouvant dans l'étage différentiel de l'AOp 1. Des travaux réalisés par [Fiori, 2002] montrent que l'injection d'un signal d'agression sur un AOp crée un déséquilibre de la paire différentielle induisant une variation de la tension de sortie.

Ainsi, les études réalisées sous agression en mode conduit montrent que l'injection d'un signal d'agression sur l'entrée V_e , soit l'entrée inverseuse V- de l'AOp 1, induit une variation négative de la tension V_s de sortie du circuit. Plus la fréquence augmente, plus la variation est faible.

2.1.2 INJECTION EN MODE RAYONNE

Nous injectons à présent une agression en mode rayonné. Le schéma de mesure est présenté sur la Figure 131 :

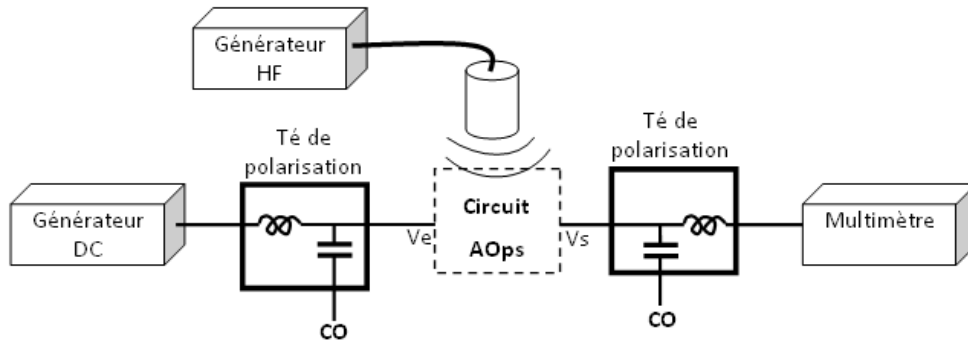


Figure 131 : Banc expérimental pour l'injection d'un signal d'agression en mode rayonné

Des tés de polarisations sont placés en entrée et en sortie du circuit. L'entrée haute fréquence des tés est laissée en circuit ouvert. Ainsi, d'un point de vue haute fréquence, l'entrée et la sortie du circuit présentent une impédance infinie. Nous injectons un signal d'agression électromagnétique via les sondes de champ proche. Notre étude sera limitée à la bande de fréquence de fonctionnement de l'amplificateur HF (Haute Fréquence) soit de 500 MHz à 2500 MHz. Nous étudierons comme précédemment l'influence de la fréquence et de la puissance du signal d'agression, mais aussi cette fois la position du point d'injection via des cartographies en agression.

Influence de la fréquence d'agression

La sonde Hy1 est utilisée. La boucle de la sonde est alors orientée suivant l'axe x (Figure 132). Nous recherchons dans un premier temps les zones sensibles du composant en déplaçant la sonde au-dessus du circuit et en modifiant la fréquence du signal d'agression. Trois zones sont alors relevées (Figure 132(a)).

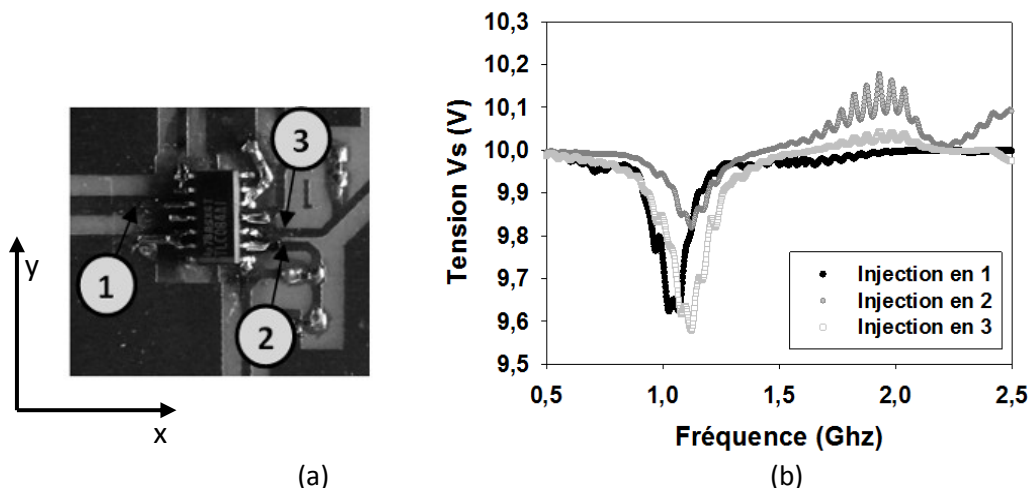


Figure 132 : (a) localisation des zones vulnérantes. (b) Influence de la fréquence de la perturbation sur la tension de sortie V_s

Chaque zone déterminée correspond à une entrée du montage. Selon que l'entrée est non inverseuse (zone 1, zone 3) ou inverseuse (zone 2), le signal d'agression provoque une variation

négative ou positive de la tension de sortie V_s et ce pour des bandes de fréquences bien définies (Figure 132(b)). Nous récapitulons dans le Tableau 14 pour chaque zone le sens de variation de V_s et la valeur de la fréquence centrale vulnérable.

Zone	1	2	3
Entrée	V+ AOp 1 (V_e)	V- AOp 2	V+ AOp 2
Sens de variation	V_s ↘	V_s ↗	V_s ↘
Fréquences vulnérantes autour de	1.05GHz	2GHz	1.1GHz

Tableau 14 : Récapitulation du sens de variation de V_s et des fréquences vulnérantes en fonction du point d'injection

Pour vérifier la localisation de ces zones, nous réalisons trois cartographies en agression via la sonde Hy1 orientée suivant l'axe x. Les fréquences choisies pour les cartographies en agression sont 1.05 GHz, 1.1 GHz et 2 GHz. Elles correspondent aux fréquences vulnérantes. La sonde est placée à 0.5 mm au-dessus du composant soit à 2 mm du PCB.

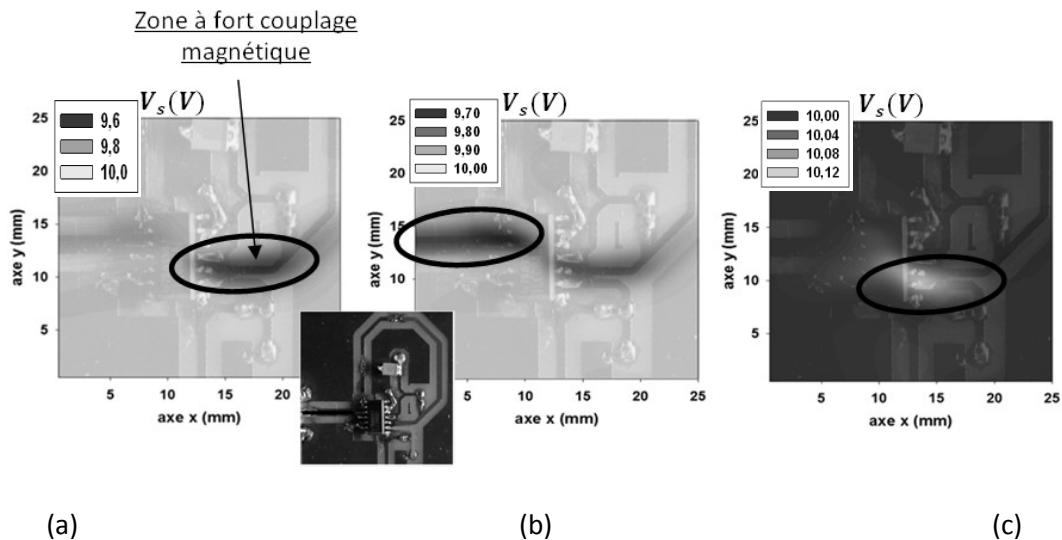


Figure 133 : Cartographies en agression via la sonde Hy aux fréquences vulnérantes (a) 1.1 GHz, (b) 1.05 GHz et (c) 2 GHz

Suivant la fréquence du signal d'agression, le couplage se fait sur des pistes bien définies. En effet, pour une fréquence de 1.1 GHz du signal d'agression (Figure 133(a)), le couplage s'effectue principalement sur la piste reliant la résistance R_2 à l'entrée non-inverseuse du 2^{ème} AOp. Pour une fréquence de 1.05 GHz (Figure 133(b)), le couplage se fait principalement sur la piste d'entrée V_e et pour une fréquence de 2 GHz (Figure 133(c)), le couplage a lieu principalement sur la piste reliant les résistances R et l'entrée inverseuse du 2^{ème} AOp. Ces phénomènes de couplage pour lesquels

une fréquence est associée à une piste font penser à des phénomènes de résonance. Ces phénomènes seront étudiés dans la section suivante.

Etude des phénomènes de résonances

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que lors de l'injection d'un signal d'agression sur la diode Schottky, une diminution importante de la tension V_d à ses bornes était mesurée si le signal d'agression possédait une fréquence proche de celle de la fréquence de résonance de la ligne placée devant la diode. Nous pouvons essayer de retrouver le même type de phénomène sur le circuit à base d'AOp. Sachant que les fréquences de résonance d'une piste dépendent fortement de sa longueur, nous allons faire varier des pistes. Les longueurs des principales pistes du routage du circuit sont notées dans le tableau de la Figure 134.

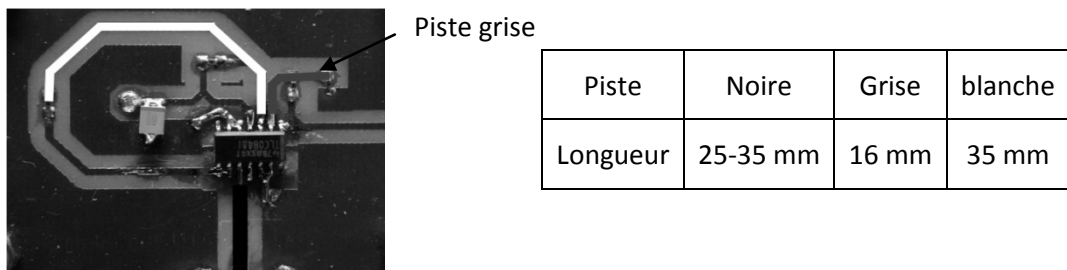


Figure 134 : Principales pistes du routage du circuit à base d'AOp

La piste blanche relie la résistance R_2 à l'entrée non inverseuse du second AOp, la piste grise relie les résistances R à l'entrée inverseuse du second AOp. La piste noire correspond à l'entrée V_e du circuit et relie le té de polarisation à l'entrée non inverseuse du premier AOp. Les longueurs des pistes grise et blanche sont fixes et ne peuvent être changées que par la réalisation d'un nouveau circuit. La longueur de la ligne noire peut en revanche être modifiée en ajoutant par exemple un câble coaxial d'une certaine longueur entre le té de polarisation et l'entrée du circuit. Cela permet d'avoir une indication de l'influence de la longueur de piste sur les fréquences vulnérantes propres à cette piste. Pour cela, on injecte un signal d'agression en zone 1, sur la piste noire et on fait varier sa fréquence (Figure 132(b)). On répète cette mesure pour différentes longueurs L du câble coaxial ajouté (Figure 135).

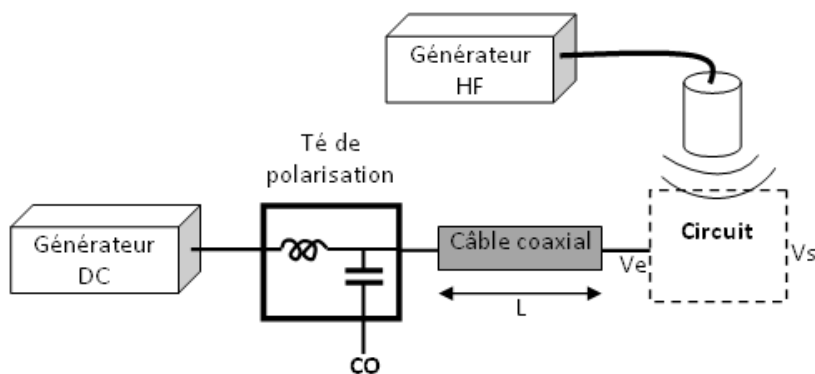


Figure 135 : Schéma de mesure

La valeur de la tension V_s en fonction de la fréquence du signal d'agression injecté en zone 1 est présentée sur la Figure 136(a). La même mesure est réalisée en injectant en zone 2, sur la piste grise (Figure 136(b)). Pour toutes les mesures, la puissance du signal d'agression est fixée à 35 dBm. La longueur des câbles ajoutés sont de 0 cm, 4 cm et 10 cm.

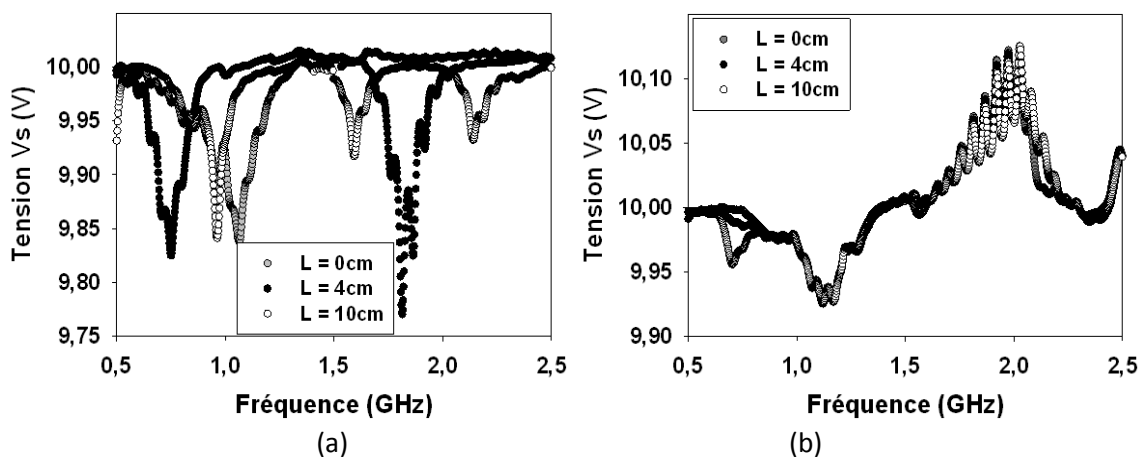


Figure 136 : Influence de la longueur de la piste noire sur les fréquences de résonance lors de l'injection d'un signal d'agression (a) en zone 1 et (b) en zone 2

Nous constatons qu'en fonction de la longueur L ajoutée, lors de l'injection d'un signal d'agression en zone 1, les fréquences du signal d'agression pour lesquelles une variation de la tension V_s du signal de sortie sont mesurées varient. Plus la longueur du câble augmente, plus le nombre de fréquences vulnérantes mesurées augmente (Figure 136(a)). Les différentes valeurs de fréquences des raies mesurées en fonction de la longueur L du câble sont répertoriées dans le Tableau 15 :

Longueur L du câble	0cm	4cm	10cm
Fréquences mesurées	1.05 GHz	750 MHz - 1800 MHz	962 MHz- 1590 MHz- 2140 MHz

Tableau 15 : Récapitulation des fréquences de résonance en fonction de la longueur de câble ajoutée à la piste noire, injection en zone 1

Lors de l'injection en zone 2 (Figure 136(a)), une variation de la longueur de la piste noire ne provoque aucune modification des fréquences vulnérantes. Aussi, nous pouvons conclure que les phénomènes observés sont identiques à ceux analysés sur la diode Schottky. La valeur des fréquences du signal d'agression induisant une forte variation de la tension de sortie du montage à base d'AOpS dépend de la fréquence de résonance de la piste sur laquelle est injecté le signal d'agression. Bien que la fréquence de résonance de la piste soit déterminée expérimentalement sur la Figure 132(b), essayons de retrouver cette fréquence de résonance par le calcul.

Détermination de la fréquence de résonance d'une piste

Nous souhaitons vérifier s'il est possible de retrouver par le calcul la valeur des fréquences de résonance des pistes du circuit. Lors d'une injection en mode rayonné, la fréquence de résonance d'une piste dépend de la longueur de celle-ci et de ses impédances de charges. Etudions la piste blanche. Sa longueur approximative est de 35 mm (Figure 134). Le problème est que nous ne connaissons pas les impédances de charges de cette piste. Une des extrémités de la piste est chargée par une résistance CMS de $6.8\text{ k}\Omega$. Cependant il est possible qu'à la fréquence d'agression une partie imaginaire s'ajoute à la valeur de cette impédance. L'autre bout de la piste est chargé par la charge non-linéaire de l'entrée non inverseuse du deuxième AOp. Là encore nous ne connaissons pas la valeur exacte de cette charge. Aussi, nous allons faire des approximations pour avoir une estimation des charges de la piste. Pour cela, nous réalisons des cartographies en agression en utilisant les sondes Ez3 et Hz1 aux fréquences de résonance déterminées expérimentalement. La réalisation de ces cartographies permet la localisation des ventres de tension et de courant. La localisation de ces ventres donne une information sur l'impédance en ces points. En effet, un ventre de tension correspond à une impédance forte et un ventre de courant à une impédance faible. Une cartographie en agression est dans un premier temps réalisée via la sonde Ez3 (Figure 137). La fréquence du signal d'agression est de 1.1 GHz . La hauteur entre la sonde et le circuit imprimé est fixée à 2 mm pour tenir compte du relief du circuit. Pour compenser la perte de puissance arrivant sur la piste due à cette hauteur, la puissance du signal d'agression est de 43 dBm .

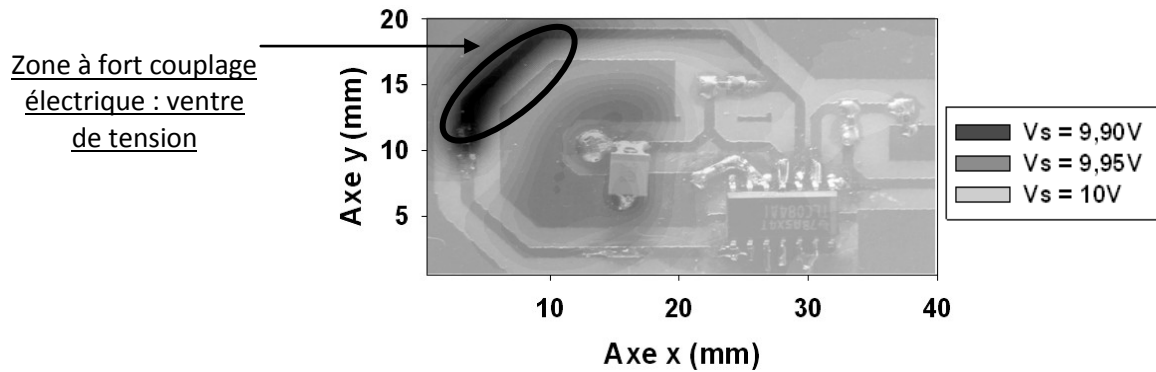


Figure 137 : Cartographie en agression via la sonde Ez3. La fréquence du signal d'agression est 1.1 GHz (fréquence de résonance de la piste blanche) et la puissance est 43 dBm

La cartographie en agression via la sonde Ez3 présente un fort couplage au niveau de la résistance R_2 provoquant une diminution de V_s .

Nous réalisons à présent une cartographie en agression via la sonde Hz1. Nous choisissons cette sonde car son orientation n'influence pas son couplage avec la piste. En effet, les pistes du circuit à base d'AOp changeant de direction, pour localiser un ventre de courant avec la sonde Hz1, il faudrait au cours de la cartographie changer l'orientation de la sonde ou réaliser plusieurs cartographies. Le réglage de la hauteur de la sonde Hz1 et de la fréquence du signal d'agression sont les mêmes que précédemment.

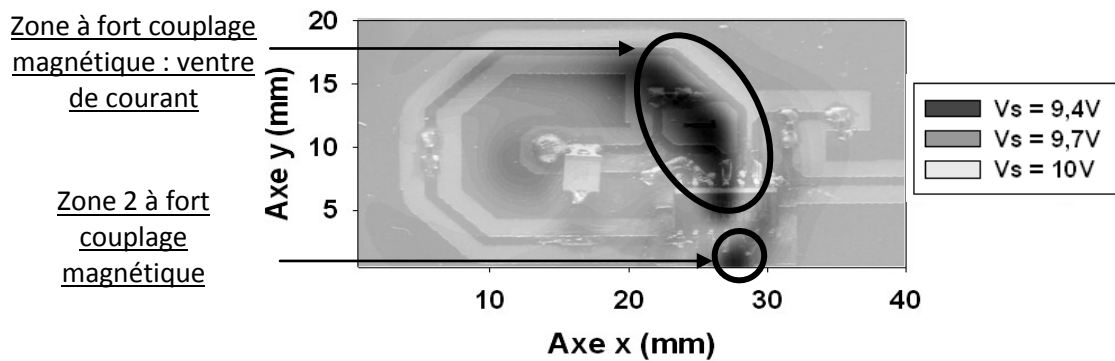


Figure 138 : Cartographie en agression via Hz1 à la fréquence 1.1 GHz (fréquence de résonance de la piste blanche) et la puissance est 43 dBm

La cartographie en injection via la sonde Hz1 présente un fort couplage sur l'entrée du deuxième AOp. La zone de couplage est principalement localisée au bord de la piste du fait que « seule » la composante z du champ magnétique est injectée. Une deuxième zone est mesurée sur l'entrée de l'AOp1. La fréquence de résonance de la piste blanche étant proche de la noire, une partie du signal d'agression injectée à la fréquence de 1.1 GHz se couple sur cette dernière comme le montre la Figure 133.

En résumé, lors de l'injection d'un signal d'agression de fréquence $f = 1.1 \text{ GHz}$, la zone à fort couplage magnétique est localisée sur l'entrée du deuxième AOp correspondant à un point d'impédance faible. Un fort couplage électrique est localisé au niveau de la résistance R_2 correspondant à une impédance élevée. Aussi d'un point de vue hyperfréquence, on peut supposer que la ligne est chargée par un circuit ouvert et un court circuit (Figure 139) :



Figure 139 : Représentation haute fréquence de la piste blanche et de ses charges

Nous pouvons calculer la fréquence de résonance de cette piste par la relation suivante :

$$f = \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{Eq 41})$$

Pour une longueur $L = 35 \text{ mm}$, et $\epsilon_{eff} = 3.4$, la fréquence de résonance est $f = 1160 \text{ MHz}$ soit une valeur très proche de la fréquence vulnérante mesurée lors de l'injection d'un signal d'agression sur la piste blanche (Figure 132). Les valeurs des impédances de charges de la piste sont approximatives. Le calcul de la fréquence de résonance peut seulement être calculé de façon qualitative. Pour précisément calculer cette fréquence, des mesures de S_{11} de la résistance R_2 devraient être entreprises ainsi qu'une étude de la charge dynamique de l'entrée de l'AOp2. Néanmoins, on note que la longueur des pistes a une importance sur la valeur des fréquences vulnérantes du circuit à base d'AOps.

Influence de la puissance d'agression

Comme lors de l'injection en mode conduit, nous souhaitons étudier la variation de la tension V_s en fonction de la puissance du signal d'agression. Cette étude permet de donner une information sur la nature de la variation du signal de sortie. La sonde utilisée est la sonde Hy1. Les fréquences choisies sont : 1.1 GHz et 2 GHz . Le signal d'agression est injecté respectivement en zone 3 et 2 (Figure 140(a)).

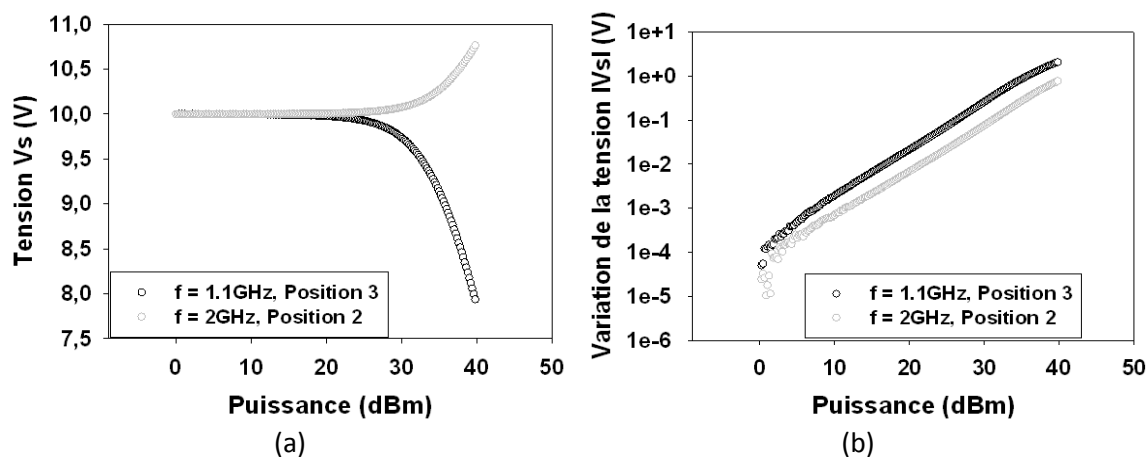


Figure 140 : Influence de la puissance du signal d'agression sur la tension de sortie V_s pour deux fréquences du signal d'agression 1.1 GHz et 2 GHz injectées respectivement en position 3 et position 2

Sur la Figure 140(a), la valeur de la tension de sortie V_s est représentée en fonction de la puissance du signal d'agression. On note que suivant la position du point d'injection (position 3 : entrée non inverseuse, position 2 : entrée inverseuse), V_s diminue ou augmente. La puissance nécessaire pour qu'une variation significative de cette dernière soit mesurée est de l'ordre de 25 dBm. Sur la Figure 140(b), la valeur absolue de la variation de V_s en échelle logarithmique est représentée en fonction de la puissance du signal d'agression. Une variation linéaire de pente 1 est alors mesurée. Cette variation est identique à celle mesurée lors de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit. Les variations maximales obtenues sont récapitulées dans le Tableau 16.

Zones	Piste	Fréquence vulnérable	Sens de variation de V_s	Variation max de V_s
Zone 3	Blanche	1.1 GHz	↘	2 V (20%)
Zone 2	Grise	2 GHz	↗	0.8 V (8%)

Tableau 16 : Récapitulation des fréquences de résonances, du sens de variation de V_s des pistes grise et blanche

Une variation maximale de 2 V peut alors être mesurée lors de l'injection d'un signal d'agression de fréquence 1.1 GHz sur la piste blanche.

2.1.3 CONCLUSION SUR LE MONTAGE A BASE D'AOPS

Nous avons étudié la susceptibilité électromagnétique du montage à base d'amplificateurs opérationnels composés de deux AOps dont l'un est monté en suiveur (AOp1) et l'autre en sommateur (AOp2). Nous avons commencé par injecter une agression en mode conduit sur l'entrée V_e du circuit. Une diminution de la tension de sortie V_s a été mesurée, probablement due à un phénomène de détection de l'un des transistors de la paire différentielle d'entrée du premier AOp. Plus la fréquence du signal d'agression augmente moins la diminution de V_s est importante.

De plus nous avons montré que seul le premier AOp est perturbé. En effet, très peu de signal d'agression est injecté dans le second AOp. Nous avons ensuite injecté un signal d'agression en mode rayonné. Nous avons alors constaté que suivant le point d'injection, une diminution ou une augmentation de la tension V_s est mesurée. Lors de l'injection sur une entrée non inverseuse, la valeur moyenne de V_s diminue. Lors de l'injection sur une entrée inverseuse, la valeur moyenne de V_s augmente. Une variation optimale est mesurée lorsque le signal d'agression est injecté à la fréquence de résonance des différentes pistes du circuit. Pour vérifier ces fréquences de résonance, des cartographies en injection ont été réalisées via les sondes Ez3 et Hz1 afin de localiser les ventres de tension et de courant. A partir de ces informations, il est possible d'estimer la fréquence de résonance de la piste agressée.

Nous étudions à présent la susceptibilité du circuit oscillateur à quartz (TCXO).

2.2 ETUDE DE L'OSCILLATEUR A QUARTZ

L'oscillateur à quartz a pour rôle de fournir une fréquence de référence très stable à la boucle à verrouillage de phase. Le composant utilisé est un oscillateur à quartz compensé en température : TCXO CEPT6127 de chez Radon. Les paramètres importants donnés par le document constructeur sont les suivants :

- Composant CMS encapsulé en boîtier métallique,
- Fréquence d'oscillation de 26 MHz ,
- Alimentation de 3 V , courant de consommation $I = 2\text{ mA}$,
- Amplitude pic-pic du signal sinusoïdal de sortie $V_{REF} = 1.5\text{ V}$.

Une capacité de 10 nF est connectée entre la masse et l'alimentation afin de découpler cette dernière. Le circuit est réalisé sur un substrat classique FR4 de constante diélectrique $\epsilon_r = 4.9$. La Figure 141 est une photographie du montage.

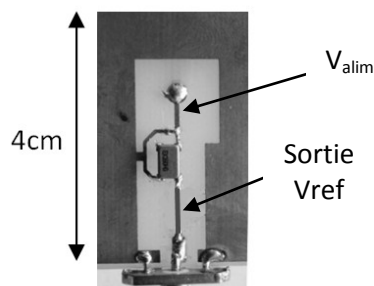


Figure 141 : Circuit de l'oscillateur à quartz

Le plan de masse côté circuit est évidé autour de circuit oscillant afin d'éviter la présence de métal proche de ce dernier. Ainsi, il est nécessaire de dessiner une boucle au niveau du routage pour relier la masse du composant et la masse du condensateur de découplage.

Nous cherchons dans un premier temps à vérifier le fonctionnement du circuit. Nous mesurons son signal de sortie à un oscilloscope. Le signal mesuré présente une amplitude inférieure et un courant supérieur aux valeurs nominales données par le constructeur. Seule sa fréquence d'oscillation n'est pas modifiée. L'explication est que l'ajout d'un câble en sortie de l'oscillateur ramène des capacités parasites qui perturbent son fonctionnement nominal. En effet, ce composant est généralement utilisé pour des circuits intégrés. La longueur de la piste le reliant au composant suivant est généralement de très faible valeur. Dans cette configuration, les données du document constructeur sont vérifiées. En effet, lorsque aucun câble n'est connecté à sa sortie, le courant de consommation de l'oscillateur est conforme à la valeur de courant nominal donnée par le constructeur soit 2 mA . Nous étudierons donc l'effet de l'agression sur le courant de consommation de l'oscillateur lorsqu'aucun appareil de mesure n'est connecté en sortie.

Différents travaux sont réalisés sur ce circuit. Premièrement, nous étudierons les champs électromagnétiques rayonnés par le circuit oscillateur à quartz. Ensuite, nous étudierons sa susceptibilité.

2.2.1 ETUDE DU RAYONNEMENT EM DU CIRCUIT

Nous souhaitons étudier les champs rayonnés par le circuit oscillateur à quartz. Une cartographie en réception de la composante z du champ électrique et magnétique est réalisée à la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur, soit 26 MHz . Les résultats sont présentés sur la Figure 142(a) et Figure 142(b). Les sondes $Ez0$ et $Hz1$ sont utilisées et sont placées à une hauteur $h = 2.5\text{ mm}$ au-dessus du circuit imprimé.

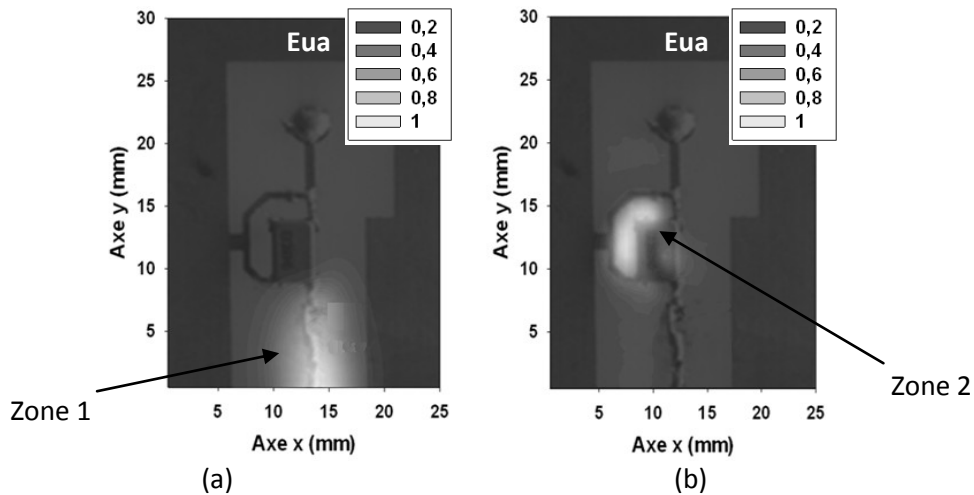


Figure 142 : Cartographies en réception de la composante z (a) du champ électrique et (b) magnétique rayonnée par l'oscillateur à quartz à la fréquence de 26 MHz

Pour la composante z du champ électrique, la zone de rayonnement est principalement localisée sur la piste de sortie du circuit. Pour la composante z du champ magnétique, le rayonnement est principalement localisé à gauche du composant au niveau de la boucle formée par le routage. Ces deux cartographies mettent en évidence deux zones sensibles que nous retiendrons pour l'étude de susceptibilité présentée ci-après.

2.2.2 INJECTION EN MODE RAYONNE

Nous étudions l'effet d'un signal d'agression électromagnétique injectée en mode rayonné sur le courant de consommation I de l'oscillateur à quartz. Dans un premier temps, la sonde Hz1 est utilisée. Le choix de cette sonde vient de la présence d'une boucle sur le circuit.

Injection rayonnée d'une agression via la sonde Hz1

Nous injectons le signal d'agression au-dessus des deux zones déterminées précédemment. La zone 1 se situe en sortie de l'oscillateur. La zone 2 se trouve au-dessus de la boucle formée par le routage du circuit imprimé.

Influence de la fréquence d'agression

Nous mesurons le courant de consommation I en fonction de la fréquence du signal d'agression dont la puissance est fixée à 35 dBm. La sonde est placée à une hauteur $h = 0.5 \text{ mm}$ au-dessus du circuit imprimé pour la zone 1 et à une hauteur $h = 2.5 \text{ mm}$ au-dessus du circuit imprimé soit $h = 0.5 \text{ mm}$ au-dessus du composant pour la zone 2.

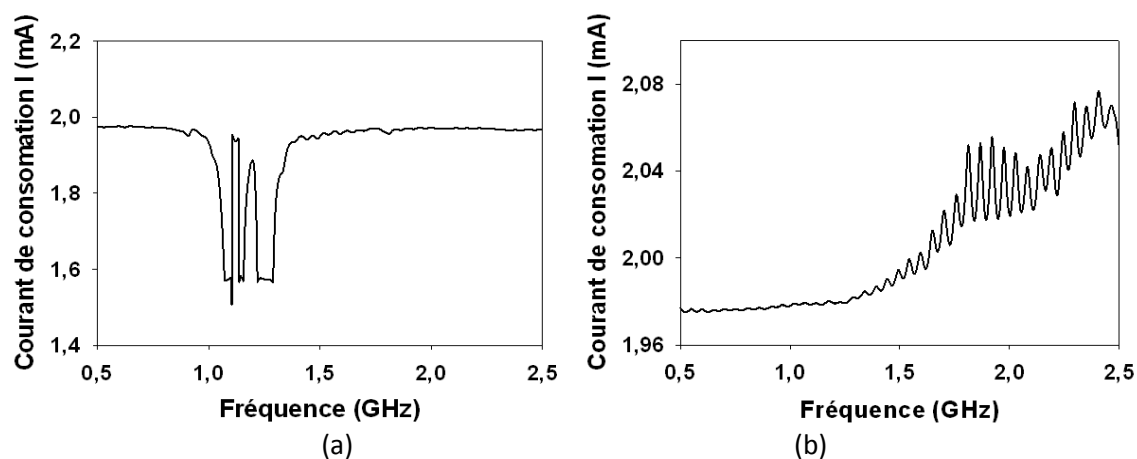


Figure 143 : Variation du courant de consommation I en fonction de la fréquence du signal d'agression (a) en zone1 et (b) en zone 2

Lors de l'injection d'un signal d'agression en zone 1, une variation négative du courant de consommation est mesurée pour une fréquence d'agression autour de 1.12 GHz. Cette variation de courant est de 400 μA soit de l'ordre de 20 % du courant de consommation nominal. Sur la zone 2, une tendance se dessine. A partir d'une fréquence d'agression de 1.5 GHz, on mesure une augmentation du courant de consommation atteignant une valeur de 2.08 mA à la fréquence de 2.5 GHz. Cette augmentation n'est cependant que de l'ordre de 4% et reste peu significative.

Il est probable que la fréquence pour laquelle le couplage est optimal entre l'agression et la boucle du circuit, dépende de la fréquence de résonance de cette boucle.

Les valeurs des fréquences vulnérantes, les zones et le sens de variation du courant I sont récapitulées dans le Tableau 17.

Zone	1	2
Fréquence	1.12 GHz	2.5 GHz
Variation du courant	Négative	Positive

Tableau 17 : Récapitulation des zones sensibles de l'oscillateur à quartz, les fréquences et le sens de variation du courant de consommation

Afin de localiser plus précisément les zones 1 et 2, nous réalisons deux cartographies en agression via la sonde Hz1. La première cartographie (Figure 144(a)) est réalisée pour une fréquence du signal d'agression de 2.5 GHz. La deuxième cartographie présentée sur la Figure 144(b) est réalisée pour un signal d'agression de fréquence 1.12 GHz. Pour les deux cartographies, la sonde est positionnée à une hauteur $h = 2.5 \text{ mm}$ au-dessus du circuit imprimé.

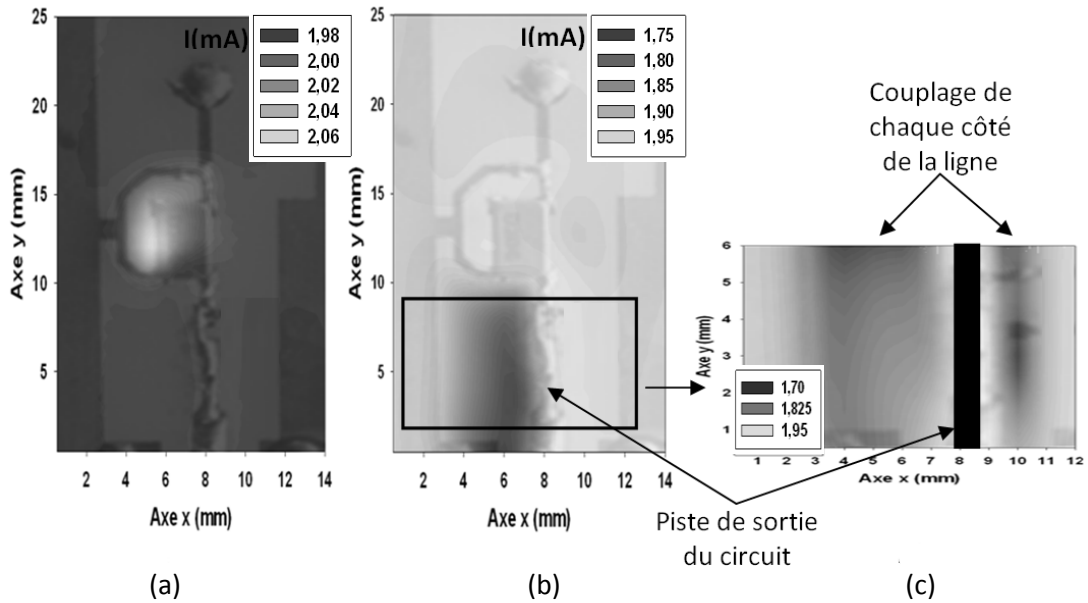


Figure 144 : Cartographies en agression via la sonde Hz1 à une hauteur $h = 2.5$ mm du circuit imprimé aux fréquences (a) $f = 2.5$ GHz et (b) 1.12 GHz. (c) Cartographie de la sortie du circuit lorsque la sonde est à une hauteur $h = 0.5$ mm du circuit imprimé à la fréquence de 1.12 GHz.

Comme attendu, une zone à fort couplage est mesurée au niveau de la boucle du routage. Une deuxième zone semble être localisée à gauche de la piste de sortie. Pour affiner l'analyse de la zone de couplage, on rapproche la sonde du circuit à une hauteur $h = 0.5$ mm cette fois-ci du circuit imprimé. Ceci améliore la résolution de la cartographie. On voit alors clairement que le couplage se fait de chaque côté de la piste de sortie (Figure 144(c)).

Influence de la puissance d'agression

Regardons maintenant la variation du courant de consommation I en fonction de la puissance du signal d'agression f (Figure 145). L'analyse est faite pour les deux zones d'injection précédemment citées et à leurs fréquences vulnérantes associées.

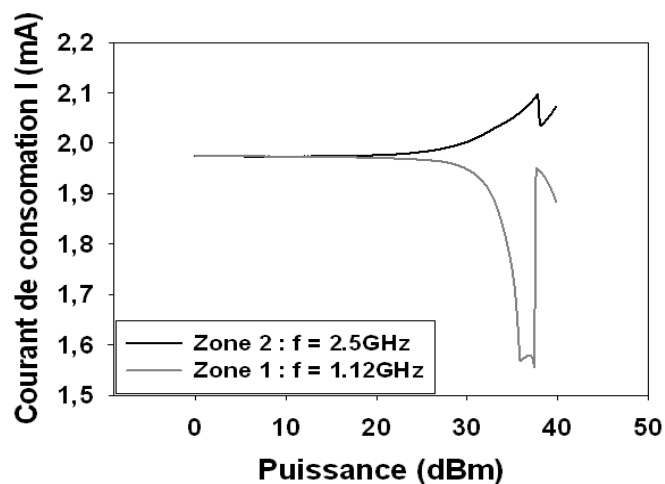


Figure 145 : Variation du courant de consommation I en fonction de la puissance du signal d'agression lors de l'injection de l'agression en zone 1 et 2 pour des fréquences respectives de 1.12 GHz et 2.5 GHz

Lorsque la puissance du signal d'agression augmente, une augmentation ou une diminution du courant de consommation est mesurée. Au-delà d'une certaine puissance la valeur du courant de consommation revient à sa valeur nominale. La variation de courant maximale est mesurée lors de l'injection d'un signal d'agression en zone 1 à la fréquence de 1.12 GHz pour une puissance du signal d'agression de 35 dBm environ.

Si l'étude du courant de consommation du circuit est intéressante, elle ne nous permet cependant pas d'étudier l'influence d'un signal d'agression sur le signal de sortie. Pour en avoir une idée qualitative, nous mesurons le signal de sortie de l'oscillateur lors de l'injection d'un signal d'agression. Le câble de 5 cm est connecté entre la sortie de l'oscillateur à quartz et l'oscilloscope. Comme mentionné précédemment, le courant de consommation augmente jusqu'à 2.4 mA et le signal mesuré à l'oscilloscope est déformé. Nous injectons un signal d'agression en zone 1 qui semble la plus sensible d'après les études précédentes. Nous mesurons la variation du courant de consommation en fonction de la fréquence du signal d'agression (Figure 146 (a)) pour déterminer les nouvelles fréquences de résonance provoquées par la modification de la longueur de la piste de sortie.

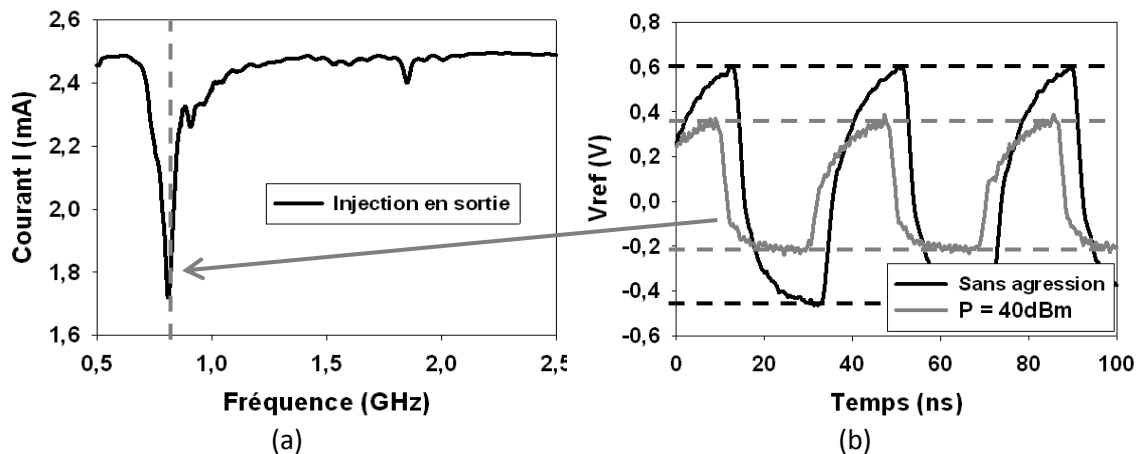


Figure 146 : Mesure du signal en sortie de l'oscillateur avec et sans agression lorsqu'un câble de longueur 5 cm y est connecté

L'étude du courant de consommation en fonction de la fréquence du signal d'agression présente une nouvelle fréquence de résonance principale à 811 MHz . Nous injectons alors un signal d'agression de fréquence 811 MHz et de puissance 40 dBm en zone 1 puis nous mesurons le signal de sortie de l'oscillateur (Figure 146(b)). Une diminution de l'amplitude du signal est alors mesurée de l'ordre de 35%. Une baisse du courant de consommation entraîne une diminution de l'amplitude du signal de sortie. Cependant des études plus approfondies sont nécessaires pour tirer des conclusions plus précises.

Maintenant que les effets d'un signal d'agression magnétique via la sonde Hz1 sur le circuit oscillateur à quartz ont été étudiés, nous souhaitons vérifier que l'injection d'un signal d'agression via les autres sondes provoque les mêmes phénomènes.

Injection rayonnée d'une agression via la sonde Hx1 et Ez3

Nous regardons l'effet de l'injection d'un signal d'agression via les sondes Ez3 et Hx1 sur le courant de consommation de l'oscillateur à quartz (Figure 147). L'oscilloscope n'est pas connecté à la sortie du circuit et le signal d'agression est injecté en zone 1 et sa fréquence est fixée à 1.12 GHz.

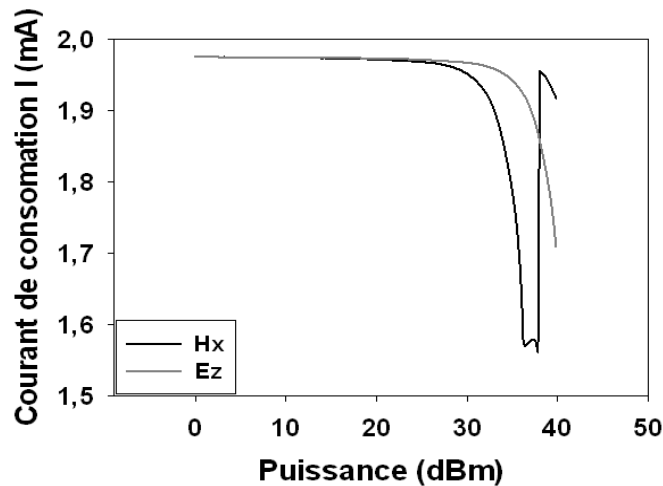


Figure 147 : Variation du courant de consommation I en fonction de la puissance du signal d'agression lors de l'injection de l'agression en zone 1 pour une fréquence du signal d'agression $f = 1.12 \text{ GHz}$ via les sondes Ez3 et Hx1

Des effets similaires sont alors mesurés. L'injection via la sonde Hx1 présente une variation du courant de consommation équivalente à la variation mesurée lors de l'injection via la sonde Hz1. L'injection via la sonde Ez3 semble présenter moins d'effet.

2.2.3 CONCLUSION SUR L'OSCILLATEUR A QUARTZ

Nous avons étudié la susceptibilité du circuit oscillateur à quartz. Afin de ne pas perturber son fonctionnement, nous avons étudié l'effet d'un signal d'agression sur son courant de consommation lorsqu'aucun câble n'est branché à sa sortie. Nous avons commencé par déterminer les zones rayonnants un champ E_z et H_z . Cette étude a permis de mettre en avant deux zones sensibles. La première zone est la piste de sortie du circuit, la deuxième correspond à une boucle formée par le routage du circuit. Nous avons ensuite étudié l'effet d'un signal d'agression sur le courant de consommation du circuit. Les deux zones précédemment déterminées se sont trouvées sensibles à l'injection d'un signal d'agression. Lors de l'injection sur la boucle du routage une variation positive du courant a été mesurée, lors de l'injection en sortie, une diminution du courant a été mesurée.

Enfin pour avoir une estimation de l'effet d'un signal d'agression sur le signal de sortie de l'oscillateur, un oscilloscope a été branché à sa sortie. Sous agression, une diminution de l'amplitude du signal de sortie a été mesurée. Il semble donc qu'une diminution de courant de consommation de l'oscillateur corresponde à une diminution de l'amplitude de son signal de sortie. Cependant, pour une étude plus précise de l'effet d'un signal d'agression sur l'amplitude du signal de sortie, un étage tampon tel un suiveur devrait être utilisé pour éviter l'influence des câbles et des appareils de mesures.

2.3 ETUDE DE L'OSCILLATEUR COMMANDE EN TENSION

Un oscillateur commandé en tension (VCO pour Voltage Controlled Oscillator) possède une fréquence d'oscillation réglable par une tension de commande. En haute fréquence, on peut utiliser pour l'accord en fréquence une diode varicap associée à une inductance. En appliquant une tension aux bornes de la diode varicap, la valeur de sa capacité équivalente varie, faisant ainsi varier la fréquence d'oscillation. Le circuit utilisé est le ROS-2800-719+ de la société Mini-circuits. Le composant est un circuit CMS enfermé dans un boîtier métallique (Figure 148).

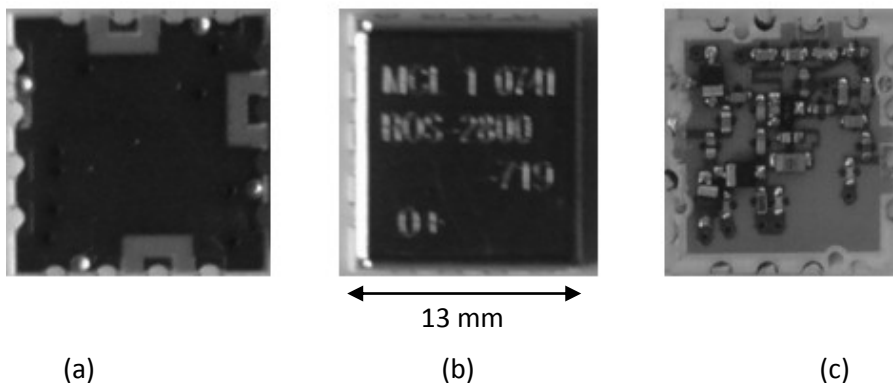


Figure 148 : VCO ROS-2800-279+ de chez Mini-circuit, (a) face arrière, (b) face avant avec capot, (c) face avant sans capot

Le composant est soudé à un circuit imprimé composé d'un substrat hyperfréquence dont les caractéristiques sont les suivantes : une épaisseur $e = 0.693 \text{ mm}$, une épaisseur de métallisation $t = 17.5 \mu\text{m}$, une constante diélectrique $\epsilon_r = 2.16$. Les pertes associées au substrat sont $\tan \delta = 0.002 \text{ V/m}$.

Nous présenterons dans un premier temps les différentes caractéristiques d'un oscillateur commandé en tension. Ensuite nous mesurerons certaines caractéristiques du VCO utilisé pour valider son fonctionnement. Enfin, nous étudierons l'effet d'un signal d'agression sur le fonctionnement de ce dernier. Le signal d'agression sera injecté en mode conduit puis en mode rayonné.

2.3.1 FONCTIONNEMENT D'UN OSCILLATEUR

On distingue deux approches différentes pour décrire le fonctionnement d'un oscillateur. L'une est généralement désignée par l'oscillateur en transmission qui consiste à représenter l'oscillateur sous la forme d'un amplificateur non linéaire contre-réactionné par un filtre sélectif dont l'objet est de fixer la fréquence d'oscillation. L'amplificateur a lui pour rôle de compenser les pertes dans la maille. L'autre approche plus souvent utilisée dans le domaine des hyperfréquences est désignée par l'oscillateur en réflexion ou à contre-réaction série [Raoult, 2003].

Cette approche que nous détaillerons davantage consiste à voir l'oscillateur comme la mise en série de deux dipôles, dont l'un des deux est un dipôle actif présentant une résistance négative qui va réfléchir l'onde incidente en l'amplifiant. En effet, on montre par le calcul du coefficient de réflexion ($\Gamma_{R\acute{e}s_n\acute{e}g}$) que la puissance réfléchiée par une résistance négative est supérieure à la puissance incidente :

$$\Gamma_{R\acute{e}s_N\acute{e}g} = \frac{\Gamma_{R\acute{e}s_N\acute{e}g} - R_c}{\Gamma_{R\acute{e}s_N\acute{e}g} + R_c} = \frac{-|R| + R_c}{-|R| - R_c} > 1 \quad (Eq\ 42)$$

Dans cette équation, R_c est l'impédance caractéristique du système. On a d'autre part :

$$P_{ref} = P_{inc} \cdot \Gamma_{R\acute{e}s_N\acute{e}g}^2 \quad (Eq\ 43)$$

Où P_{inc} représente la puissance incidente et P_{ref} la puissance réfléchiée par la résistance négative.

On obtient donc :

$$P_{ref} > P_{inc} \quad (Eq\ 44)$$

Dans cette approche, c'est donc le dipôle à résistance négative qui va permettre de compenser les pertes des éléments de la boucle (Figure 149).

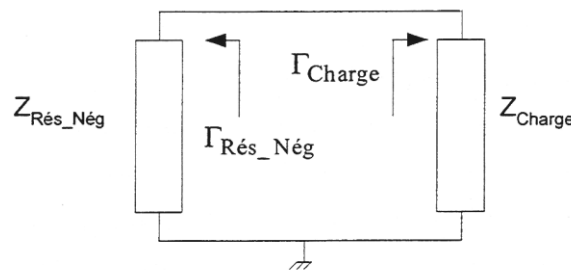


Figure 149 : Schéma de principe de l'oscillateur en réflexion

Pour que l'oscillation soit possible, il faut qu'un courant $I(t) = I_0 e^{j\omega_0 t}$ circule dans la boucle. Dans ce cas, on peut écrire la condition d'oscillation suivante liée aux impédances :

$$Z_{R\acute{e}s_N\acute{e}g}(I_0, \omega_0) + Z_{charge}(I_0, \omega_0) = 0 \quad (Eq\ 45)$$

On peut déterminer l'amplitude et la fréquence de l'oscillation produite en décomposant l'équation précédente selon ses parties réelles et imaginaires. On utilise alors une représentation graphique dans le plan complexe pour illustrer cette condition d'oscillation. Dans celle-ci, on représente le lieu des impédances $Z_{R\acute{e}s_N\acute{e}g}$ et $-Z_{charge}$. Pour simplifier, on néglige la dépendance en fréquence de Z_{charge} et on considère qu'au contraire $Z_{R\acute{e}s_N\acute{e}g}$ n'est fonction que de la fréquence [Kurokawa, 1973].

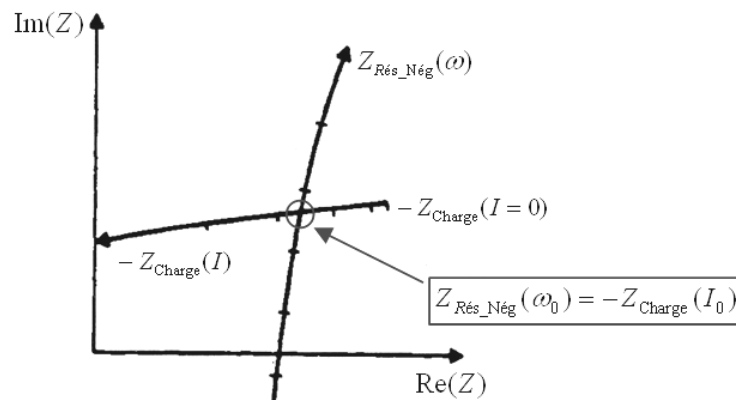


Figure 150 : Représentation graphique dans le plan complexe de la condition d'oscillation

Le point d'intersection des deux lieux correspond au point pour lequel la condition d'oscillation est vérifiée.

2.3.2 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES PRINCIPALES D'UN OSCILLATEUR

Différentes caractéristiques définissent les performances d'un oscillateur commandé en tension [Mini-circuits-VCO] :

- Sa fréquence d'oscillation ;
- Sa plage de fréquence d'accord : elle correspond à la bande passante de l'oscillateur ;
- La linéarité d'accord de l'oscillateur ;
- Sa puissance de sortie ;
- Sa réjection d'harmonique 2 : elle correspond à l'écart de puissance entre le signal à la fréquence fondamentale et celui de l'harmonique 2. On peut généraliser la notion à l'harmonique n ;
- Son facteur de pulling. Il sert à quantifier la sensibilité de l'oscillateur à des variations de l'impédance de charge. Une simple étude de sensibilité de la fréquence d'oscillation à une variation de l'impédance de charge permet une bonne estimation de ce facteur.

- Son facteur de pushing. Il rend compte de la sensibilité de l'oscillateur à des variations de tension d'alimentation. Ce facteur est généralement exprimé en MHz/V.
- Sa stabilité à long terme.
- Sa stabilité à court terme : elle correspond au bruit de phase et d'amplitude [Raoult, 2003].

Pour un composant du commerce, la plupart de ces caractéristiques sont fournies par le document constructeur. Il est cependant intéressant de pouvoir les mesurer afin de les vérifier. Notre but n'étant pas la caractérisation précise de l'oscillateur, les principales caractéristiques mesurées sont :

- La fréquence d'oscillation
- La plage de fréquence d'accord
- La puissance du signal d'oscillation

2.3.3 MESURE DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE L'OSCILLATEUR

Le montage de la mesure est le suivant. Nous appellerons V_{ctrl} la tension de commande du VCO et V_{cc} sa tension d'alimentation.

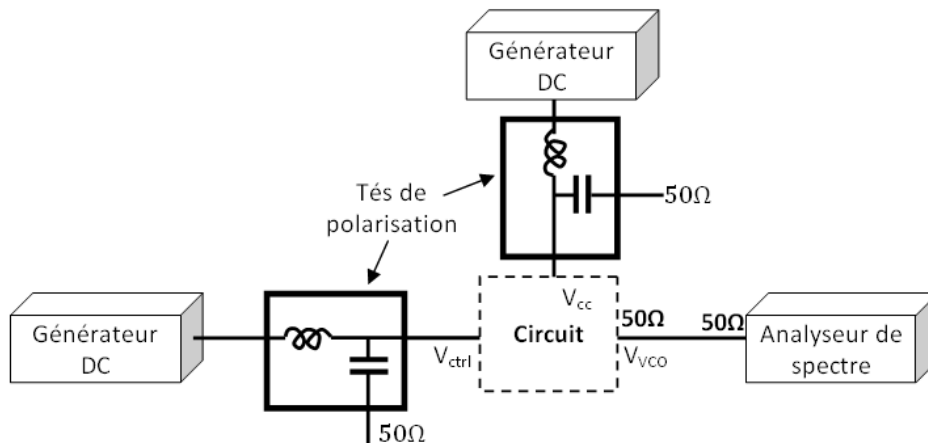


Figure 151 : Schéma du montage de mesure

Des tés de polarisation sont utilisés pour éviter qu'un signal HF ne remonte dans les alimentations continues et ils permettent aussi de stabiliser le circuit.

Mesure de la fréquence d'oscillation

L'oscillateur est alimenté sous 5 V et la tension de commande est de 0.5V. Le spectre en sortie du VCO est présenté sur la Figure 152.

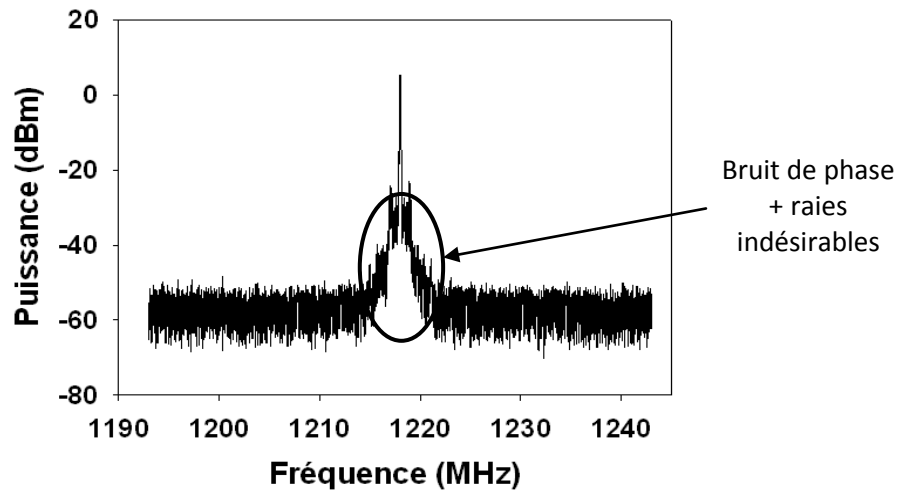


Figure 152 : Spectre du signal de sortie de l'oscillateur commandé tension

La raie centrale correspond à la fréquence d'oscillation du VCO. Autour de cette raie mesurée à $f_0 = 1219 \text{ MHz}$ sont mesurées le bruit de phase ainsi que des raies indésirables dont la puissance est très faible par rapport à la puissance de la raie centrale. Ces raies sont généralement dues à des perturbations extérieures comme par exemple les différents rayonnements électromagnétiques des systèmes de communication ou des fluctuations de l'alimentation. Pour notre étude, ces raies indésirables ne sont pas gênantes.

Mesure de la plage de fréquence d'accord

Pour mesurer la plage de fréquence d'accord, on mesure pour chaque tension de commande, la fréquence d'oscillation associée (Figure 153).

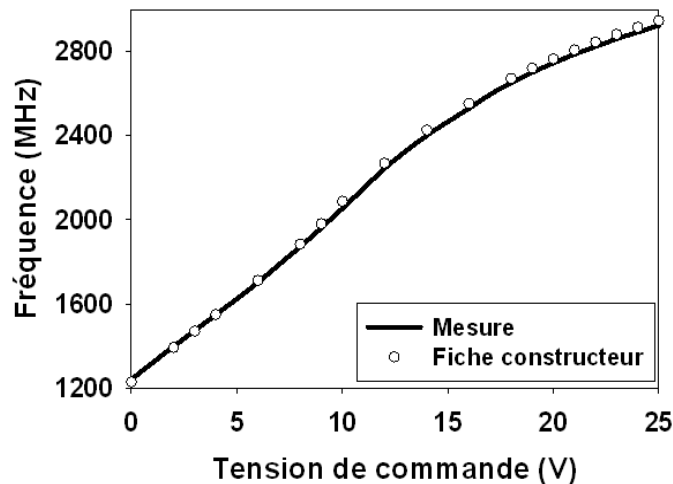


Figure 153 : Caractéristique tension de commande-fréquence d'oscillation

La tension de commande varie de 0.5 V à 25 V et permet une variation de la fréquence de sortie du VCO de 1200 MHz à 2900 MHz . La caractéristique fournie par le document constructeur est en très bon accord avec celle mesurée (Figure 153). La bande de fréquence de fonctionnement du VCO

est alors de 1.7 GHz . La plage d'accord du VCO se situe entre 1200 MHz et 2400 MHz environ. La mesure du coefficient directeur de la zone de linéarité donne une valeur du coefficient de sensibilité $k = 83\text{ MHz/V}$.

Mesure de la puissance du signal de sortie en fonction de la fréquence d'oscillation

Nous mesurons à présent la puissance de la raie principale du spectre de sortie en fonction de la tension de commande de l'oscillateur.

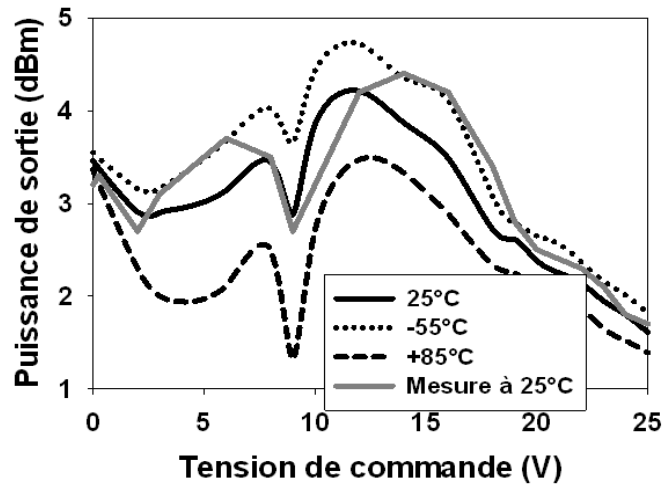


Figure 154 : Caractéristiques puissance du signal de sortie-tension de commande mesurées et données par la fiche constructeur

Les trois premières caractéristiques sont celles données par le document constructeur à -55°C , 25°C et 85°C . La quatrième caractéristique est celle mesurée à 25°C à l'analyseur de spectre. La précision en puissance de la mesure dépend de l'appareil. Pour valider cette mesure, nous considérons qu'il est nécessaire que la caractéristique soit comprise entre celles mesurées à -55°C et 85°C données par le constructeur. Une puissance moyenne de 3 dBm est mesurée.

La mesure de ces différentes caractéristiques valide le fonctionnement du VCO. Nous souhaitons à présent étudier l'effet d'un signal d'agression sur son fonctionnement. Dans un premier temps, nous injectons un signal d'agression en mode conduit.

2.3.4 INJECTION EN MODE CONDUIT

L'injection d'un signal d'agression en mode conduit se fait via le té de polarisation placé sur l'entrée V_{ctrl} (Figure 155).

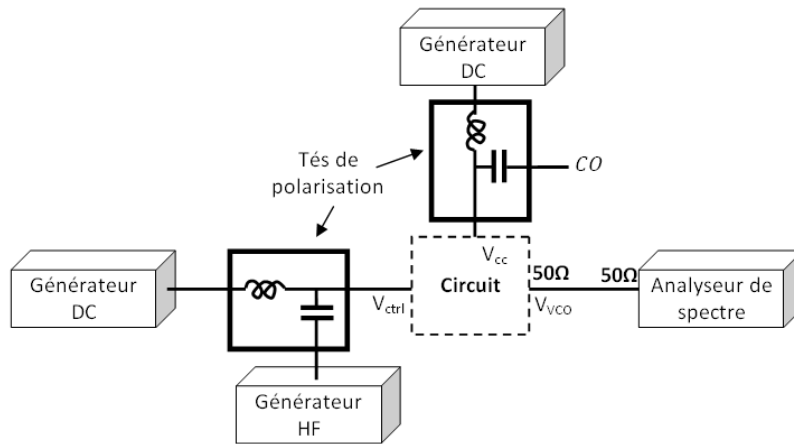


Figure 155 : Montage de la mesure

Différentes études sont réalisées. Premièrement nous réaliserons une cartographie en réception du champ électrique rayonné par le VCO décapsulé, d'abord en fonctionnement normal puis sous agression. Ensuite nous étudierons l'effet du signal d'agression sur son signal de sortie.

Cartographies en réception de la composante E_z rayonnée par le VCO

Nous réalisons dans un premier temps une cartographie en réception. Le capot du boîtier est ôté. Notons que ceci provoque une dégradation de la puissance de sortie du VCO et une légère variation de sa fréquence d'oscillation. Aussi, seule cette étude en cartographie sera faite dans cette configuration. La tension de commande est $V_{ctrl} = 0.5 V$, impliquant un signal de sortie de fréquence $1.25 GHz$. Une cartographie en réception est réalisée en fonctionnement normal puis lors de l'injection d'un signal d'agression de puissance $0 dBm$ et de fréquence identique à celle d'oscillation du VCO.

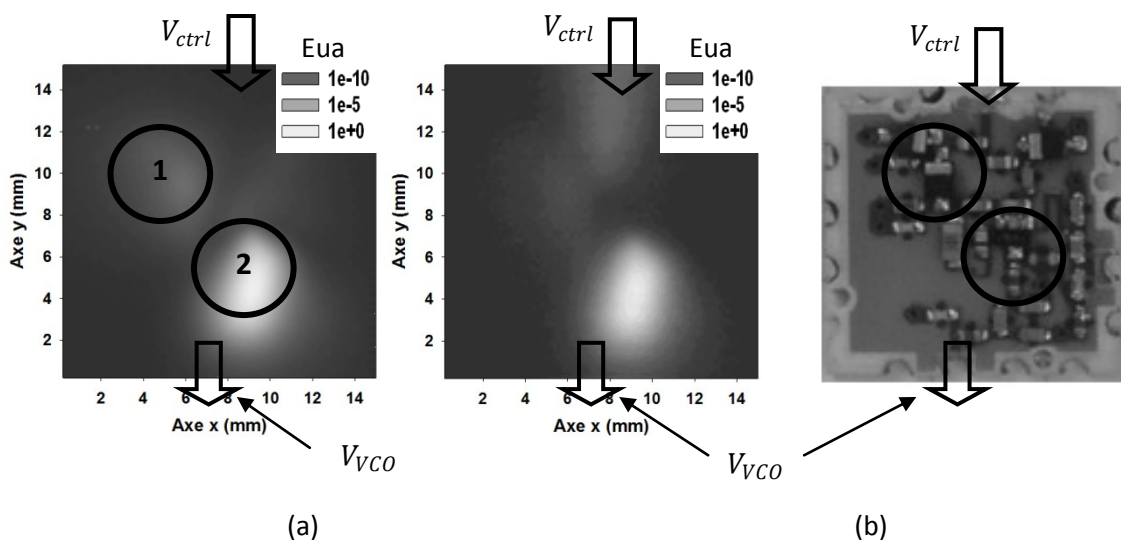


Figure 156 : Cartographie en réception de la composante E_z rayonnée par le VCO pour $f = 1.25 GHz$ (a) en fonctionnement normal et (b) sous injection d'un signal d'agression de fréquence identique à celle d'oscillation du VCO

Pour un fonctionnement normal de l'oscillateur (Figure 156(a)), deux zones de rayonnement apparaissent sur la cartographie. Ces zones correspondent au réseau déphaseur (1) et à l'amplificateur (2). Lors de l'injection d'un signal d'agression sur l'entrée V_{ctrl} (Figure 156(b)), ces deux zones produisent toujours un rayonnement et une zone supplémentaire apparaît sur l'entrée V_{ctrl} . Ce dernier rayonnement correspond au signal d'agression. Ce résultat permet de constater qu'une partie du signal d'agression pénètre à l'intérieur du VCO.

Nous nous intéressons maintenant à l'effet que produit ce signal d'agression sur le fonctionnement du VCO. Dans un premier temps, nous injecterons un signal d'agression dont la fréquence appartient à la bande de fréquence de fonctionnement du VCO (1200 MHz – 2800 MHz). Dans un deuxième temps, l'injection sera faite hors bande. Le VCO n'est pas décapulé.

Injection d'un signal d'agression dans la bande passante du VCO

Le signal d'agression est purement sinusoïdal. Sa puissance est fixée à 0dBm. La fréquence du signal de sortie de l'oscillateur commandé en tension est $f_0 = 1219 \text{ MHz}$. Nous commençons à injecter un signal d'agression de fréquence $f = 1199 \text{ MHz}$. Le spectre du signal de sortie du VCO est présenté sur la Figure 157.

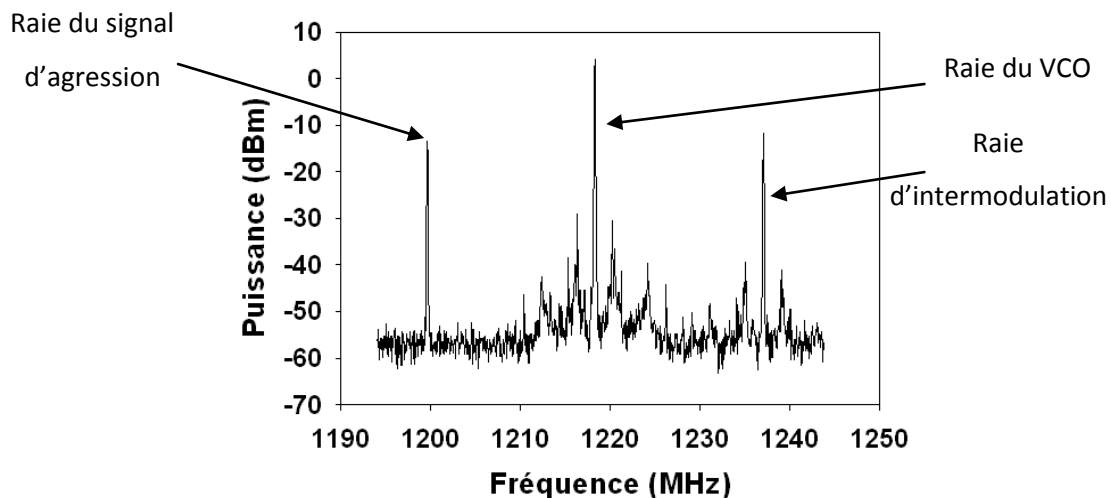


Figure 157 : Injection d'une agression en mode conduit à $f = 1200 \text{ MHz}$

La Figure 157 montre trois raies. La raie principale à $f_0 = 1219 \text{ MHz}$ correspond au signal de sortie du VCO. La raie à $f = 1199 \text{ MHz}$ correspond au signal d'agression. La troisième raie est une raie d'intermodulation d'ordre 3. Sa fréquence correspond à $2f_0 - f = 1238 \text{ MHz}$.

Dans la partie suivante, nous expliquons ce phénomène.

Phénomène d'intermodulation :

Les phénomènes d'intermodulation apparaissent lorsque l'on injecte des signaux de fréquences différentes sur un composant non linéaire. De ce mélange, il en résulte dans le spectre fréquentiel

l'apparition de raies supplémentaires appelées raies d'intermodulation. Prenons l'exemple suivant d'une fonction non linéaire du type exponentielle : $f(x) = e^x$. Cette fonction est d'ailleurs utilisée dans l'expression des courants des diodes et des transistors bipolaires.

La décomposition en série de Taylor de cette fonction s'écrit :

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} \quad (\text{Eq 46})$$

Où x est la somme de deux signaux sinusoïdaux :

$$x = A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (\text{Eq 47})$$

Après développement, la décomposition en série de Taylor de e^x permet de calculer les composantes sinusoïdales suivantes et les fréquences du spectre fréquentiel :

Ordre	Ordre1	Ordre2	Ordre3	Ordre4	Ordre5
Fréquence	f_1	$f_1 \pm f_2$	$2f_1 \pm f_2$ $2f_2 \pm f_1$	$3f_1 \pm f_2$ $3f_2 \pm f_1$ $2f_1 \pm 2f_2$	$4f_1 \pm f_2$ $4f_2 \pm f_1$ $3f_1 \pm 2f_2$ $3f_2 \pm 2f_1$
	f_2				

Figure 158 : Fréquences résultantes du produit d'intermodulation

On pourra retrouver $\alpha f_1 \pm \beta f_2$ où α et β sont des entiers relatifs.

Le spectre fréquentiel du signal résultant de $f(x)$ présente les raies d'intermodulation suivantes (Figure 159).

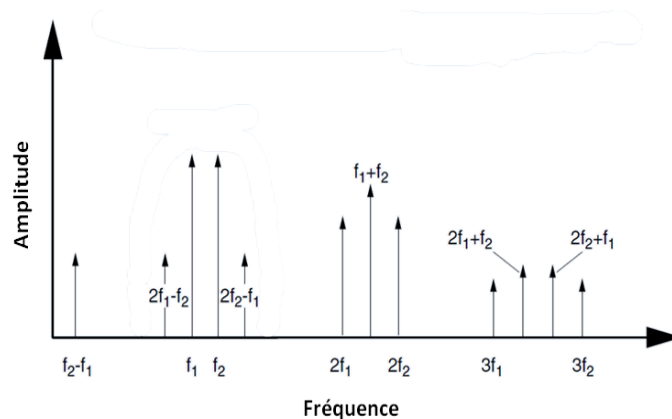


Figure 159 : Second et troisième ordre des raies d'intermodulation

D'une façon générale, plus l'ordre est important, plus l'amplitude des raies est faible. Une façon pour distinguer une raie d'intermodulation de la raie du signal d'agression est de regarder sa base

(Figure 157). La base de la raie issue du signal d'agression est très fine puisqu'elle est issue du générateur HF. La base du signal issu du VCO dépend de son bruit de phase et de certaines autres raies indésirables. Les raies d'intermodulation issues du mélange du signal d'agression et du VCO présentent la même base que ce dernier, c'est-à-dire une base plus large.

Reprenons l'étude de susceptibilité. La fréquence du signal d'agression est maintenant augmentée jusqu'à $f = 1209 \text{ MHz}$ (Figure 160). La fréquence du signal de sortie du VCO devrait rester fixe à 1219 MHz . Cependant on remarque que lorsque la fréquence du signal d'agression se rapproche de la fréquence du signal de l'oscillateur, un décalage vers la fréquence du signal d'agression apparaît. La fréquence d'oscillation issue du VCO se trouve alors à la fréquence $f_0 = 1216 \text{ MHz}$.

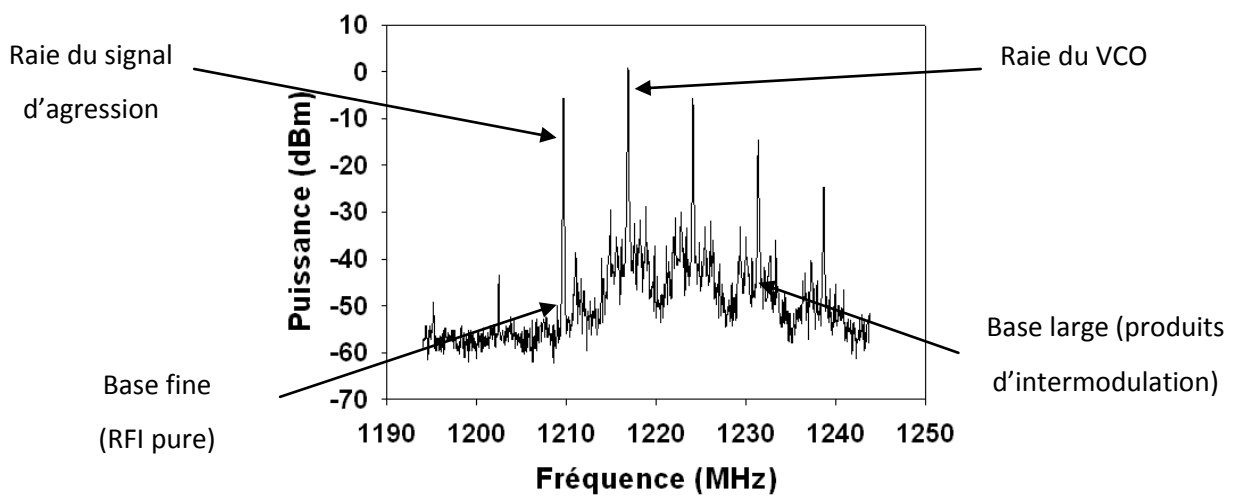


Figure 160 : Injection d'une agression en mode conduit à $f = 1209 \text{ MHz}$

Sur la Figure 160, sept raies sont mesurées dont cinq raies d'intermodulation. Les fréquences de ces dernières sont répertoriées dans le Tableau 18 :

Ordre 3		Ordre 5		Ordre 7
$f_{i1} = 2f - f_0$	$f_{i2} = 2f_0 - f$	$f_{i3} = 3f_0 - 2f$	$f_{i4} = 3f - 2f_0$	$f_{i5} = 4f_0 - 3f$
$f_{i1} = 1202 \text{ MHz}$	$f_{i2} = 1225 \text{ MHz}$	$f_{i3} = 1233 \text{ MHz}$	$f_{i4} = 1193 \text{ MHz}$	$f_{i5} = 1241 \text{ MHz}$

Tableau 18 : Valeurs des fréquences des raies d'intermodulation

Les valeurs des fréquences des raies d'intermodulation calculées (Figure 158) correspondent à la fréquence des raies d'intermodulation mesurées (Tableau 18).

La fréquence du signal d'agression est encore augmentée jusqu'à $f = 1212 \text{ MHz}$. Sur la Figure 161(a), une seule raie est mesurée. La fréquence de sortie du signal de l'oscillateur initialement à $f_0 = 1219 \text{ MHz}$ se trouve à la fréquence du signal d'agression $f = 1212 \text{ MHz}$. Ce phénomène persiste jusqu'à ce que la fréquence du signal d'agression devienne supérieure à $f' = 1226 \text{ MHz}$.

Nous pouvons alors définir une grandeur $\delta f = f' - f$ qui correspond à la plage de fréquence pendant laquelle la fréquence du signal d'agression contrôle la fréquence du signal de l'oscillateur. Ce phénomène est connu sous le nom de « phénomène de synchronisation ».

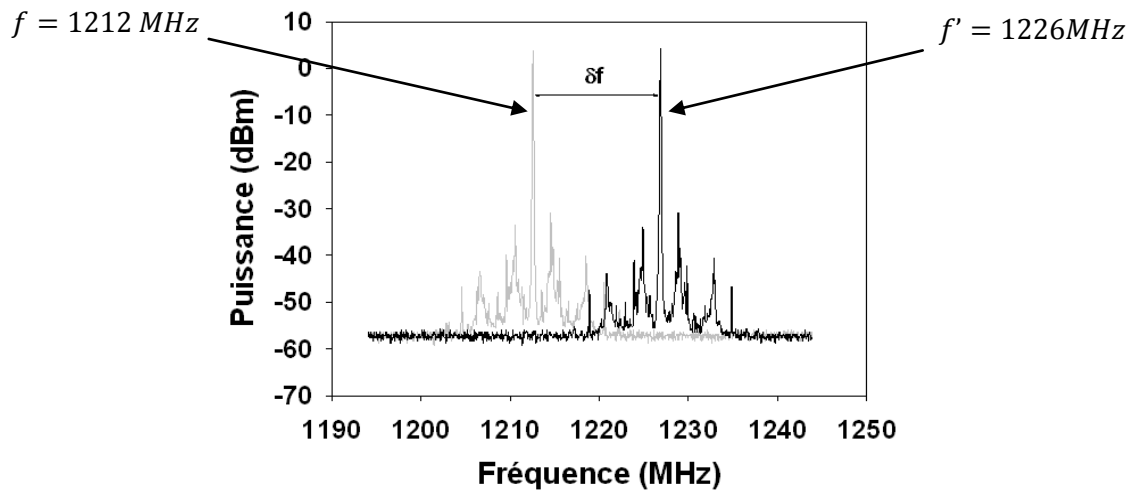


Figure 161 : Injection d'une agression en mode conduit à $f = 1212 \text{ MHz}$ et $f' = 1226 \text{ MHz}$

Si on augmente la fréquence du signal d'agression f' au-delà de la 1226 MHz , le phénomène de synchronisation s'arrête et les raies d'intermodulation réapparaissent. Dans la partie suivante nous expliquons ce phénomène.

Phénomène de synchronisation

Le phénomène de synchronisation est une propriété fondamentale des oscillateurs. Un début d'explication nous est fourni dans [Kurokawa, 1973] qui a observé cet effet. Il modélise l'injection d'un petit signal sinusoïdal d'amplitude E sur un oscillateur libre par une modification de la relation donnant les conditions d'oscillation (Figure 162).

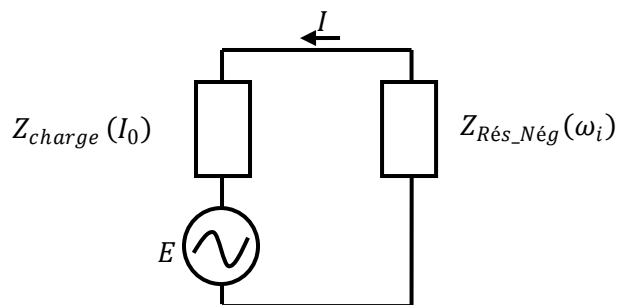


Figure 162 : Prise en compte de l'injection d'un signal sinusoïdal dans la condition d'oscillation d'un oscillateur

La condition d'oscillation devient :

$$[Z_{R\acute{e}s_N\acute{e}g}(\omega_i) + Z_{charge}(I_0)]I = E \quad (Eq\ 48)$$

Où E représente la tension injectée et ω_i la pulsation de l'injection. Dans le cas d'une injection de faible amplitude, on peut considérer que l'amplitude du courant HF reste constante. On peut donc simplifier cette relation comme suite :

$$Z_{R\acute{e}s_N\acute{e}g}(\omega_i) = -Z_{charge}(I_0) + \frac{|E|}{I_0} e^{-j\phi} \quad (Eq\ 49)$$

Avec ϕ le déphasage entre E et I .

Nous pouvons alors utiliser une représentation dans le plan complexe pour illustrer cette relation, comme nous l'avons vu sur la Figure 152.

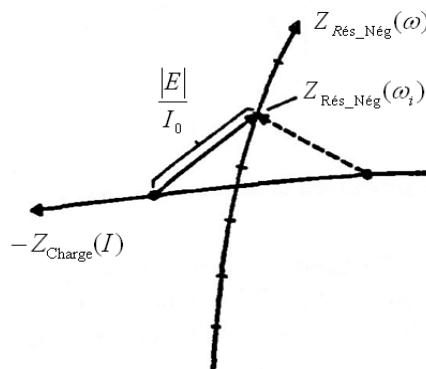


Figure 163 : Représentation dans le plan complexe de l'injection

On peut voir que la condition d'oscillation peut être vérifiée pour différentes fréquences d'injection. On a donc bien un contrôle de la fréquence d'oscillation par la fréquence du signal d'injection et ce sur une certaine plage.

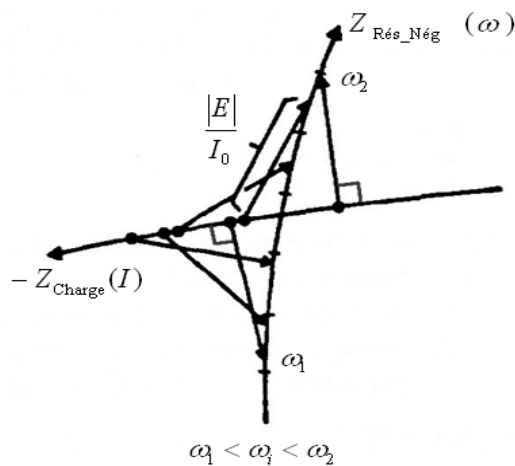


Figure 164 : Illustration du contrôle de la fréquence d'oscillation par la fréquence d'injection

La Figure 164 fait également apparaître les limites de ce phénomène de synchronisation. En effet, pour $\omega_i > \omega_2$ ou $\omega_i < \omega_1$ (Figure 164) la condition d'oscillation n'est plus vérifiée, l'oscillateur

reprend alors sa fréquence d'oscillation d'origine. On définit alors la largeur de la plage de synchronisation δf par :

$$\delta f = \frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2\pi} \quad (Eq 50)$$

On voit sur la Figure 165 qu'en notant $|2\delta f L|$ la variation de l'impédance entre $Z(\omega_0)$ et $Z(\omega_2)$, le point limite de synchronisation en ω_2 est obtenu lorsque le segment de longueur $\frac{|E|}{I_0}$ est perpendiculaire au lieu des $Z_{charge}(I)$.

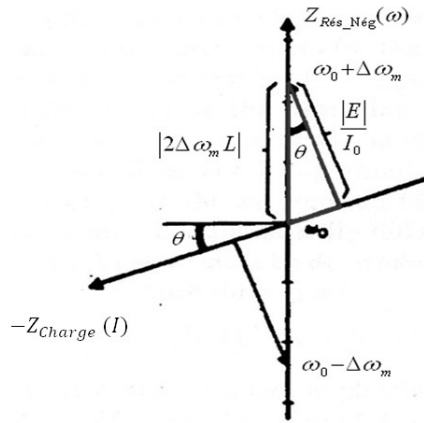


Figure 165 : Figure pour le calcul de la plage de synchronisation

On obtient donc la relation suivante :

$$|2\delta f L \cos(\theta)| = \frac{|E|}{I_0} \quad (Eq 51)$$

Enfin, en utilisant les relations sur les puissances et en introduisant le facteur de qualité du circuit résonant,

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} R_L I_0^2 = P_0 \\ \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{4R_L} = P_i \\ \frac{\omega_0 L}{R_L} \approx Q \end{array} \right. \quad (Eq 52)$$

Où P_i est la puissance injectée par l'agression, R_L la charge de l'oscillateur, Q et P_0 respectivement le facteur de qualité et la puissance générée par le circuit résonant. On obtient :

$$\delta f = \frac{f_0}{Q} \sqrt{\frac{P_i}{P_o}} \frac{1}{\cos(\theta)} \quad (\text{Eq 53})$$

Le modèle de Kurokawa prévoit donc une dépendance de la bande de synchronisation en $\sqrt{P_i}$. Nous allons essayer de vérifier si cette relation entre puissance d'injection et plage de synchronisation est vérifiée dans le cas de notre oscillateur contrôlé en tension, et si elle reste vraie pour des puissances du signal d'agression injecté en mode conduit allant jusqu'à 20 dBm. Pour cela, nous mesurons (Figure 166) la largeur de la bande de synchronisation δf en fonction de la puissance du signal d'agression pour deux fréquences d'oscillations du VCO : $f_0 = 1220 \text{ MHz}$ et $f_0 = 2000 \text{ MHz}$.

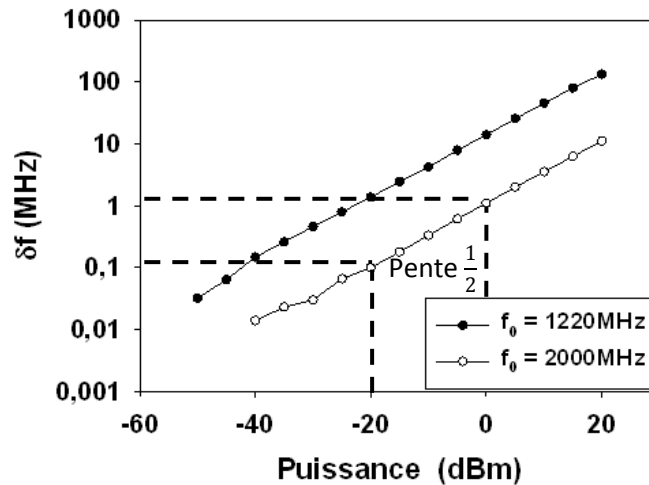


Figure 166 : Bande de fréquence δf du phénomène de synchronisation en fonction de la puissance du signal d'agression

L'axe des abscisses correspond à la puissance du signal d'agression fournie par le générateur haute fréquence exprimée en dBm. Une pente $\frac{1}{2}$ est mesurée et valide le modèle proposé par Kurokawa. Plus la puissance du signal d'agression augmente plus la bande de fréquence δf est importante. Suivant la fréquence d'oscillation f_0 de l'oscillateur, pour une même puissance, la bande δf est plus ou moins grande. Nous traçons sur la Figure 167 pour une puissance $P_{inj} = 0 \text{ dBm}$ du signal d'agression, la largeur de bande de synchronisation pour différentes fréquences f_0 de l'oscillateur.

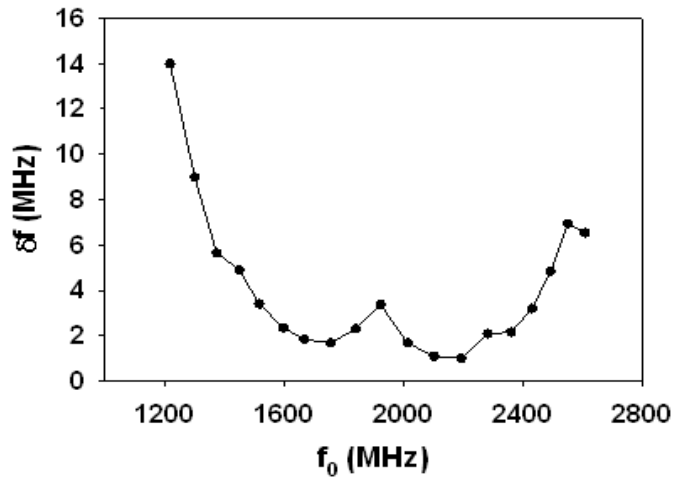


Figure 167 : Bande de synchronisation pour différentes fréquences f_0 d'oscillation

Cette fois l'évolution de la plage de synchronisation en fonction de la fréquence du signal d'agression ne varie pas comme l'annonce la théorie proposée par Kurokawa. En effet, d'après l'équation (Eq 52) la plage de synchronisation δf varie proportionnellement avec la fréquence f_0 du signal d'agression. Dans notre cas, des plages de synchronisation maximales sont mesurées aux fréquences $f_0 = 1220 \text{ MHz}$, $f_0 = 1900 \text{ MHz}$ et $f_0 = 2500 \text{ MHz}$. Cela peut s'expliquer par le fait que la théorie de Kurokawa est énoncée pour un oscillateur libre. Or nous utilisons un oscillateur commandé en tension ce qui signifie que nous modifions la fréquence de résonance du filtre lorsque l'on fait varier la tension de commande. Sachant que δf dépend du coefficient de qualité du filtre, il est possible qu'en modifiant sa fréquence de résonance, on modifie par la même occasion ce coefficient.

Récapitulation des effets observés

La Figure 168 récapitule les différents effets observés lors de l'injection d'un signal d'agression sur l'entrée de commande du VCO. Sur cette figure, nous représentons le spectre en fréquence du signal de sortie (axe des ordonnées) pour différentes fréquences du signal d'agression (axe des abscisses). En suivant la Figure 146(a) de gauche à droite, on voit l'évolution du spectre du signal de sortie en fonction de la fréquence du signal d'agression.

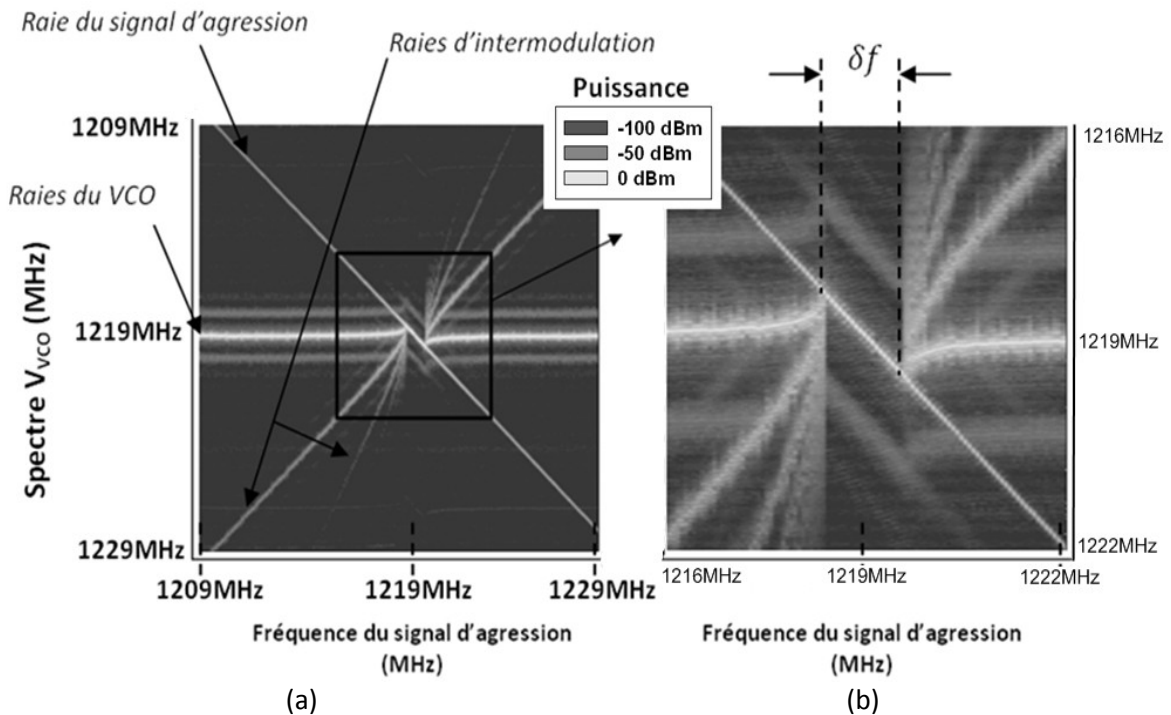


Figure 168 : (a) Evolution du spectre du signal de sortie du VCO en fonction de la fréquence du signal d'agression. (b) zoom sur le phénomène de synchronisation.

Sur la Figure 168(a), la raie du VCO de fréquence 1219 MHz est au milieu de l'axe des ordonnées. Lorsqu'on injecte un signal d'agression, on voit apparaître au dessus de la raie du VCO, la raie du signal d'agression à la fréquence de 1209 MHz et en dessous une raie d'intermodulation d'ordre 3 à la fréquence de 1229 MHz. Plus on augmente la fréquence du signal d'agression (déplacement vers la droite), plus il y a de raies d'intermodulation qui apparaissent. Si la fréquence du signal d'agression augmente davantage (Figure 168(b)), on remarque une dérive de la fréquence du VCO vers la fréquence du signal d'agression jusqu'à ce que le phénomène de synchronisation apparaisse. Durant la plage de synchronisation δf , la fréquence du signal du VCO est égale à la fréquence du signal d'agression. Si la fréquence du signal d'agression continue à augmenter le phénomène de synchronisation s'arrête et les raies d'intermodulation réapparaissent de chaque côté de la raie du VCO.

Nous avons vu dans cette partie deux phénomènes intéressants lors de l'injection d'un signal d'agression :

- Le phénomène d'intermodulation qui provoque sur le spectre fréquentiel l'apparition de raies indésirables. Celles-ci apparaissent quelle que soit la fréquence du signal d'agression. Cependant, plus celle-ci est proche de la fréquence d'oscillation du VCO, plus l'amplitude des raies d'intermodulation est importante.

- Le phénomène de synchronisation pour lequel la fréquence du signal de sortie est égale à celle du signal d'agression. Il apparaît lorsque la fréquence du signal d'agression devient relativement proche de la fréquence d'oscillation du VCO.

Ces phénomènes apparaissent surtout lorsque le signal d'agression est injecté dans la bande de fonctionnement du VCO. Regardons maintenant l'effet d'un signal d'agression injecté hors bande.

Injection d'un signal hors bande du VCO

Nous cherchons à présent à voir s'il est possible de faire apparaître les phénomènes d'intermodulation et de synchronisation lors de l'injection d'un signal d'agression hors bande de celle du VCO. Pour cela, nous nous intéressons dans un premier temps aux phénomènes d'intermodulation.

La fréquence d'oscillation du VCO est fixée à $f_0 = 1219\text{MHz}$. Nous injectons un signal d'agression de fréquences proches d'un multiple de la fréquence d'oscillation ($2f_0, 3f_0, 4f_0$ et $5f_0$) du VCO : $f_2 = 2462\text{ MHz}$, $f_3 = 3684\text{ MHz}$, $f_4 = 4854\text{ MHz}$ et $f_5 = 6074\text{ MHz}$ (Figure 169), c'est-à-dire hors bande.

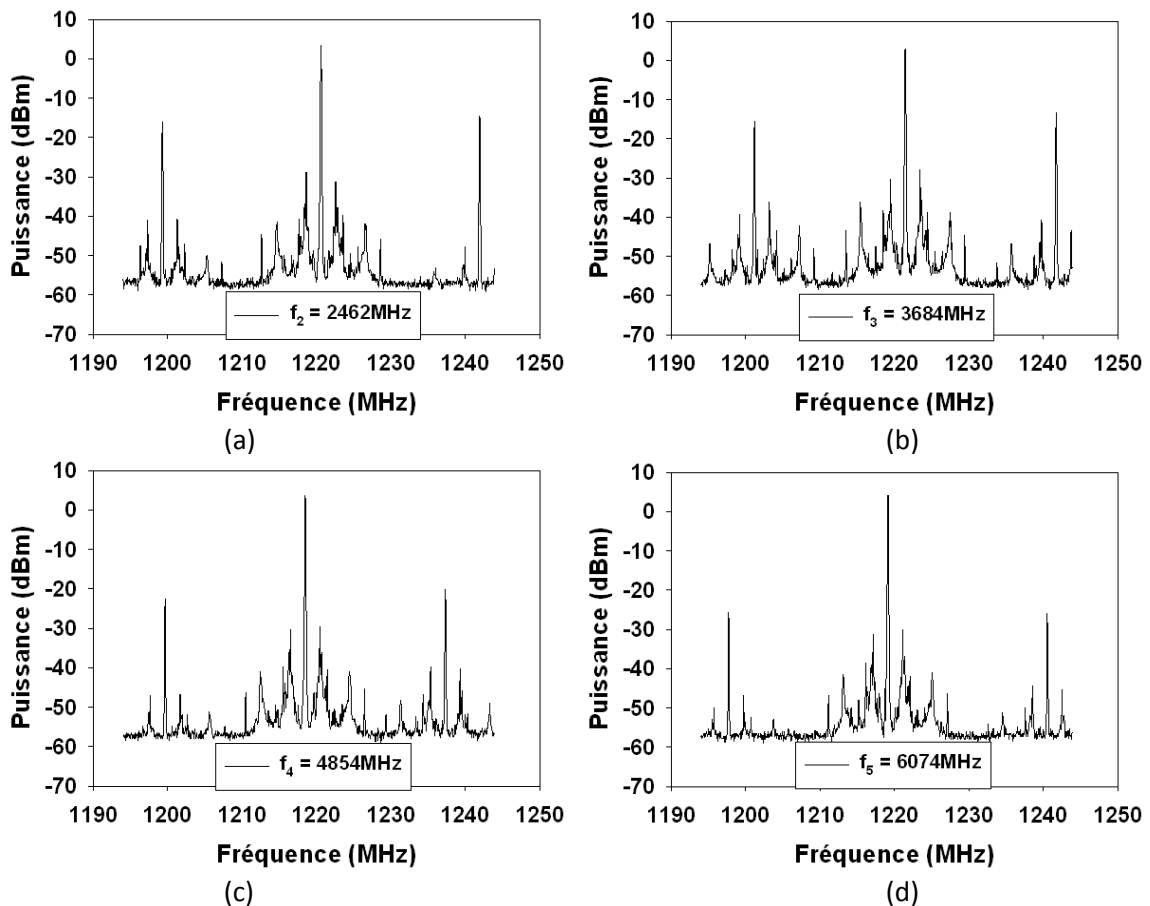


Figure 169 : Injection d'une agression en mode conduit sinusoïdale avec (a) $f_2 = 2462\text{ MHz}$, (b) $f_3 = 3684\text{ MHz}$, (c) $f_4 = 4854\text{ MHz}$, (d) $f_5 = 6074\text{ MHz}$

Le Figure 169(a) montre trois raies principales. La raie centrale située à la fréquence $f_0 = 1219\text{MHz}$ est propre au VCO. Les deux autres raies sont dues au phénomène d'intermodulation, leur base est identique à la base de f_0 . La raie de gauche est la raie d'intermodulation d'ordre 5 soit $3f_0 - f_2$. Celle de droite est la raie d'intermodulation d'ordre 2 soit $f_2 - f_0$. Le raisonnement est le même pour les trois autres relevés. Aussi l'injection d'un signal d'agression hors bande peut provoquer l'apparition de raies d'intermodulation dans la bande du VCO. Si la fréquence du signal d'agression devient suffisamment proche d'un multiple de la fréquence d'oscillation du VCO, les raies d'intermodulation se rapprochent alors de la fréquence d'oscillation f_0 du VCO et le phénomène de synchronisation apparaît. Dans ce cas, la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur n'est pas égale à la fréquence du signal d'agression mais à une fréquence issue du produit d'intermodulation de ces deux signaux.

Les plages de synchronisation mesurées sont :

Fréquence d'agression proche de	$2f_0$	$3f_0$	$4f_0$	$5f_0$
δf	12 MHz	32 MHz	20 MHz	10 MHz

Figure 170 : Plages de synchronisation lors de l'injection d'un signal d'agression hors bande

Suivant la fréquence du signal d'agression, la bande de synchronisation est plus ou moins grande. Il faut noter que plus la fréquence du signal d'agression est élevée, plus le signal est atténué par le circuit imprimé.

En conclusion, même en injectant un signal d'agression dont la fréquence se trouve hors bande de fonctionnement de l'oscillateur commandé en tension, il est possible de faire apparaître des fréquences d'intermodulation ainsi que le phénomène de synchronisation de la fréquence d'oscillation. Pour cela les fréquences du signal d'agression doivent être égales ou proches d'un multiple de la fréquence d'oscillation du VCO.

Le signal d'agression est maintenant injecté en mode rayonné.

2.3.5 INJECTION EN MODE RAYONNE

Nous injectons un signal d'agression via les sondes de champ proche sur l'entrée tension de commande. Les effets du signal d'agression sont les mêmes que lors d'une injection en mode conduit, c'est-à-dire apparition des phénomènes d'intermodulation et de synchronisation. La différence principale avec les effets en mode conduit, est due à des phénomènes stationnaires qui peuvent apparaître. Nous allons à présent nous intéresser aux fréquences provoquant un maximum de perturbation de l'oscillateur.

Durant l'agression en mode conduit, nous avons vu que le phénomène de synchronisation s'établissait sur une bande de fréquence δf dont la largeur variait en racine de la puissance du signal d'agression. Plus la puissance du signal d'agression est élevée plus la bande de fréquence δf est large. Nous mesurerons alors la largeur de bande δf pour différentes fréquences d'oscillation du VCO lors de l'injection d'un signal d'agression. Nous utiliserons la sonde Hx1 ou Hy1 suivant l'orientation de la piste agressée, pour l'injection du signal d'agression. La boucle de la sonde sera toujours orientée dans le sens de la ligne agressée.

Etude du point d'injection sur la bande de synchronisation

Lors de l'injection en mode rayonné, des tés de polarisation sont placés sur l'entrée de commande et sur l'entrée d'alimentation de l'oscillateur. Les entrées HF des tés de polarisation sont laissées en circuit ouvert (Figure 171).

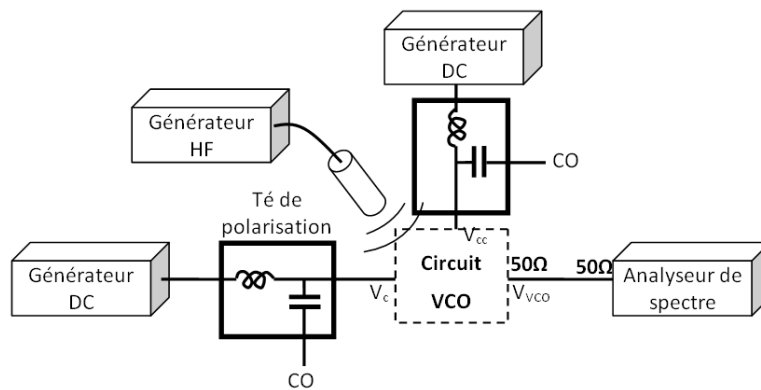


Figure 171 : Schéma de l'injection d'un signal d'agression en mode rayonné sur le VCO

Nous injectons un signal d'agression en trois zones différentes : zone 1 sur l'entrée tension de commande V_c , zone 2 sur l'entrée d'alimentation V_{cc} puis zone 3 sur la sortie V_{VCO} de l'oscillateur (Figure 172).

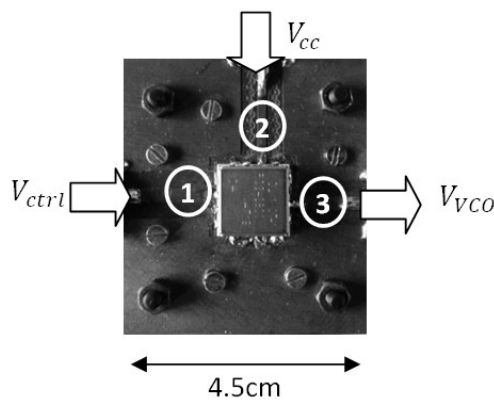


Figure 172 : Point d'injection lors de l'agression en mode rayonné du VCO

Il a été vérifié que quelle que soit la zone agressée, δf varie en $\sqrt{P_i}$. Nous mesurons ensuite pour différentes fréquences d'oscillation du signal de sortie V_{VCO} , la valeur de la bande de synchronisation δf . La puissance du signal d'agression est fixée à 30 dBm. La sonde est placée à une distance $h = 0.5 \text{ mm}$ au-dessus des pistes.

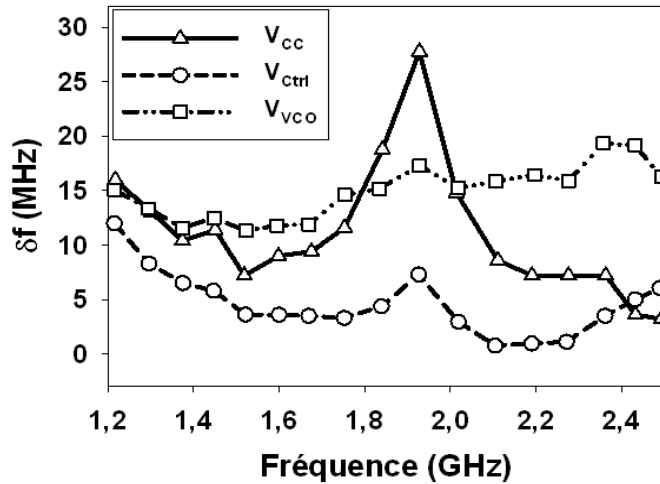


Figure 173 : Largeur de la bande de synchronisation δf en fonction de la fréquence de fonctionnement du VCO pour trois positions d'injection

Lors d'une injection sur la piste V_{ctrl} , la même évolution de la plage de synchronisation en fonction de la fréquence du signal d'agression que lors de l'injection en mode conduit est mesurée. Lors de l'injection sur la piste V_{cc} , une plage maximale de synchronisation est mesurée autour de 1.95 GHz. Enfin, lors de l'injection d'un signal d'agression sur la piste de sortie V_{VCO} , zone 3, la largeur δf est à peu près constante sur toute la bande de fréquence d'étude. Ceci vient du fait que l'oscillateur est conçu pour fonctionner dans le domaine micro-onde, son impédance de sortie est alors de 50 Ω . De plus, la sortie du VCO est chargée par l'impédance de 50 Ω de l'analyseur de spectre, aussi aucun phénomène stationnaire ne vient modifier la puissance couplée au circuit.

2.3.6 CONCLUSION SUR LE CIRCUIT VCO

Nous avons étudié la susceptibilité électromagnétique du VCO R0S-2800-719+ de chez Mini-circuits. Après avoir vérifié son fonctionnement par la mesure de certaines de ses caractéristiques, nous avons étudié l'effet d'un signal d'agression sur son fonctionnement. Les effets observés ont été principalement des phénomènes d'intermodulation et des phénomènes de synchronisation. Le phénomène d'intermodulation provoque l'apparition de raies indésirables sur le signal de sortie du VCO. Le phénomène de synchronisation implique un contrôle de la fréquence du signal d'oscillation du VCO par la fréquence du signal d'agression. Ces deux phénomènes ont été mesurés lors de l'injection d'un signal purement sinusoïdale dans et hors bande de fonctionnement du VCO. Enfin,

les signaux d'agression ont été injectés en mode conduit et rayonné. Les résultats obtenus sont à peu près identiques.

2.4 ETUDE DU COUPLEUR RESISTIF

Le coupleur résistif est réalisé sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon_r = 2.5$. La largeur du ruban à chaque accès est de $w = 4 \text{ mm}$ pour une adaptation de 50Ω à 2 GHz . Une photographie du circuit est présentée sur la Figure 174.

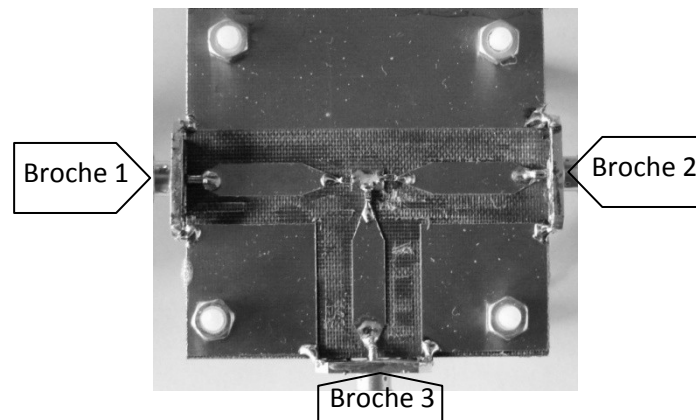


Figure 174 : Photographie du coupleur résistif

Nous mesurons le coefficient de transmission de la broche 1 vers 2. La broche 3 est chargée par une charge de 50Ω .

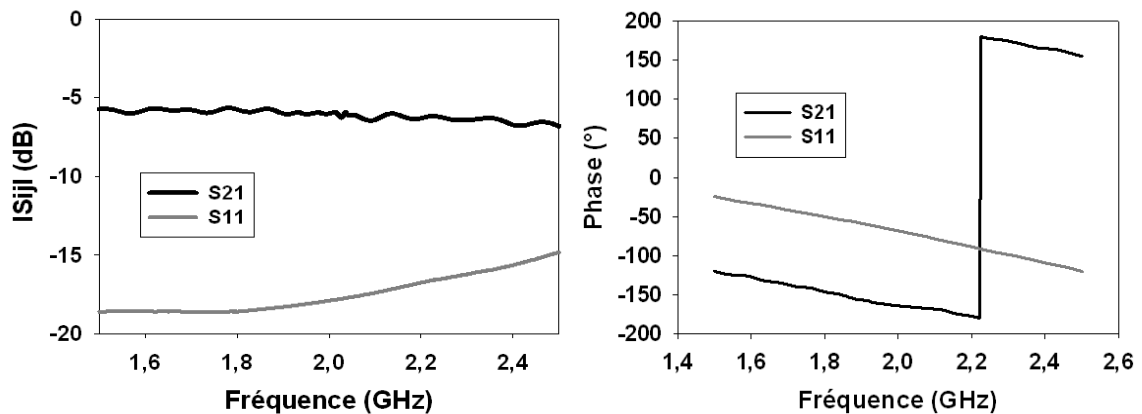


Figure 175 : Coefficient de transmission S21 du coupleur résistif

Sur la bande de fréquence d'utilisation de la PLL étudiée soit de 1.5 GHz à 2.5 GHz , le module du coefficient de transmission S21 entre les voies 1 et 2 présente une atténuation de 6 dB environ comme le prévoit la théorie. Le coefficient de réflexion est compris entre -18 dB et -12 dB . La mesure de phase présente une variation d'une centaine de degrés sur la plage de mesure due aux dimensions du circuit.

On réalise une cartographie en réception de la composante z du champ électrique rayonné par le circuit lorsqu'un signal de fréquence 2 GHz et de puissance 5 dBm est injecté sur le port 1. Les ports 2 et 3 sont chargés par $50\ \Omega$. La sonde $Ez0$ est placée à 0.5 mm au-dessus du circuit.

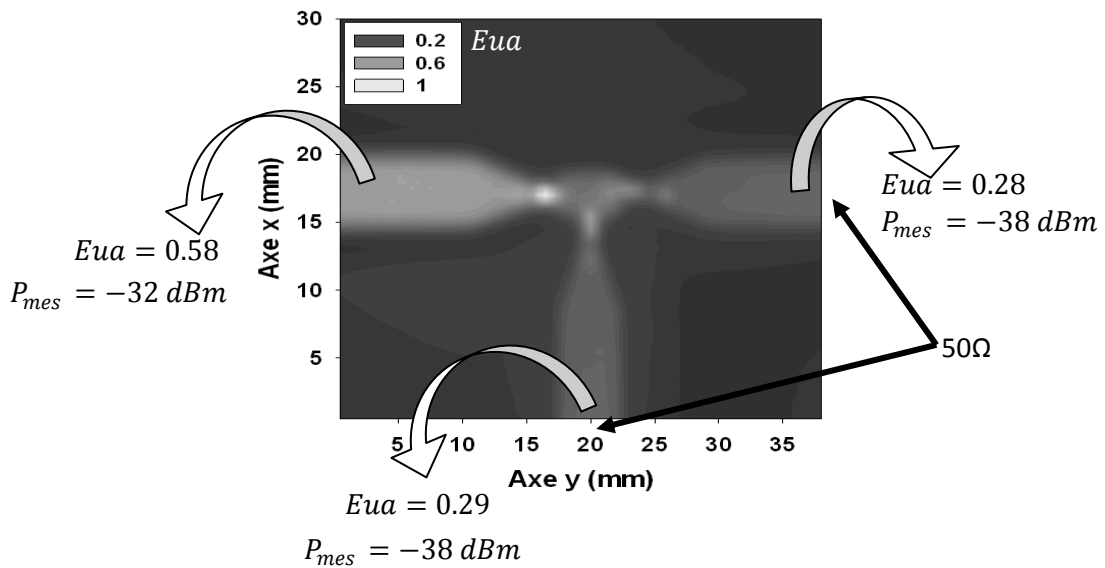


Figure 176 : Cartographie en réception du coupleur résistif. La fréquence de cartographie est de 2 GHz

L'échelle de la cartographie est graduée avec la quantité Eua présentée au chapitre II, qui est proportionnelle à une tension. La cartographie présentée sur la Figure 176 montre que le signal injecté sur le port 1 se divise en deux signaux. Les puissances mesurées P_{mes} par la sonde au niveau du port 1 est de -32 dBm . La puissance mesurée au niveau des ports 2 et 3 est de -38 dBm . On mesure bien une atténuation de 6 dB propre à ce type de coupleur.

Nous étudions dans la section suivante la susceptibilité du circuit central de la boucle à verrouillage de phase, le circuit « Div+CPF+PC+FPB ».

2.5 ETUDE DU CIRCUIT « DIV+CPF+PC+FPB »

Le circuit « Div+CPF+PC+FPB » comprend les diviseurs de fréquence, le comparateur de phase/fréquence (PFD), la pompe de charge (PC) et le filtre passe bas (FPB). Ce circuit est construit autour d'un ADF4154 de chez Analog Device.

2.5.1 PRESENTATION DE L'ADF4154 ET DE SES DIFFERENTS REGLAGES

Ce composant comprend les diviseurs de fréquence, le comparateur de phase/fréquence et la pompe de charge. Le filtre passe bas doit quant à lui être ajouté. Le choix de ce composant ADF4154 est dû à sa bande de fréquence de fonctionnement qui s'étend de 500 MHz à 4 GHz pour

le signal issu du VCO et de 10 MHz à 250 MHz pour le signal de référence issue du TCXO. Les deux contraintes suivantes peuvent donc être respectées :

- Une fréquence de référence de $f_{REF} = 26 \text{ MHz}$,
- Une fréquence d'oscillation du VCO $f_{VCO} = 2 \text{ GHz}$.

L'ADF4154 possède une partie numérique composée de quatre registres dans lesquels doivent être inscrits des valeurs. Elles permettent de régler les valeurs des coefficients R et N de division, le courant de sortie de la pompe de charge ainsi que différentes options ayant pour but d'optimiser certains paramètres de la PLL. La programmation de ces différents registres se fait par liaisons séries.

Détermination des coefficients de division

Le diviseur par R de l'ADF4154 permet de diviser par un nombre entier et le diviseur par N par un nombre rationnel. A partir de la fréquence de référence f_{REF} et f_{HF} , la fréquence de comparaison choisie est $f_{\phi} = 13 \text{ MHz}$. Les valeurs des coefficients de division R et N sont alors fixés à $R = 2$ et $N = 153.846$. Le calcul de ces valeurs est présenté en annexe B. Ces coefficients permettent d'obtenir une fréquence de fonctionnement de la PLL de 2 GHz. Une fois la PLL verrouillée, les fréquences suivantes devraient apparaître en différents points du circuit (Figure 176).

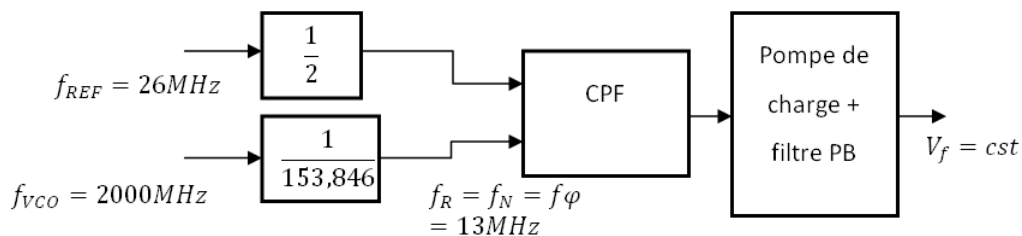


Figure 177 : Schéma bloc et fréquence des signaux en entrée des diviseurs et du comparateur de phase lors du verrouillage de la PLL

Détermination des valeurs des composants du filtre

Le filtre utilisé pour la PLL est un filtre passif du troisième ordre comme présenté au début de ce chapitre. Les valeurs des composants du filtre R2, R3, C1, C2 et C3 sont déterminées à l'aide d'un logiciel disponible sur internet par Analog Device [ADIsimPLL Ver 3.0]. Ce logiciel permet de simuler des boucles à verrouillage de phase simples équipées de composants de chez Analog Device et de déterminer la valeur des composants du filtre de boucle. Une description plus détaillée de ce logiciel et de la simulation de la PLL est présentée en annexe C.

2.5.2 PRESENTATION DU CIRCUIT « DIV+CPF+PC+FPB »

Le circuit est réalisé sur un substrat hyperfréquence de constante diélectrique $\epsilon_r = 2.5$. La piste d'entrée du signal issu du VCO que nous appellerons entrée V_{HF} est une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique 50Ω à la fréquence de 2 GHz . La largeur du ruban est alors de 4 mm (Figure 178). Une résistance de 50Ω est soudée entre l'entrée V_{HF} et la masse, et permet d'adapter l'entrée V_{HF} de l'ADF4154 [Analog Devices ADF]. Des mesures de paramètres S11 ont été réalisées avec et sans cette résistance pour rendre compte de son influence sur l'adaptation du système. Ces mesures sont présentées en annexe D. En effet, l'entrée V_{HF} du circuit n'est pas à l'origine adaptée à 50Ω . Son schéma interne, présenté dans le document technique du composant, présente un étage amplificateur différentiel. Enfin une capacité de découplage est placée entre la ligne et l'entrée HF du composant. Un plan de masse est réalisé des deux côtés du circuit. Une photographie du circuit « Div+CPF+PC+FPB » est présenté sur la Figure 178.

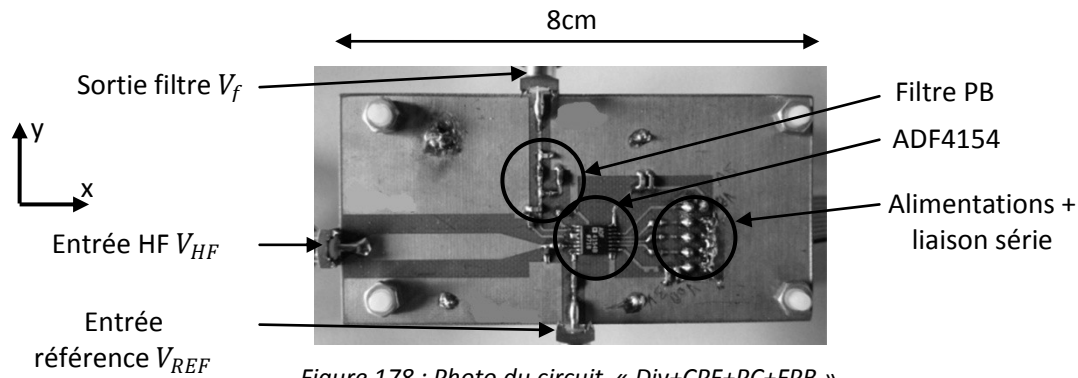


Figure 178 : Photo du circuit « Div+CPF+PC+FPB »

L'ADF4154 est alimenté d'une part par une tension de 3 V destinée à l'alimentation du comparateur de phase et à la partie programmable du composant et d'autre part par une tension de 5 V pour l'alimentation de la pompe de charge. Cette dernière détermine la tension maximale que peut fournir le circuit « Div+CPF+PC+FPB ». Une nappe amène ces alimentations et la liaison série pour la programmation des registres. La programmation des différents registres est effectuée via un programme assembleur contenu dans un microcontrôleur PIC. Le circuit du PIC est présenté en annexe B.

Maintenant que le circuit est présenté, nous souhaitons étudier l'effet d'un signal d'agression sur le fonctionnement de ce circuit.

2.5.3 INJECTION D'UNE AGRESSION EN MODE RAYONNE

Nous étudions l'effet d'un signal d'agression électromagnétique sur le fonctionnement du comparateur de phase seul, c'est-à-dire lorsqu'il ne fait pas partie d'une boucle à verrouillage de phase. Pour cela il est nécessaire de connaître son fonctionnement en boucle ouverte.

Fonctionnement du comparateur en boucle ouverte

Le comparateur de phase utilisé est un comparateur de phase/fréquence séquentielle. Lorsqu'une différence de phase et de fréquence est mesurée entre ses deux signaux d'entrées, la pompe de charge fournit ou non un courant constant à la capacité du filtre passe bas (Figure 179).

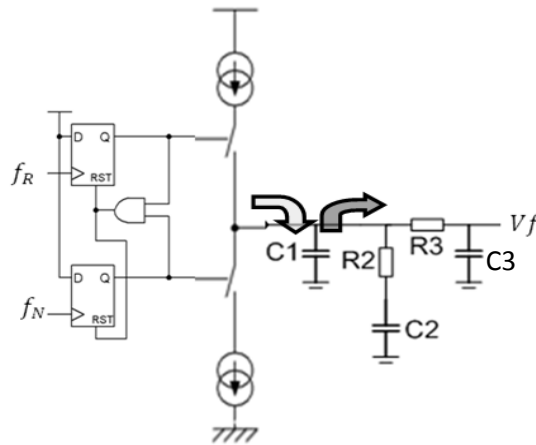


Figure 179 : Schéma de charge et de décharge de la capacité C1 du filtre PB

Deux cas de figure apparaissent.

- $f_R < f_N$, la pompe de charge ne fournit aucun courant, la capacité C1 se décharge. La tension mesurée en sortie du filtre est V_f tend vers 0 V avec une constante de temps $C1//R2C2//R3C3$.
- $f_R > f_N$, la pompe de charge fournit un courant, la capacité C1 se charge à courant constant. La tension mesurée en sortie du filtre tend alors vers la tension d'alimentation de la pompe de charge soit 5 V, avec la même constante de temps.

Les niveaux de sortie du circuit étant bien distincts, il est possible d'étudier l'influence d'un signal d'agression électromagnétique sur le niveau de sortie V_f du circuit « Div+CPF+PC+FPB ».

Injection d'un signal d'agression

Pour l'étude du signal d'agression sur le fonctionnement du circuit « Div+CPF+PC+FPB », un générateur basse fréquence est connecté sur l'entrée de référence V_{REF} du circuit. Un générateur haute fréquence est connecté à l'entrée V_{HF} .

Nous étudions l'effet d'un signal d'agression sur le fonctionnement du circuit dans le cas où $V_f = 0 V$ et $V_f = 5 V$. Pour cela, nous garderons fixe la fréquence f_{HF} à 2 GHz et nous modifierons la fréquence f_{REF} .

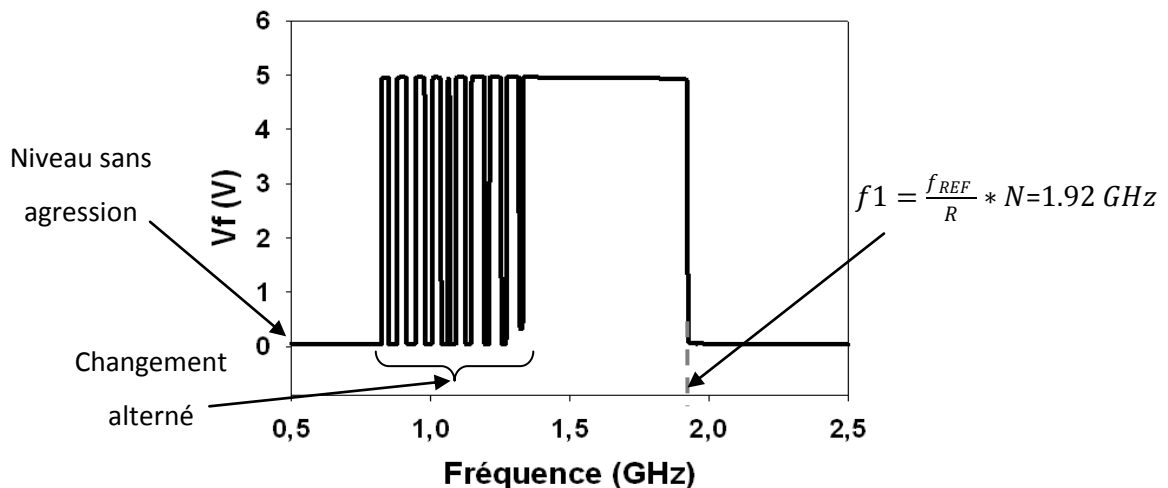
L'amplitude du signal sur l'entrée de référence et la puissance du signal d'entrée V_{HF} sont choisies pour être comprises entre les valeurs minimale et maximale des signaux d'entrées acceptés par l'ADF4154. Ces valeurs minimales et maximales sont récapitulées dans le Tableau 19.

Amplitude du signal d'entrée de référence V_{REF} Tension pic-pic	$V_{REFmin} = 800 \text{ mV}$
Puissance du signal d'entrée V_{HF}	$P_{HFmin} = -10 \text{ dBm}, P_{HFmax} = 0 \text{ dBm}$

 Tableau 19 : Amplitudes minimale et maximale acceptées aux entrées f_{REF} et f_{VCO} de l'ADF4154

Pour l'étude suivante, l'amplitude du signal de référence est réglée à 1 V pic-pic et la puissance du signal d'entrée V_{HF} est réglée à -5 dBm . Dans un premier temps, nous réglons $f_{REF} = 25 \text{ MHz}$ et $f_{HF} = 2 \text{ GHz}$. Dans ces conditions, la fréquence $f_R = 12.5 \text{ MHz}$ et la fréquence $f_N = 13 \text{ MHz}$, soit $f_N > f_R$. La tension sans agression mesurée en sortie du filtre doit alors être de $V_f = 0 \text{ V}$.

Un signal d'agression est injecté via la sonde Ez3 sur l'entrée V_{HF} . Nous mesurons la valeur de la tension en sortie du filtre V_f en fonction de la fréquence du signal d'agression. La puissance de ce dernier est $P_{inj} = 25 \text{ dBm}$. Le résultat est présenté sur la Figure 180.


 Figure 180 : Etat de sortie du circuit « D+CPF+PC+FPB » lorsque $f_R < f_N$ lors de l'injection d'un signal d'agression sur l'entrée V_{HF} dont la fréquence du signal d'agression varie entre 500 MHz et 2500 MHz.

La tension initiale sans perturbation est $V_f = 0 \text{ V}$. Lors de l'injection d'un signal d'agression sur l'entrée V_{HF} , pour certaines fréquences du signal d'agression, la tension de sortie $V_f = 5 \text{ V}$. Le circuit est alors perturbé. Pour $P_{inj} = 25 \text{ dBm}$, la bande de fréquence pour laquelle le changement d'état apparaît s'étend de 800 MHz à f_1 (Figure 180). La fréquence f_1 est la fréquence pour laquelle $f_1 R = f_{REF} N$. Pour des fréquences comprises entre 800 MHz et 1.3 GHz, le changement d'état se fait par alternance. Pour des fréquences comprises entre 1.3 GHz et f_1 , le changement d'état est permanent.

Nous réglons maintenant la fréquence de référence f_{REF} à 27 MHz et $f_{HF} = 2 \text{ GHz}$. La fréquence f_N est à présent inférieure à la fréquence f_R . La tension sans agression mesurée en sortie du filtre

doit alors être de $V_f = 5 V$. La même agression que précédemment est injectée. Le résultat est présenté sur la Figure 181.

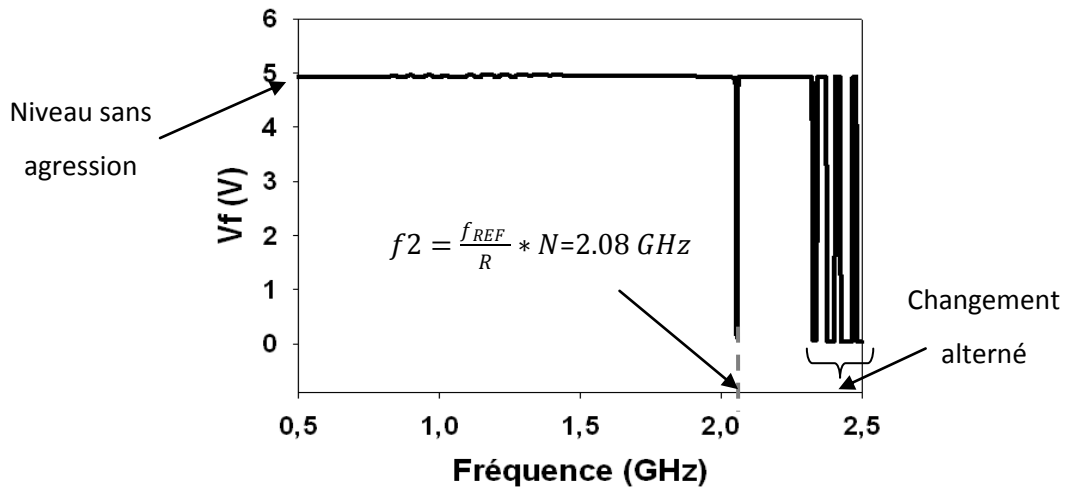


Figure 181 : Etat de sortie du circuit « Div+CPF+PC+FPB » lorsque $f_R > f_N$ lors de l'injection d'un signal d'agression sur l'entrée V_{HF} dont la fréquence varie entre 500 MHz et 2500 MHz.

La tension initiale sans perturbation est $5 V$. Lors de l'injection d'un signal d'agression sur l'entrée V_{HF} , pour certaines fréquences du signal d'agression, la tension de sortie V_f mesurée devient $0 V$. Le circuit est alors perturbé. Pour $P_{inj} = 25 \text{ dBm}$, la bande de fréquence pour laquelle le changement d'état apparaît s'étend de f_2 à $2,5 \text{ GHz}$ (Figure 181). La fréquence f_2 est la fréquence pour laquelle $f_2 R = f_{REF} N$.

L'explication la plus plausible de ces changements de niveau est que la puissance du signal d'agression devient prédominante sur la puissance du signal utile V_{HF} . Lorsque la puissance du signal d'agression de fréquence f_p est inférieure à la puissance du signal V_{HF} , la fréquence $f_N = \frac{f_{HF}}{N}$. Lorsque la puissance du signal d'agression de fréquence f_p devient prédominante par rapport à la puissance du signal V_{HF} , on a $f_N \neq \frac{f_{HF}}{N}$ mais $f_N = \frac{f_p}{N}$.

Dans le cas où $f_R < f_N$ soit $f_R N < f_{HF}$, la tension de sortie $V_f = 0 V$. Lors de l'injection d'un signal d'agression, tant que $f_R N < f_p$ la tension de sortie reste à $0 V$. Cependant lorsque $f_R N > f_p$, alors f_N devient inférieur à f_R , la tension de sortie V_f passe à $5 V$. Dans le cas où $f_R > f_N$, la tension de sortie $V_f = 5 V$. Lors de l'injection d'un signal d'agression, tant que $f_R N > f_p$ la tension de sortie reste à $5 V$. Cependant lorsque $f_R N > f_p$, alors f_N devient inférieure à f_R , la tension de sortie V_f passe à $0 V$.

Nous venons ainsi de voir pourquoi on observe un changement d'état en sortie du circuit « Div+CPF+PC+FPB ». Cependant cela n'explique pas pourquoi le changement d'état n'est pas

permanent quelle que soit la fréquence du signal d'agression. Aussi l'étude suivante a pour but d'une part de vérifier l'explication du changement d'état présentée ci-dessus et d'autre part d'expliquer la raison des zones d'alternance du changement d'état en fonction de la fréquence du signal d'agression (Figure 180 et Figure 181).

Nous étudions l'effet d'un signal d'agression sur le circuit « Div+CPF+PC+FPB » en utilisant le montage de la Figure 182 :

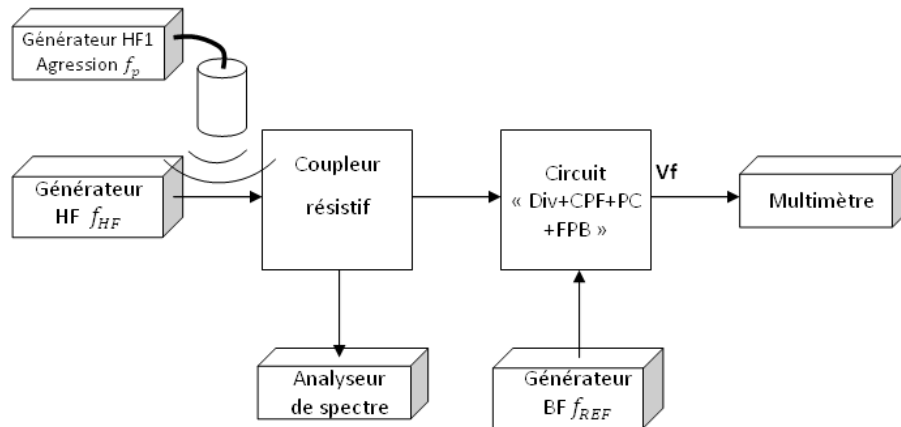


Figure 182 : Schéma du montage de mesure

On associe le coupleur résistif présenté précédemment et le circuit « Div+CPF+PC+FPB ». Le générateur HF fournissant le signal f_{HF} est connecté au port 1 du coupleur. L'analyseur de spectre est branché sur le port 2 du coupleur. La fréquence de référence f_{REF} est toujours fournie par le générateur BF. Le signal d'agression est injecté sur le port 1 du coupleur résistif, sur la même piste que le signal de fréquence f_{HF} . Ce montage nous permet de visualiser sur l'analyseur de spectre les niveaux de puissance présents sur l'entrée V_{HF} , tout en étudiant la tension de sortie V_f du circuit « Div+CPF+PC+FPB ».

La fréquence f_{HF} est fixée à 2 GHz. La fréquence f_{REF} est de 27 MHz. Le signal de sortie $V_f = 5 V$. Le générateur HF fournit un signal de puissance de $-3 dBm$. Une raie de puissance $-9 dBm$ de fréquence 2 GHz est mesurée sur l'analyseur de spectre connecté au port 3 du coupleur résistif. L'atténuation de 6 dB est due au coefficient de transmission de ce dernier. On injecte un signal d'agression via la sonde Ez3 sur le port 1 du coupleur résistif. On mesure alors une raie supplémentaire sur l'analyseur de spectre à la fréquence f_p du signal d'agression. On fait varier la fréquence du signal d'agression entre 2.25 GHz et 2.5 GHz. On mesure alors la tension V_f et la puissance P_p issue du signal d'agression pour différentes puissances P_{inj} de ce dernier. Sur la Figure 183(a) sont représentées les tensions V_f en fonction de la fréquence du signal d'agression

pour trois puissances P_{inj} . La Figure 183(b) représente pour les mêmes puissances P_{inj} , la puissance P_p issue du signal d'agression mesurée sur le port 3 du coupleur résistif.

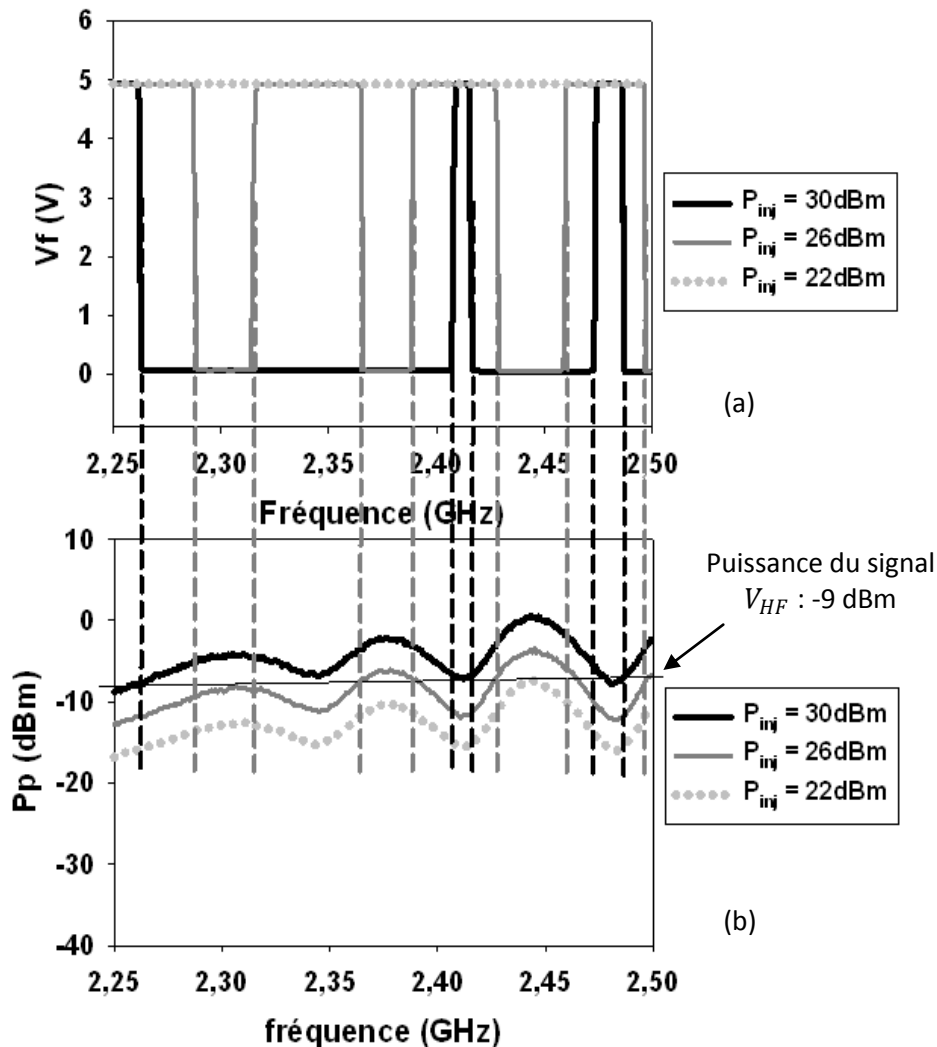


Figure 183 : (a) Tension V_f en sortie du circuit comparateur phase/fréquence en fonction de la fréquence du signal d'agression pour 3 puissances du signal d'agression. (b) Puissance du signal d'agression mesurée sur le port 3 du coupleur résistif en fonction de la fréquence du signal d'agression pour 3 puissances de ce dernier.

Pour une puissance P_{inj} de 22 dBm, la tension V_f reste à 5 V quelle que soit la fréquence du signal d'agression (Figure 183(a)). Sur la Figure 183(b), lorsque $P_{inj} = 22\text{ dBm}$, la puissance P_p mesurée reste en dessous de la puissance du signal V_{HF} quelle que soit la fréquence du signal d'agression. Tant que $P_{HF} > P_p$, le signal d'agression n'a donc aucun effet sur le circuit « Div+CPF+PC+FPB ». Lorsque $P_{inj} = 26\text{ dBm}$, un changement de niveau est mesuré sur la tension V_f . Les fréquences pour lesquelles la tension V_f passe de 5 V à 0 V sont les fréquences pour lesquelles la puissance P_p du signal d'agression devient supérieure à la puissance P_{HF} du signal V_{VCO} (Figure 183(a)). Plus la puissance du signal d'agression P_{inj} augmente plus la tension V_f reste souvent à 0 V comme lorsque $P_{inj} = 30\text{ dBm}$.

On peut affirmer que le changement d'état de la sortie V_f du circuit dépend de la puissance du signal d'agression transmis au circuit. Cette dernière est sans doute modulée par les phénomènes de propagation pouvant exister sur la ligne d'injection. Dans notre cas même si le circuit est réalisé afin que les pistes soient adaptées à 50Ω , une légère désadaptation due au coupleur résistif (S_{11} non parfait) ou à l'entrée V_{HF} de l'ADF4154 peut exister, faisant apparaître un taux d'ondes stationnaires différent de 1 (Voir mesure de S_{11} en annexe D). La puissance du signal d'agression couplée au circuit varie en fonction de la fréquence du signal d'agression. De plus, toutes les adaptations 50Ω du circuit sont valables pour une propagation en mode TEM de l'onde électromagnétique. Lors de l'injection par la sonde, la propagation s'effectue aussi en surface. Pour cette partie du signal les conditions d'adaptation des lignes ne sont plus vérifiées.

Comme pour les autres circuits, nous souhaitons vérifier si l'injection d'un signal d'agression via les autres sondes provoquent les mêmes perturbations.

Injection d'un signal d'agression via la sonde Hy1 et Hz1

Nous injectons à présent un signal d'agression par les sondes Hy1 et Hz1 sur le circuit « Div+CPF+PC+FPB ». L'injection d'une agression via ces sondes provoque le même effet que par la sonde Ez3, c'est-à-dire un changement d'état de la tension V_f .

La fréquence de référence $f_{REF} = 27 \text{ MHz}$ et la fréquence $f_{HF} = 2 \text{ GHz}$. La fréquence f_N est inférieure à la fréquence f_R . La tension mesurée en sortie du filtre vaut 5 V . Le signal d'agression est injecté via la sonde Hz1 (Figure 184(a)) et Hy1 (Figure 184(b)). Comme pour la sonde Ez3, on cherche le point d'injection qui provoque un changement de V_f à plus faible puissance.

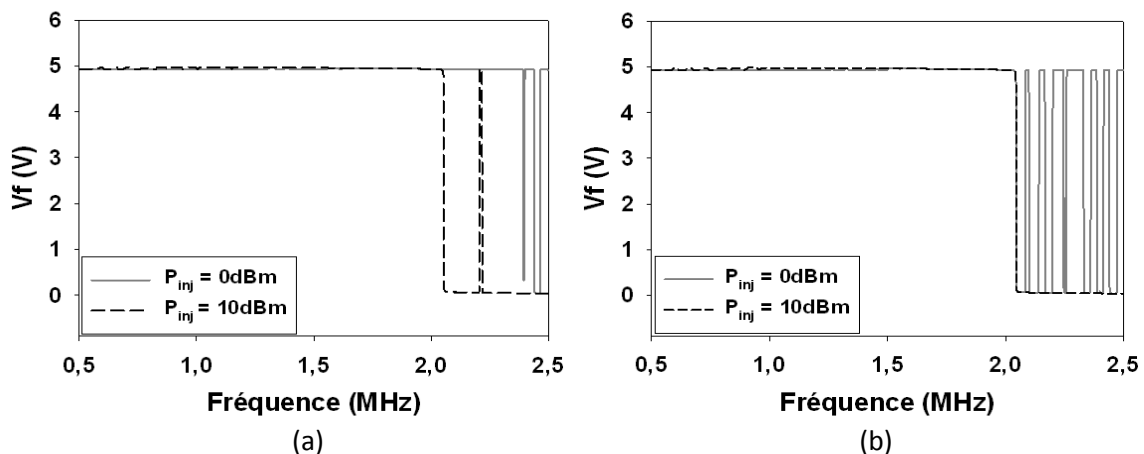


Figure 184 : Effet de l'injection d'un signal d'agression via la sonde (a) Hz1 et (b) Hy1.

Alors qu'une puissance minimale de 20 dBm était nécessaire pour induire une modification de la tension V_f lors de l'injection d'un signal d'agression via la sonde Ez3, une puissance de 0 dBm est suffisante via les sondes magnétiques Hz1 et Hy1. Cette différence de puissance provient

probablement de l'efficacité de couplage entre la sonde Ez3 et le circuit, et la sonde Hy1 et Hz1 et le circuit. Ceci rejoint toutes les études faites précédemment.

On réalise maintenant une cartographie en injection pour localiser les zones sensibles du circuit provoquant un changement d'état du niveau de sortie.

Cartographie en injection via la sonde Ez3

Les fréquences de réglage du circuit sont les suivantes : $f_{REF} = 25 \text{ MHz}$ et $f_{HF} = 2 \text{ GHz}$. La puissance du signal d'agression est de 25 dBm . Sa fréquence est $f_p = 1.8 \text{ GHz}$. Cette fréquence est censée provoquer un changement du niveau de sortie du circuit. Les principales études réalisées sur ce circuit ayant été accomplies avec la sonde Ez3, nous l'utilisons à nouveau. Nous l'à plaçons à 2.5 mm au-dessus du circuit imprimé à cause du relief des composants. On réalise une cartographie en agression.

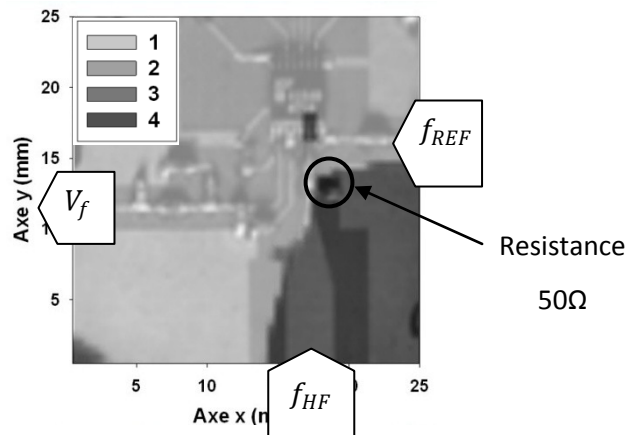


Figure 185 : Cartographie en agression via la sonde Ez3. La fréquence du signal d'agression est 1800 MHz et la puissance est 25 dBm

La tension de sortie est initialement $V_f = 0 \text{ V}$. Les zones claires n'indiquent aucun basculement de la tension de sortie, les zones sombres correspondent à un basculement. La zone provoquant un basculement de 0 V à 5 V est principalement située soit au-dessus de la piste d'entrée V_{HF} soit au-dessus du plan de masse situé à droite de celle-ci (Figure 185). Il est possible que la résistance de 50Ω réalise un couplage entre la piste d'entrée V_{HF} et cette partie du plan de masse.

2.5.4 CONCLUSION SUR LE CIRCUIT « DIV+CPF+PC+FPB »

Nous avons étudié la susceptibilité du circuit « Div+CPF+PC+FPB » constitué principalement du composant ADF4154. Ce circuit permet de diviser le signal de référence f_{REF} et celui issu du VCO V_{HF} , de les comparer et de fournir une tension continue V_f image de leurs différences de fréquence. En étudiant le fonctionnement de ce circuit, nous avons compris qu'en boucle ouverte, le circuit fournissait une tension $V_f = 0 \text{ V}$ et $V_f = 5 \text{ V}$ selon la valeur de la fréquence f_R par rapport

à celle de f_N . Nous avons donc pu étudier l'effet d'un signal d'agression sur le niveau de la tension V_f de sortie du circuit. Les effets observés ont principalement été une modification de cet état de sortie. Le changement d'état apparaît lorsque la puissance issue de signal d'agression devient supérieure à la puissance du signal utile V_{HF} . Dans ces conditions la fréquence comparée à la fréquence de référence n'est plus f_{HF} , fréquence issue du VCO mais f_p , fréquence issue du signal d'agression. Nous avons pour finir réalisé une cartographie en agression via la sonde Ez3. Nous avons constaté que la zone induisant un changement d'état de V_f était localisée sur l'entrée V_{HF} du circuit mais aussi sur une partie du plan de masse. Cette partie du plan de masse est reliée à la piste d'entrée V_{HF} par une résistance 50Ω utilisée pour adapter la piste. Nous avons émis l'hypothèse qu'un couplage se faisait entre le plan de masse et la piste par cette résistance.

2.6 ASSOCIATION DU MONTAGE A BASE D'AOPS ET DU VCO

Nous associons le montage à base d'AOPs et l'oscillateur commandé en tension. La tension V_e en entrée du montage à base d'AOPs est fixée à $1.25 V$ afin que la fréquence du signal de sortie du VCO soit de $2 GHz$.

D'après les résultats analysés lors de l'agression du montage à base d'AOPs, une injection en zone 3, c'est-à-dire sur l'entrée non inverseuse du second AOp provoque une variation négative de la tension de sortie V_s du circuit, si la fréquence du signal d'agression se situe dans la bande de fréquence proche de $1.1 GHz$. On note une variation positive de la tension de sortie du circuit lors de l'injection d'une agression en position 2, c'est-à-dire sur l'entrée inverseuse du second AOp, lorsque la fréquence du signal d'agression se situe dans une bande de fréquence autour de $2GHz$ (Figure 132). Le Tableau 20 récapitule ces valeurs et le sens de variation de la tension de sortie V_s du circuit. Précisons que la tension de sortie du montage V_s correspond maintenant à la tension de commande du VCO notée V_{ctrl} .

Zone	2	3
Sens de variation	$V_s \nearrow$	$V_s \searrow$
Fréquence vulnérante	$2 GHz$	$1.1 GHz$

Tableau 20 : Récapitulation des effets observés lors de l'injection d'un signal d'agression sur le montage à base d'AOPs

Nous injectons le signal d'agression sur le montage à base d'AOPs et nous mesurons la fréquence du signal de sortie du VCO. La sonde utilisée est la sonde Hy1. Nous injectons en zone 2 et 3 (Figure

132(a)). La puissance du signal d'agression injecté est 30 dBm. La sonde est placée à 0.5 mm au-dessus du circuit. Le résultat est présenté sur la Figure 186.

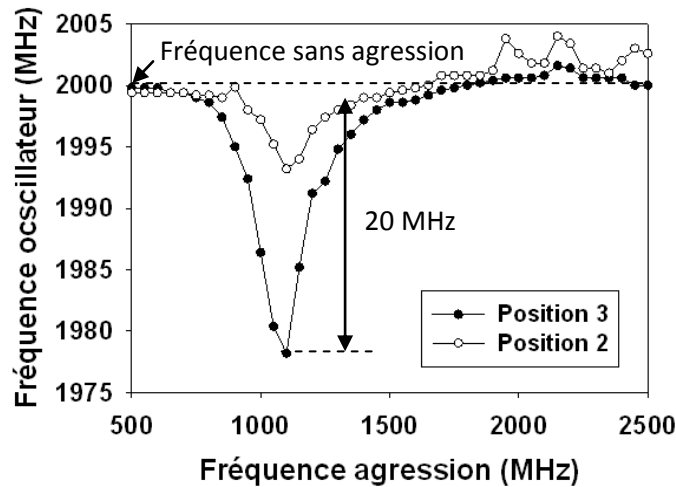


Figure 186 : Injection d'une agression sur les différentes pistes du circuit à base d'AOps sur la fréquence du signal de sortie du VCO

Sur la Figure 186, l'injection d'une agression en zone 2 et 3 provoque une variation de la fréquence du signal de sortie du VCO. L'injection d'une agression en position 3 diminue la fréquence d'oscillation principalement lorsque la fréquence du signal d'agression se situe autour de 1.1 GHz. L'injection d'une agression en position 2 provoque une augmentation de la fréquence du signal de sortie du VCO principalement lorsque la fréquence du signal d'agression se situe autour de 2 GHz. La variation du signal de sortie du montage à base d'AOps modifie la valeur de la tension de commande du VCO et donc de sa fréquence d'oscillation. Les critères de la fréquence du signal d'agression induisant une variation de la fréquence du signal de sortie du VCO correspondent aux critères pour modifier la tension de sortie du montage à base d'AOps.

Maintenant que chaque circuit composant la PLL a été présenté et étudié en terme de susceptibilité électromagnétique, nous étudions la susceptibilité du circuit PLL complet.

3 ETUDE DE LA SUSCEPTIBILITE DE LA PLL

Les circuits sont assemblés pour former la PLL. Avant d'étudier la susceptibilité de cette dernière, nous mesurons sa bande de fonctionnement qui correspond à sa bande de verrouillage. Cette caractéristique nous permettra par la suite de comprendre les phénomènes observés lors de l'injection d'un signal d'agression.

3.1 MESURE DE LA BANDE DE FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT DE LA PLL

Dans la plupart des cas, la bande de fréquence de fonctionnement d'une PLL utilisant un comparateur phase/fréquence (CPF), correspond à la bande de fréquence de fonctionnement du VCO. Dans le cas où la bande de fréquence du VCO est très large, ce qui est notre cas, la bande de fréquence de fonctionnement de la PLL dépend des tensions minimales et maximales fournies par la pompe de charge. A cela s'ajoute pour notre montage, les tensions limites issues du montage à base d'AOps. Le Tableau 21 rappelle les tensions de commande limites et les fréquences de sortie associées du VCO seul.

Tension de commande V_{ctrl}	0.5 V	24 V
Fréquence du VCO f_{VCO}	1220 MHz	2800 MHz

Tableau 21 : Tensions de commande et fréquences du VCO associées

Pour mesurer la bande de fréquence de fonctionnement de la PLL, le circuit oscillateur à quartz est remplacé par un générateur basse fréquence. On mesure alors la fréquence minimale f_{REFmin} pour laquelle la fréquence d'oscillation $f_{VCOmin} = \frac{f_{REFmin} * N}{R}$ et la fréquence maximale f_{REFmax} pour laquelle la fréquence d'oscillation $f_{VCOmax} = \frac{f_{REFmax} * N}{R}$. Dans un cas comme dans l'autre, lorsque l'égalité n'est plus vérifiée, la PLL n'est plus verrouillée.

Voici les valeurs minimales et maximales de la tension V_f mesurée en sortie du filtre passe bas et la tension $V_s (= V_{ctrl})$ en sortie du montage à base d'AOps ainsi que les fréquences f_{REF} et f_{VCO} associées.

Tension en sortie du filtre V_f	Tension de commande du VCO V_{ctrl}	Fréquence du signal de sortie du VCO $f_{VCO} = f_{HF}$	Fréquence basse et haute de capture et de verrouillage f_{REF}
$V_{fmin} = 40 \text{ mV}$	$V_{ctrlmin} = 8.5 \text{ V}$	$f_{VCOmin} = 1885 \text{ MHz}$	$f_{REFmin} = 24.2 \text{ MHz}$
$V_{fmax} = 4.2 \text{ V}$	$V_{ctrlmax} = 15 \text{ V}$	$f_{VCOmax} = 2391 \text{ MHz}$	$f_{REFmax} = 31.2 \text{ MHz}$

Tableau 22 : Mesure des tensions minimales et maximales V_f , V_c et des fréquences minimales et maximales f_{ref} et f_{VCO} pour la mesure de la plage de capture et de verrouillage.

La bande de fréquence de fonctionnement de la PLL s'étend de 1885 MHz à 2391 MHz soit une bande de fréquence de 506 MHz. La plage de capture est limitée par la tension minimale et maximale que peut fournir le montage à base d'AOps, c'est-à-dire 8.5 V et 15 V.

3.2 INJECTION D'UN SIGNAL D'AGRESSION EN MODE RAYONNE

Dans cette section, nous allons injecter un signal d'agression sur chacun des circuits de la PLL et observer les effets sur le fonctionnement de cette dernière.

3.2.1 AGRESSION DU MONTAGE A BASE D'AOPS

Le signal d'agression est injecté sur le montage à base d'AOps. Nous regardons dans un premier temps l'effet du signal d'agression sur la tension d'entrée et de sortie de ce circuit, intégré à la PLL. Dans un deuxième temps, l'effet du signal d'agression sur le spectre de sortie de la PLL est étudié.

Effets observés sur la tension d'entrée et de sortie du montage à base d'AOps

Nous commençons par injecter un signal d'agression via la sonde Hy1 sur le circuit à base d'AOps.

Nous injectons le signal au-dessus de la zone 3. La fréquence du signal d'agression correspond à la fréquence de résonance de la piste blanche reliant la résistance R_2 à l'entrée non inverseuse du second AOp, soit $f = 1.1 \text{ GHz}$. Lors de l'injection du signal d'agression sur le montage à base d'AOps seul, une variation négative de la tension de sortie du montage était mesurée (cf. Partie Montage à base d'AOps). Une fois le montage intégré à la PLL, aucune variation de la tension de sortie du montage à AOps n'est mesurée. Par contre une variation positive de sa tension d'entrée est mesurée comme on peut le voir dans le Tableau 23.

	Tension $V_e (=V_f)$	Tension $V_s (=V_{ctrl})$
Sans agression	$V_e, V_f = 1.126 \text{ V}$	$V_s, V_c = 9.86 \text{ V}$
Avec agression en 3 $f = 1100 \text{ MHz} - P = 35 \text{ dBm}$	$V_e = 1.82 \text{ V}$	$V_s = 9.86 \text{ V}$

Tableau 23 : Valeurs des tensions V_f et V_{ctrl} mesurées lors de l'injection d'un signal d'agression sur le montage à base d'AOps à la fréquence de 1.1 GHz en zone 3

Cette variation vient du fait que la PLL compense la variation de la tension V_{ctrl} en entrée du VCO par la modification de la tension V_f en sortie du circuit « Div+CPF+PC+FPB ». En effet, lors de l'injection du signal d'agression, une variation négative de la tension de sortie V_s et donc de la tension V_{ctrl} de commande du VCO apparaît. La fréquence du signal de sortie du VCO diminue. La fréquence f_N originalement égale à f_R devient plus petite. Pour corriger cet écart de fréquence, le circuit « Div+CPF+PC+FPB » fournit une tension continue $V_f = 1.82 \text{ V}$ supérieure à sa tension initiale de 1.126 V . La tension de sortie du montage à base d'AOps est donc réajustée à $V_s = 9.86 \text{ V}$ et aucune variation de cette tension n'est mesurée.

Une variation de la tension d'entrée V_e du montage à base d'AOPs de $1.126 V$ à $1.82 V$ correspond à une variation de V_s de $9.86 V$ à $10.86 V$. L'injection du signal d'agression implique une diminution de la tension en sortie du montage à base d'AOPs de $1 V$. Cette variation de tension est équivalente à la variation de tension mesurée lors de l'injection d'un signal d'agression de puissance $35 dBm$ sur le montage à base d'AOPs observé lors de son étude seul (Figure 140).

Nous injectons à présent un signal d'agression en zone 2 à la fréquence de résonance de la piste grise, c'est à dire $2 GHz$. Comme dans le cas précédant, la tension mesurée en sortie du montage à base d'AOPs ne varie pas. La valeur de la tension d'entrée V_e vaut quant à elle $0.97 V$ au lieu de $1.126 V$ (Tableau 24).

	Tension $V_e (=V_f)$	Tension $V_s (=V_c)$
Sans agression	$V_e = 1.126 V$	$V_s = 9.86 V$
Avec agression en 2 $f = 2000 MHz - P = 35 dBm$	$V_e = 0.97 V$	$V_s = 9.86 V$

Tableau 24 : Valeurs des tensions V_f et V_c mesurées lors de l'injection d'un signal d'agression sur le montage à base d'AOPs à la fréquence de $2 GHz$ en zone 2

L'explication de cette variation de V_e est identique au cas précédent à la différence que l'injection d'un signal d'agression en zone 2, induit une variation positive de la tension V_s . Aussi, pour compenser cette variation, la tension V_f d'entrée diminue. Encore une fois la PLL compense l'effet du signal d'agression injecté sur le circuit à base d'AOPs. Un dysfonctionnement de la PLL pourrait être cependant mesuré si la puissance du signal d'agression devenait suffisante pour induire une variation de la tension V_s telle que la PLL ne puisse la compenser. La variation de tension nécessaire pour induire un dysfonctionnement dépend de la tension sans perturbation délivrée par le circuit « Div+CPF+PC+FPB » et de ses valeurs limites. Pour notre cas, ces valeurs sont inscrites dans le Tableau 25 :

	Tension $V_e (=V_f)$	Tension $V_s (=V_{ctrl})$
Sans agression	$V_e = 1.126 V$	$V_s = 9.86 V$
Tensions minimales	$V_{e_{min}} = 0.04 V$	$V_{s_{min}} = 8.5 V$
Tensions maximales	$V_{e_{max}} = 5 V$	$V_{s_{max}} = 15 V$

Tableau 25 : Valeur des tensions V_e et V_s sans agression et leurs limites.

En injectant un signal d'agression de puissance 40 dBm en zone 2, la tension V_e mesurée n'est que de 0.66 V soit une variation de 0.46 V (Tableau 26).

	Tension V_e	Tension V_s
Sans agression	$V_e = 1.126 \text{ V}$	$V_s = 9.86 \text{ V}$
Avec agression en 2 $f = 2000 \text{ MHz} - P = 40 \text{ dBm}$	$V_e = 0.66 \text{ V}$	$V_s = 9.86 \text{ V}$

Tableau 26 : Valeur des tensions mesurées en entrée et en sortie du montage à base d'AOPs lors de l'injection d'une agression au dessus de la ligne 2 et 3.

Pour observer un disfonctionnement, le signal d'agression devrait provoquer une variation, soit négative de $V_s = 9.86 - 8.5 = 1.16 \text{ V}$ soit positive de $V_s = 15 - 8.5 = 6.5 \text{ V}$. De telles variations nécessiteraient cependant des puissances d'agression bien plus importantes que celles disponibles actuellement au laboratoire.

Nous regardons maintenant l'effet du signal d'agression sur le spectre de sortie de la PLL.

Effets observés sur le spectre de sortie de la PLL

Nous injectons à nouveau un signal d'agression au dessus de la zone 3. On augmente petit à petit la fréquence du signal d'agression et on observe les différents effets sur le spectre de sortie de la PLL. Commençons par fixer la fréquence du signal d'agression à $f = 1.1 \text{ GHz}$. Le spectre du signal de sortie de la PLL est relevé pour des puissances du signal d'injection $P = 35 \text{ dBm}$ et $P = 40 \text{ dBm}$ (Figure 187).

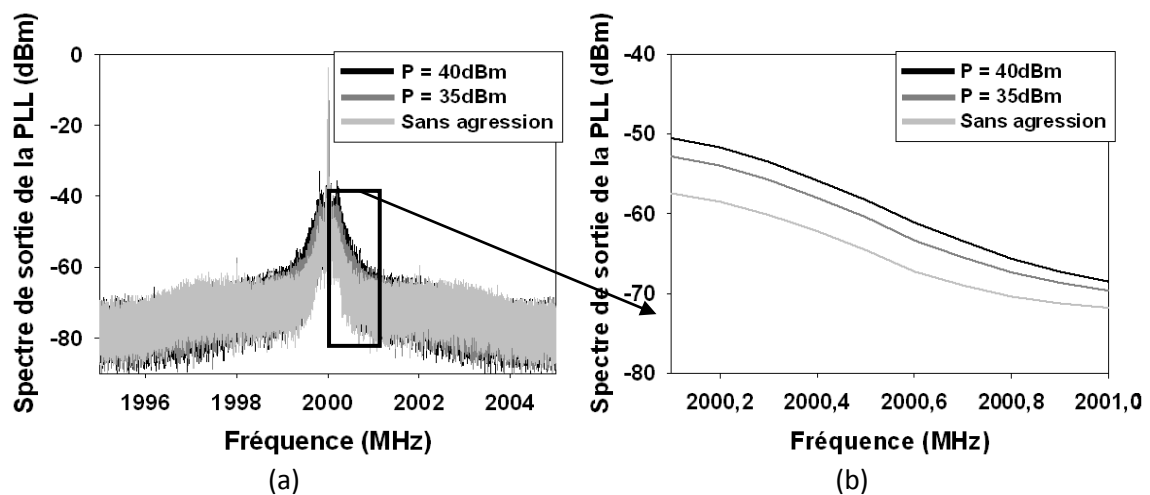


Figure 187 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'un signal d'agression à une fréquence $f = 1.1 \text{ GHz}$ et de puissance $P = 35 \text{ dBm}$, (a) span 10 MHz, (b) span 1 MHz

On note une augmentation du niveau de bruit autour de la fréquence centrale conduisant à une dégradation de la stabilité à court terme de la PLL. Nous ne nous sommes pas intéressés dans ce travail aux raisons de cette augmentation du niveau de bruit.

La fréquence du signal d'agression est ensuite réglée à $f = 1975 \text{ MHz}$. La puissance du signal d'agression est $P = 35 \text{ dBm}$. Le spectre du signal de sortie de la PLL est mesuré (Figure 188).

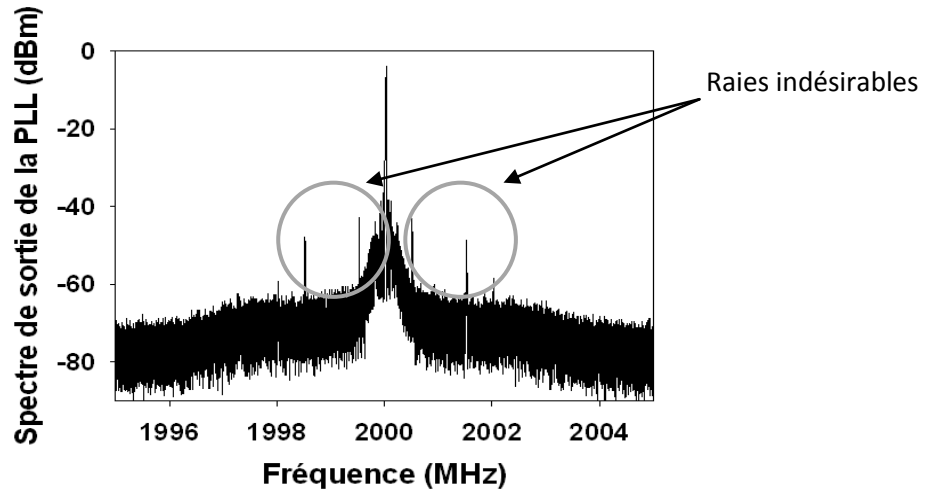


Figure 188 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'un signal d'agression à une fréquence $f = 1975 \text{ MHz}$ et de puissance $P = 35 \text{ dBm}$

La Figure 188 montre l'apparition de raies indésirables autour de la fréquence du signal de sortie de la PLL. Ces phénomènes sont probablement dus à des phénomènes d'intermodulation autres que le mélange entre la fréquence issue du VCO et du signal d'agression. En effet, elles ne correspondent pas aux fréquences d'intermodulation mesurées lors de l'étude du VCO seul (cf. partie VCO).

Nous augmentons la fréquence du signal d'agression à $f = 1996 \text{ MHz}$.

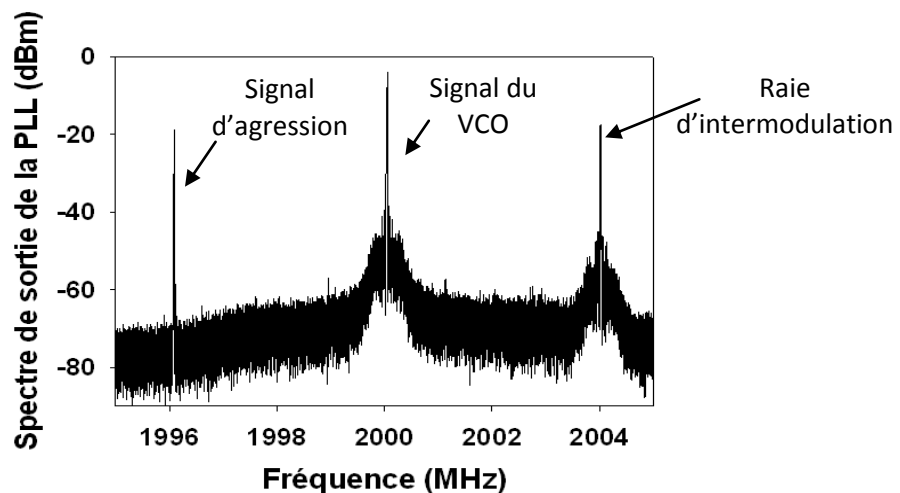


Figure 189 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'une agression à une fréquence $f = 1996 \text{ MHz}$ de puissance $P = 35 \text{ dBm}$

Le spectre du signal de sortie de la PLL présenté sur la Figure 189 montre trois raies. La raie de fréquence $f = 1996 \text{ MHz}$ provient du signal d'agression. La raie de fréquence $f = 2000 \text{ MHz}$ provient de l'oscillateur commandé en tension. La raie de fréquence $f = 2004 \text{ MHz}$ provient du produit d'intermodulation des deux raies précédentes, tout comme lors de l'injection d'un signal d'agression sur le VCO seul. Il est ainsi possible, bien que le signal d'agression soit injecté sur le montage à base d'AOPs, qu'une partie du signal se propage jusqu'au VCO par conduction, et provoque ces phénomènes d'intermodulation. Pour vérifier cela, le coefficient de transmission entre l'entrée et la sortie du montage à base d'AOPs a été étudié ainsi que différentes cartographies en réception lors de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit sur l'entrée du circuit. Ces études ont montré que pour certaines fréquences du signal d'agression, il se retrouvait en sortie du circuit. De plus, les cartographies ont montré que le signal d'agression ne se propageait pas forcément à travers le composant mais par les plans de masse. Ces mesures sont présentées en annexe E.

3.2.2 AGRESSION DE L'OSCILLATEUR COMMANDE EN TENSION

Nous choisissons d'injecter le signal d'agression sur le circuit VCO. La sonde Hx1 est utilisée. Elle est placée à 0.5 mm au-dessus de la piste d'alimentation Vcc et la boucle de la sonde est dans le sens de cette dernière. Cette zone est choisie car elle semblait être la plus susceptible. La puissance du signal d'agression est de 30 dBm .

Phénomène d'intermodulation et décalage de la fréquence centrale d'oscillation

L'augmentation du niveau de bruit et l'apparition des phénomènes d'intermodulation sont observés. Un exemple est présenté sur la Figure 190.

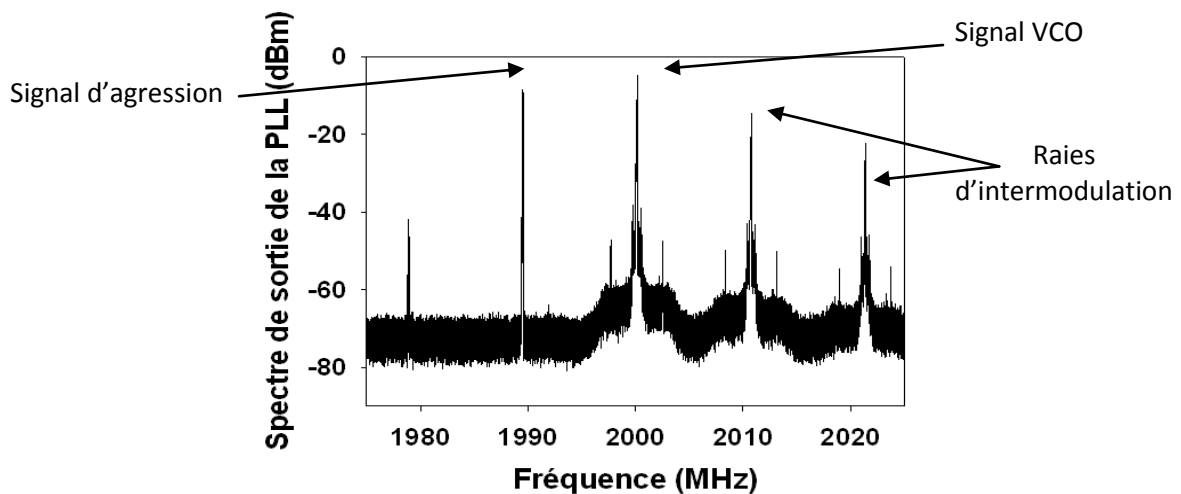


Figure 190 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'une agression à une fréquence $f = 1989 \text{ MHz}$ et de puissance $P = 30 \text{ dBm}$

Lorsque la fréquence d'agression est suffisamment proche de la fréquence d'oscillation de la PLL, le phénomène d'intermodulation s'intensifie et un décalage de quelque MHz de la fréquence de fonctionnement de la PLL est mesuré. Si la fréquence du signal d'agression continue à augmenter, la fréquence du VCO augmente de la même façon (Figure 191). On ne peut pas associer ce phénomène de décalage à un phénomène de synchronisation du fait qu'en aucun cas les phénomènes d'intermodulation disparaissent totalement pour laisser place au phénomène de synchronisation où seule une raie est mesurée. Néanmoins, on peut dire que le signal d'agression contrôle la fréquence d'oscillation de la PLL.

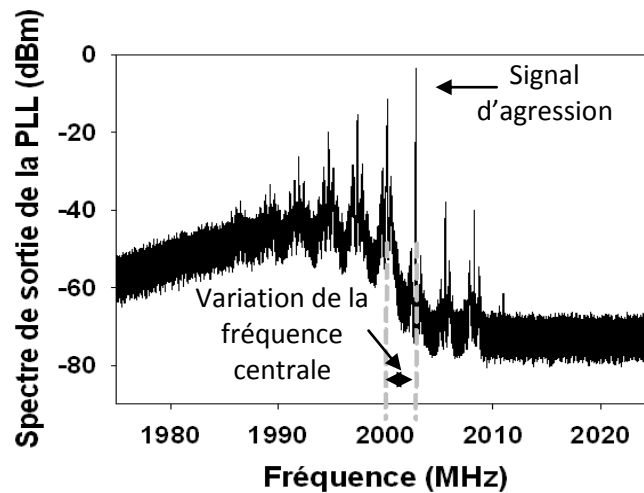


Figure 191 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'une agression à une fréquence $f = 2003 \text{ MHz}$ et de puissance $P = 30 \text{ dBm}$

En plus de ces phénomènes, un phénomène de déverrouillage de la PLL est mesuré.

Phénomène de déverrouillage

La sonde est toujours placée au-dessus de la piste Vcc du VCO. La puissance du signal d'agression est maintenant fixée à $P = 35 \text{ dBm}$. La fréquence du signal d'agression est dans un premier temps fixée à 1850 MHz . Le phénomène d'intermodulation est alors mesuré (Figure 192).

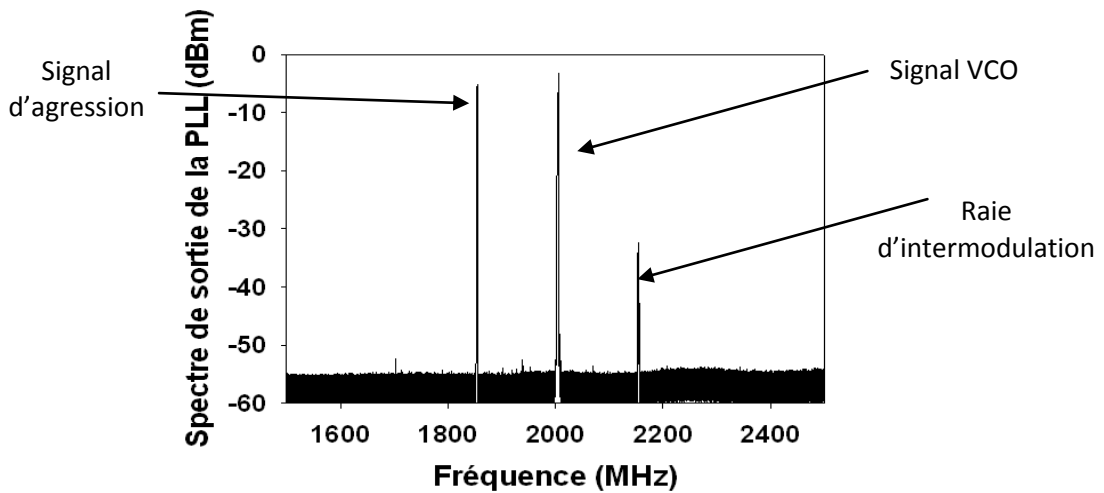


Figure 192 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'une agression à la fréquence $f = 1850$ MHz et de puissance $P = 35$ dBm

Si on augmente la fréquence du signal d'agression, le phénomène d'intermodulation disparaît et seules deux raies sont mesurées (Figure 193).

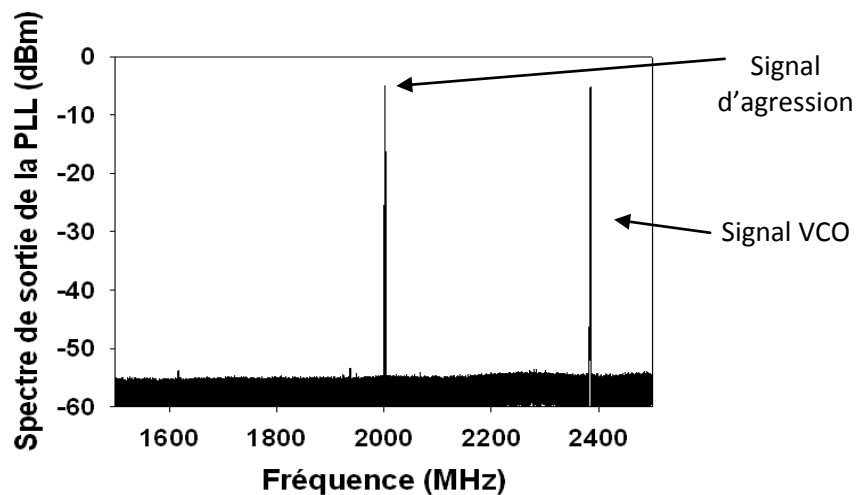


Figure 193 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'une agression à la fréquence $f = 1996$ MHz et de puissance $P = 35$ dBm

La première raie est mesurée à la fréquence de 1996 MHz soit la fréquence du signal d'agression. La deuxième raie est mesurée à la fréquence de 2384 MHz soit la fréquence maximale de la plage de verrouillage de la PLL.

Lorsqu'aucune agression n'est injectée, la PLL est verrouillée sur la fréquence de 2 GHz. Lorsqu'on injecte un signal d'agression de puissance suffisamment élevée, ce n'est plus la fréquence provenant du VCO que le comparateur de phase/fréquence compare mais celle provenant du signal d'agression. La fréquence du signal d'agression étant inférieure à 2 GHz, la tension continue en sortie du filtre passe bas augmente jusqu'à saturer à 5 V puisqu'aucune correction de la fréquence ne peut être faite. La fréquence du signal de sortie du VCO augmente et tend alors vers la

fréquence maximale de la plage de fréquence de fonctionnement de la PLL soit $f = 2384 \text{ MHz}$. Lorsque la fréquence du signal d'agression augmente légèrement au-delà de 2 GHz , la PLL se verrouille à nouveau et le phénomène d'intermodulation réapparaît. Aucun phénomène de déverrouillage n'est mesuré pour des fréquences du signal d'agression supérieure à 2 GHz .

Le déverrouillage mesuré est probablement provoqué par la perturbation du circuit « Div+CPF+PC+FPB » et non du VCO. La perturbation du circuit « Div+CPF+PC+FPB » apparaît lorsque la puissance du signal d'agression devient supérieure à la puissance issue du VCO. Ainsi la perturbation du circuit « Div+CPF+PC+FPB » dépend de la puissance du signal d'agression couplée au circuit. D'après les études réalisées sur le VCO seul, nous avons vu que le signal d'agression traverse le composant jusqu'à sa sortie. De plus, un maximum d'effet sur la largeur de la plage de synchronisation était mesuré pour des fréquences d'agression situées autour de 1.9 GHz (Figure 173). Cela pourrait expliquer pourquoi un déverrouillage est mesuré seulement pour des fréquences du signal d'agression comprises entre 1850 MHz et 2 GHz .

Une fois la PLL déverrouillée, si on diminue la fréquence du signal d'agression, le déverrouillage reste actif jusqu'à des fréquences bien inférieures à la fréquence d'apparition du verrouillage soit $f = 1875 \text{ MHz}$ (Figure 194).

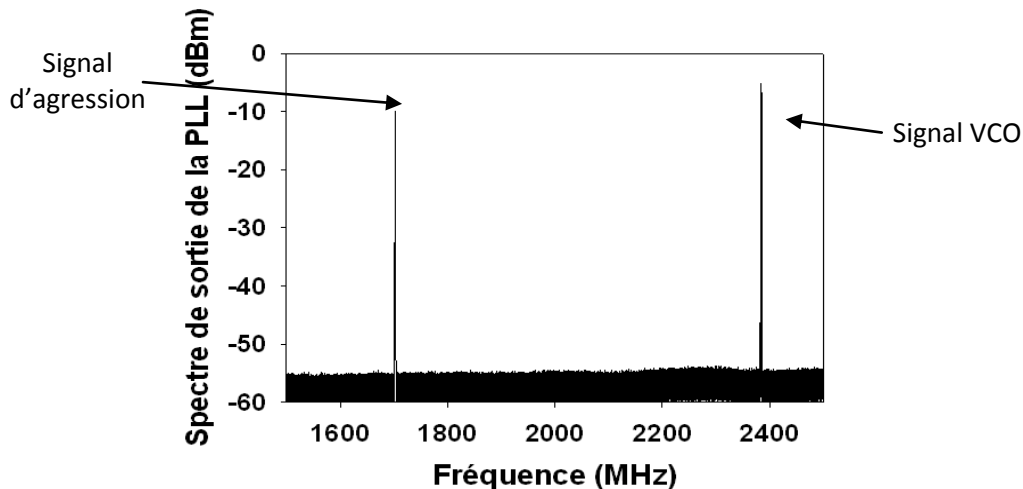


Figure 194 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'une agression à la fréquence $f = 1700 \text{ MHz}$ et de puissance $P = 35 \text{ dBm}$

Si la fréquence continue de diminuer, la PLL se verrouille à nouveau. Un phénomène d'hystérésis apparaît. La fréquence du signal d'agression qui déverrouille la PLL n'est pas la même que pour que la PLL se verrouille à nouveau.

Le signal d'agression est maintenant injecté sur le circuit « Oscillateur à quartz ».

3.2.3 Agression de l'oscillateur à quartz

De par l'existence de boucles du routage du circuit, nous injectons un signal d'agression via la sonde Hz1. Dans un premier temps, le signal d'agression est injecté en sortie du circuit et dans un deuxième temps au-dessus de la boucle du routage. Dans les deux cas, un déverrouillage de la PLL est mesuré. Un exemple est présenté sur la Figure 195. Dans cet exemple, la fréquence du signal d'agression est de 1800 MHz et sa puissance de 35 dBm.

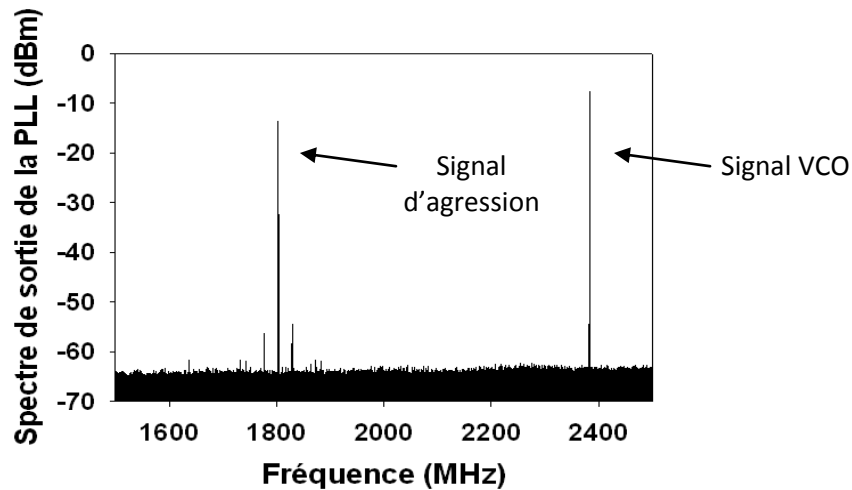


Figure 195 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'une agression à la fréquence $f = 1800 \text{ MHz}$ et de puissance $P = 35 \text{ dBm}$

Deux raisons peuvent justifier ce déverrouillage :

- La première raison serait que le signal d'agression diminue l'amplitude du signal de référence comme on a pu le constater lors des études sur l'oscillateur à quartz seul. L'amplitude du signal devient alors trop faible pour que le circuit « Div+CPF+PC+FPB » ne le détecte ce qui provoquerait un déverrouillage de la PLL. Néanmoins la puissance nécessaire pour une diminution suffisante de l'amplitude du signal issu de l'oscillateur devrait être supérieure à celle injectée actuellement, cette cause paraît donc peu plausible.
- La deuxième raison est qu'un couplage de l'onde électromagnétique par la masse sur l'entrée du synthétiseur de fréquence se fasse. En effet, lors de la réalisation de la cartographie en injection du circuit « Div+CPF+PC+FPB » seul, une zone de couplage provoquant un changement d'état de celui-ci était mesurée sur le plan de masse. La première hypothèse était que le signal se couplait à la piste d'entrée V_{HF} du circuit « Div+CPF+PC+FPB » par la résistance de 50Ω connectée entre cette ligne et la masse. Nous pouvons penser que lors de l'injection du signal d'agression sur le circuit oscillateur à quartz, une partie du signal injecté se couple sur l'entrée HF du circuit « Div+CPF+PC+FPB » par le plan de masse.

Pour vérifier cette dernière hypothèse, le coefficient de transmission entre l'entrée de référence et l'entrée HF du circuit « Div+CPF+PC+FPB » est mesuré. Les mesures sont présentées en annexe D. Le coefficient de transmission est étudié en enlevant successivement la résistance de 50Ω et le condensateur. Les résultats obtenus laissent penser finalement que la résistance n'est pas la cause du couplage entre l'entrée de référence et l'entrée V_{HF} . Il semble que le couplage se fasse directement par les broches de l'ADF4154.

Aucun déverrouillage n'est mesuré pour des fréquences du signal d'agression supérieures à 2 GHz .

3.2.4 AGRESSION DU CIRCUIT « DIV+CPF+PC+FPB »

Le signal d'agression est maintenant injecté sur le circuit « Div+CPF+PC+FPB ». Les mêmes phénomènes d'intermodulation et de contrôle de la fréquence de sortie de la PLL sont mesurés, cette fois pour des puissances inférieures aux puissances nécessaires pour observer ces mêmes phénomènes sur les autres circuits. Les phénomènes de déverrouillage sont encore mesurés à des puissances inférieures à celles déterminées précédemment et pour des bandes de fréquence plus importantes du signal d'agression. Un exemple est montré sur la Figure 196.

Le signal d'agression est injecté via la sonde Hy1 sur l'entrée V_{HF} du circuit « Div+CPF+PC+FPB ». La fréquence du signal d'agression est $f = 1600\text{ MHz}$ et sa puissance est fixée à 15 dBm .

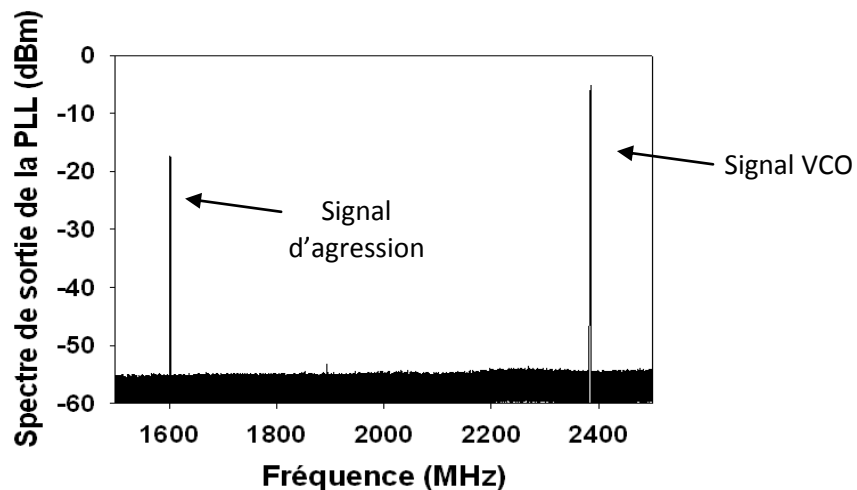


Figure 196 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'une agression à la fréquence $f = 1600\text{ MHz}$ et de puissance $P = 15\text{ dBm}$

Contrairement à l'injection d'un signal d'agression sur les autres circuits, un déverrouillage de la PLL peut être mesuré pour des fréquences du signal d'agression supérieures à 2 GHz . La Figure 197 montre le spectre en fréquence du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'un signal d'agression de fréquence $f = 2015\text{ MHz}$ et de puissance $P = 25\text{ dBm}$.

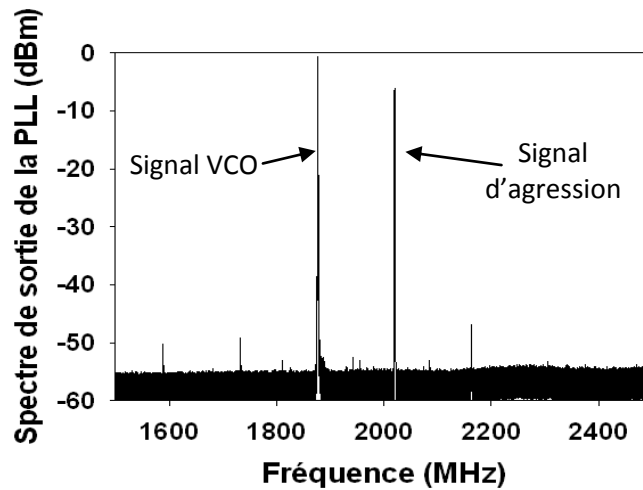


Figure 197 : Spectre du signal de sortie de la PLL lors de l'injection d'une agression à la fréquence $f = 2015 \text{ MHz}$ et de puissance $P = 25 \text{ dBm}$

Le déverrouillage provoque cette fois-ci une fréquence d'oscillation du VCO à $f = 1885 \text{ MHz}$. Cette fréquence correspond à la fréquence minimale de la plage de verrouillage de la PLL lorsque la tension fournie par le circuit « Div+CPF+PC+FPB » est $V_f = 50 \text{ mV}$. Dans le cas présent, le signal d'agression à une puissance suffisante pour que la boucle à verrouillage de phase compare la fréquence du signal d'agression à celle de référence provenant de l'oscillateur à quartz. La fréquence du signal d'agression est supérieure à 2 GHz , aucune contre-réaction n'existant sur ce signal, la tension V_f fournie par le circuit « Div+CPF+PC+FPB » tend vers 0 V et implique une fréquence d'oscillation du VCO de 1885 MHz . Comme pour l'étude en fonction de la fréquence, un phénomène d'hystérésis apparait avec la puissance, c'est-à-dire que pour déverrouiller la PLL une puissance de 25 dBm est nécessaire mais pour que la PLL se verrouille à nouveau, la puissance du signal d'agression doit être inférieure à 20 dBm .

4 CONCLUSION SUR LA SUSCEPTIBILITE DE LA PLL

Nous avons vu dans les sections précédentes, les effets d'une agression électromagnétique sur chacun des circuits constituant la PLL. Différents effets propres à chaque circuit ont été mesurés et sont récapitulés dans le Tableau 27 :

Circuit	Effets observés	Bande de fréquence vulnérante
Circuit à base d'AOPs	<ul style="list-style-type: none"> Variation de la valeur moyenne de la tension de sortie 	Dépend des fréquences de résonance des pistes du circuit
Circuit oscillateur à quartz	<ul style="list-style-type: none"> Variation de son courant de consommation 	Dépend des fréquences de résonance des pistes

	<ul style="list-style-type: none"> • Diminution de l'amplitude du signal de sortie 	du circuit
Circuit oscillateur commandé en tension (VCO)	<ul style="list-style-type: none"> • Phénomène d'intermodulation • Phénomène de synchronisation de la fréquence d'oscillation du VCO par la fréquence du signal d'agression 	Proche de la fréquence ou d'un multiple de la fréquence d'oscillation du VCO
Circuit comparateur de phase	<ul style="list-style-type: none"> • Modification de l'état de sortie 	Proche de la fréquence du signal d'entrée HF du circuit

Tableau 27 : Récapitulation des effets d'agression sur les circuits

Connaissant ces effets, nous avons assemblé les différents circuits pour former la boucle à verrouillage de phase. Son fonctionnement a été vérifié et un signal de fréquence de 2 GHz en sortie a été mesuré comme attendu. Nous avons ensuite entrepris d'étudier la susceptibilité de la PLL. Pour cela nous avons injecté un signal d'agression en champ proche sur chacun des circuits la constituant et l'effet sur son fonctionnement a été observé. Nous avons pu montrer que chaque effet de perturbation de la PLL était propre au circuit agressé. Le tableau suivant récapitule la contribution principale de chaque circuit sur la susceptibilité de la PLL.

Circuit agressé	Effets sur la PLL
Circuit à base d'AOPs	<ul style="list-style-type: none"> • Variation de la valeur de la tension de sortie du circuit « Div+CPF+PC+FPB »
Circuit oscillateur à quartz	<ul style="list-style-type: none"> • Aucune perturbation
Circuit oscillateur commandé en tension	<ul style="list-style-type: none"> • Phénomènes d'intermodulation • Modification de la fréquence de sortie de la PLL
Circuit comparateur de phase	<ul style="list-style-type: none"> • Déverrouillage de la PLL

Tableau 28 : Récapitulation des effets observés sur la PLL

De ces résultats, nous pouvons affirmer, pour la bande de fréquence d'étude (500 MHz – 2.5 GHz) et la fréquence de fonctionnement de la PLL (2 GHz), que le circuit le plus susceptible est le circuit « Div+CPF+PC+FPB ». Ceci est tout à fait compréhensible du fait qu'il est agressé dans sa bande de fréquence de fonctionnement et qu'il travaille avec des puissances faibles comparé aux autres circuits. De plus, ce circuit est au centre de la PLL et l'asservissement de la fréquence du VCO en dépend. Cependant, il est important de noter que la PLL est un système bouclé ce qui lui procure une bonne immunité naturelle à des variations de tension continue comme celles induites par la perturbation du circuit à base d'AOPs. Enfin, l'utilisation du montage à base d'AOPs procure une bande de tension d'accord du VCO de l'ordre de 8 V. Il est probable que dans une PLL plus

conventionnelle où la bande de tension d'accord est généralement limitée à la tension d'alimentation du comparateur de phase, soit de 3 V à 5 V, une variation de la valeur moyenne de la tension de commande du VCO induirait des effets sur le verrouillage et le déverrouillage de la PLL.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce manuscrit contribue à l'étude de la compatibilité et de la susceptibilité électromagnétique de systèmes électroniques hyperfréquences dans la gamme de fréquence allant de 100MHz à 10GHz. Le but principal de ce travail était d'utiliser des techniques de mesures électromagnétiques en zone de champ proche pour mettre au point une méthode de test des systèmes. Cette méthode consiste à étudier la susceptibilité électromagnétique de tous les éléments d'un système indépendamment les uns des autres puis connectés entre eux pour former le système. On étudie alors la susceptibilité électromagnétique (EM) du système complet. Cette méthode permet d'étudier la contribution en termes de susceptibilité d'un circuit dans un système et donc de mettre en avant les composants les plus sensibles. Les résultats obtenus permettront l'élaboration de règles de design pour endurcir les circuits sensibles d'un système et de ce fait rendre ce dernier moins vulnérable aux perturbations EM.

Pour mener à bien ce travail, nous avons utilisé un banc de mesure électromagnétique en zone de champ proche qui permet par l'intermédiaire de sondes d'injecter un signal d'agression électromagnétique ou de détecter un rayonnement électromagnétique. Des mesures en mode d'agression conduite ont aussi été entreprises.

La première partie de ce travail consistait en la caractérisation des sondes de champ proche, point central du banc de test. Nous avons choisi d'utiliser des sondes de type coaxiales pour la facilité de fabrication. Suivant leurs géométries ces sondes permettent de travailler avec les différentes composantes du champ électrique ou magnétique. D'abord une caractérisation propre aux sondes telles que des mesures de coefficient de réflexion a été réalisée. Ensuite, nous avons étudié l'interaction entre les sondes et une ligne micro-ruban. De ces études, nous avons déterminé la géométrie optimale des sondes afin qu'elles soient adaptées à nos études sur les circuits dans une bande de fréquence de fonctionnement allant jusqu'à 3GHz avec une résolution spatiale suffisante.

La deuxième partie de ce travail de recherche était consacrée à une étude préliminaire de susceptibilité électromagnétique sur un composant actif simple. Le composant que nous avons choisi est une diode Schottky travaillant jusqu'à 1.5 GHz. Le choix d'un composant simple vient du désir de comprendre en détail les phénomènes qui prennent place lors de l'injection d'un signal d'agression sur un circuit électronique complexe. Nous avons ainsi observé une réaction du composant à l'agression. En effet, la diode a détecté le signal d'agression, ce qui s'est traduit par la variation de la valeur moyenne de la tension à ses bornes et du courant la traversant. Le niveau de

signal détecté dépend de la façon dont l'agression va se propager avant d'atteindre la diode. Ceci est particulièrement intéressant puisque des fréquences de résonance, pour lesquelles le couplage entre le signal d'agression et le circuit est optimal, sont alors définies. Enfin, cette étude nous a permis de comprendre l'importance de la position du point d'injection, autant lors de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit qu'en mode rayonné. Lors de l'injection d'un signal d'agression avec une sonde liée au champ électrique, le couplage est maximal si la sonde électrique est placée au-dessus d'un ventre de tension, inversement avec une sonde liée au champ magnétique le couplage est maximal lorsque cette dernière est placée au-dessus d'un ventre de courant. Ce travail sur la diode a permis non seulement d'observer les effets d'un signal d'agression sur le fonctionnement d'un composant actif mais aussi nous a permis d'appréhender les phénomènes de propagation d'une onde sur un circuit.

La troisième partie de ce travail a concerné l'étude de susceptibilité électromagnétique d'un système complexe. Le système choisi est une boucle à verrouillage de phase (PLL) fonctionnant dans le domaine hyperfréquence. Les circuits la constituant ont dans un premier temps été analysés seuls sous agression. Ces circuits sont : un circuit à base d'amplificateurs opérationnels (basse fréquence), un circuit oscillateur à quartz, un circuit oscillateur commandé en tension, un circuit comparateur de phase et un circuit coupleur résistif. Les principaux effets observés sont la variation de la tension de sortie du comparateur de phase, l'apparition de raies d'intermodulation et de contrôle de la fréquence du signal de sortie de la PLL, et le déverrouillage de la boucle à verrouillage de phase. Ces variations sont expliquées grâce à l'analyse des comportements de chacun des circuits agressés seuls.

Tous les effets observés sont plus ou moins importants suivant le point d'injection et la fréquence du signal d'agression. En effet, pour les circuits BF, il est possible de déterminer des fréquences de résonance principalement dues à la longueur des pistes, à leurs impédances de charge et au substrat utilisé. A ces fréquences, les effets de perturbations sont maximaux. Pour les circuits HF, le maximum de perturbation apparaît lorsque la fréquence du signal d'agression est proche de la fréquence du signal utile. Ainsi, si la puissance du signal d'agression est suffisante, ce n'est plus le signal utile qui est traité par le circuit mais le signal d'agression lui-même.

Bien que le but de ce manuscrit soit d'étudier la susceptibilité électromagnétique d'un système électronique complexe, nous souhaitons ajouter un petit paragraphe de conclusion sur la propagation du signal d'agression au sein de la PLL. Il est bien d'ailleurs de préciser que pour ce type d'étude le banc de caractérisation champ proche est un outil particulièrement utile. Nous avons donc pu constater lors de l'injection d'un signal d'agression sur la boucle à verrouillage de phase que le circuit le plus vulnérable au sein de cette dernière était le circuit comparateur de

phase. L'injection d'un signal d'agression directement sur ce dernier provoque un déverrouillage de la PLL. Cependant, il a été montré que l'injection du signal d'agression sur les autres circuits pouvait aussi provoquer ce dysfonctionnement. Nous avons ainsi constaté que bien que l'injection se fasse sur un autre circuit, le signal d'agression pouvait se propager soit par le plan de masse, soit par les pistes ou encore par les broches d'un composant et être acheminé jusqu'au circuit comparateur de phase et le perturber. L'acheminement du signal d'agression est largement dépendant de sa fréquence et du design du circuit imprimé.

En conclusion, l'étude en champ proche de la susceptibilité de chaque circuit composant la PLL, nous a permis outre l'étude des effets induits par une agression de mieux comprendre les phénomènes de couplage entre un circuit et une perturbation électromagnétique, et la propagation de cette dernière. Enfin cette étude nous a permis d'expliquer la majorité des perturbations advenues sur le circuit PLL lors de son agression. Aussi, la méthode de test s'est montrée tout à fait efficace.

PERSPECTIVES

Le circuit PLL de l'étude réalisée dans ce manuscrit est un démonstrateur. Il correspond à l'association de différents circuits. Ainsi, chaque circuit n'est pas réalisé sur un substrat identique et les interconnexions entre les différents circuits sont faites par câbles SMA. Une des perspectives directe de ce travail serait d'intégrer la PLL sur un même circuit imprimé en respectant au mieux les règles de design. De là, il faudrait réaliser à nouveau des études de susceptibilité en zone de champ proche afin de vérifier les résultats obtenus sur le démonstrateur. Enfin il serait intéressant de réaliser des études de susceptibilité en champ lointain et de voir si les études en champ proche permettent d'expliquer les phénomènes observés.

Une autre perspective peut être moins directe de ce travail consisterait à étudier l'effet de signaux d'agression modulés sur le fonctionnement d'un système électronique. En effet, parmi les applications utilisant des systèmes hyperfréquences, nombreuses sont celles utilisant les radars ou se trouvant dans leur champ d'émission. Ces radars émettent souvent des signaux dont la fréquence porteuse se situe dans la bande S (2 à 4 GHz) et la bande C (4 à 8 GHz). Les exigences en termes de communication sont de plus en plus grandes puisque les débits de communication doivent être de plus en plus élevés tout en gardant une très bonne qualité de transmission. Ainsi en plus des signaux classiques modulés en amplitude, en fréquence et en phase, une grande partie des radars émettent des signaux en mode Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour UltraWide Band), lesquels présentent des spectres fréquentiels larges pouvant atteindre plusieurs GHz.

ANNEXES

<u>ANNEXE A</u>	212
<u>Extraction des paramètres statiques de la diode</u>	212
<u>ANNEXE B</u>	214
<u>Carte microcontrôleur PIC et Registres de l'ADF4154</u>	214
<u>Calcul des coefficients de division R et N</u>	214
<u>ANNEXE C</u>	216
<u>Logiciel ADLsimPLL Ver 3.0 et Valeur des composants du filtre de boucle</u>	216
<u>ANNEXE D</u>	218
<u>Circuit « Div+CPF+PC+FPB »: paramètre S11</u>	218
<u>Circuit « Div+CPF+PC+FPB »: paramètre S21</u>	218
<u>ANNEXE E</u>	220
<u>Montage à base d'AOps : coefficient de transmission et cartographies</u>	220

ANNEXE A

EXTRACTION DES PARAMETRES STATIQUES DE LA DIODE

A partir de la mesure de la caractéristique statique de la diode, on peut extraire les paramètres statiques I_s , n et R_s qui permettent de donner la relation entre le courant qui traverse la diode et la tension à ses bornes.

- Pour extraire la valeur du courant de saturation I_s et le facteur d'idéalité n de la diode, il suffit de tracer sa caractéristique statique I-V sur un repère semi logarithmique (Figure 198(b)). En effet, on écrit pour le courant statique I_d la relation suivante :

$$I_d = I_s \left(e^{\frac{q(V_j - R_s I_d)}{nkT}} - 1 \right) \quad (\text{Eq 54})$$

En se plaçant dans le cas où $R_s I_d \ll V_j$, c'est-à-dire pour les faibles polarisations, lorsque 1 est négligeable devant le terme $e^{\frac{q(V_j - R_s I_d)}{nkT}}$, nous pouvons écrire :

$$\log(I_d) = \log(I_s) + \frac{qV_d}{\ln(10)nkT} \quad (\text{Eq 55})$$

Cette équation est celle d'une droite. Son ordonnée à l'origine donne la valeur du courant de saturation I_s et le coefficient directeur permet d'extraire de facteur d'idéalité n .

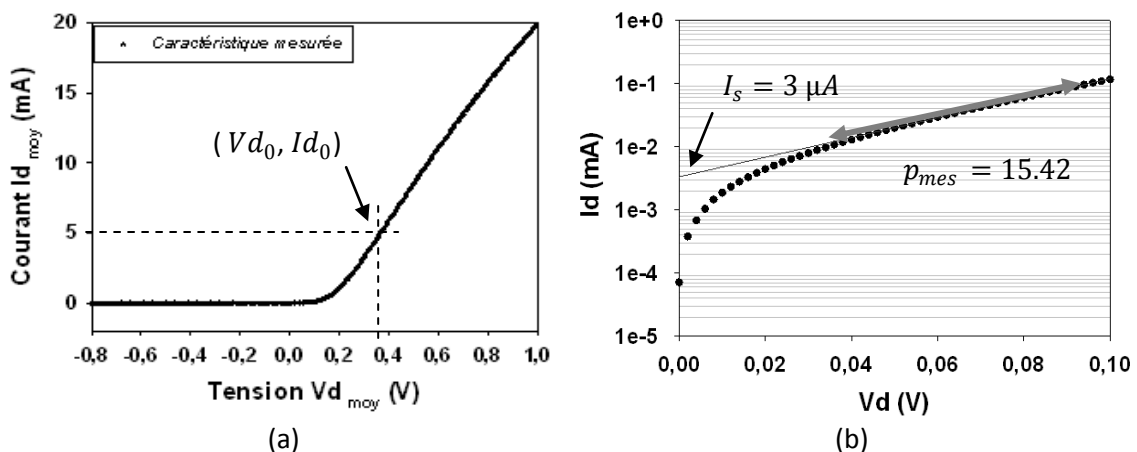


Figure 198 : Caractéristique statique de la diode (a) représentée sur un repère orthonormé et (b) sur en échelle semi logarithmique

Aussi, le croisement entre la tangente de la partie linéaire de la courbe et l'axe des ordonnées donne la valeur du courant de saturation :

$$I_s = Id_{(Vd=0V)} = 3.4 \mu A \quad (Eq 56)$$

Puis en mesurant la pente p_{mes} de cette tangente, on en déduit la valeur du facteur n par l'équation :

$$n = \frac{q}{p_{mes} \ln(10)kT} = 1.083 \quad (Eq 57)$$

- L'extraction de la valeur de la résistance série R_s de la diode nécessite la connaissance de la valeur du facteur d'idéalité n . On extrait R_s en dérivant l'expression du courant Id par rapport à la tension Vd à ses bornes en un point de polarisation (Vd_0, Id_0) (Figure 198(a)). Ce point de polarisation doit correspondre à une polarisation directe mais avant que les effets de fortes polarisations n'apparaissent. On peut alors négliger la valeur '1' dans l'expression de Id et écrire :

$$\frac{dId}{dVd}(Vd_0, Id_0) = I_s \left(e^{\frac{q(Vj - R_s Id_0)}{nkT}} \right) \left(\frac{1 - R_s \frac{dId}{dVd}(Vd_0, Id_0)}{\frac{nkT}{q}} \right) \quad (Eq 58)$$

La relation $\frac{dId}{dVd}(Vd_0, Id_0)$ correspond à l'inverse de la résistance dynamique R_d^{-1} de la diode au point de polarisation (Vd_0, Id_0) . La relation se simplifie alors de la façon suivante :

$$R_d^{-1} = Id_0 \left(\frac{1 - R_s(R_d^{-1})}{\frac{nkT}{q}} \right) \quad (Eq 59)$$

D'où

$$R_s = R_d - \left(\frac{nkT}{q Id_0} \right) = 37.09 \Omega \quad (Eq 60)$$

En résumé, les valeurs des paramètres extraits sont : $I_s = 3.4 \mu A$, $n = 1.08$, $R_s = 37.09 \Omega$. Ces derniers sont en bon accord avec ceux donnés par le constructeur pour la diode HSMS 2850.

ANNEXE B

CARTE MICROCONTROLEUR PIC ET REGISTRES DE L'ADF4154

La carte microcontrôleur comprend le PIC (Programmable Intelligent Computer) permettant de programmer le circuit ADF4154 et de fournir les alimentations de ce dernier. La programmation est faite par l'intermédiaire d'une liaison série. Une photographie de la carte microcontrôleur est présentée sur la Figure 199 :

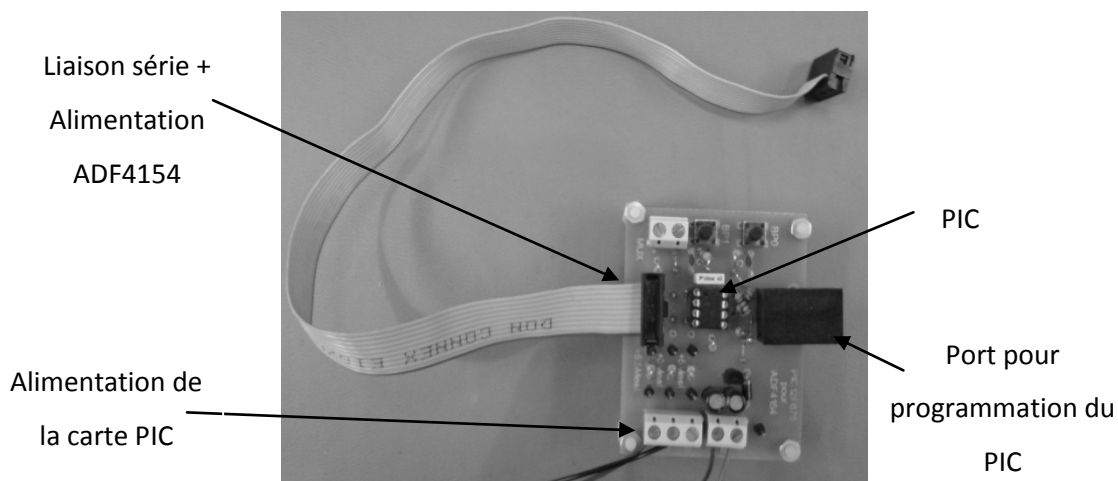


Figure 199 : Photographie de la carte microcontrôleur

Le programme écrit en langage assembleur est stocké dans le PIC. Il contient les données à inscrire dans les quatre registres de l'ADF4154. Les quatre registres, présentés dans le document technique de l'ADF4154, permettent différents réglages du composant tels que :

- Le réglage des coefficients de division R et N.
- L'activation d'un mode « Fast-lock timer » qui permet un verrouillage de la boucle plus rapide. Pour cela, la sortie Muxout du composant est reliée à la résistance R1 du filtre de boucle.
- La valeur du courant fourni par la pompe de charge.
- Des réglages permettant soit d'améliorer le bruit de phase soit de filtrer certaines raies indésirables.

CALCUL DES COEFFICIENTS DE DIVISION R ET N

Le calcul des coefficients de division permet de déterminer les grandeurs décimales des coefficients de division à inscrire ensuite dans les registres. Un nombre entier doit être déterminé pour R et deux grandeurs nommés INT et FRAC pour N. Voici comment déterminer ces valeurs.

1) R se calcule par la relation suivante :

$$R = \frac{f_{REF}}{f_{CPF}} = \frac{26MHz}{13MHz} = 2 \quad (Eq 61)$$

Avec f_{REF} la fréquence de référence et f_{PFD} la fréquence de comparaison du comparateur de phase/fréquence.

2) N se calcule par la relation suivante en déterminant une grandeur INT correspondant à la partie entière de la valeur de N et FRAC la partie rationnelle de N.

$$RFout = \left[\overbrace{INT}^N + \left(\frac{FRAC}{MOD} \right) \right] [f_{CPF}] \quad (Eq 62)$$

Avec $RFout$ la fréquence de sortie de la PLL et MOD le modulo égal à :

$$MOD = \frac{f_{CPF}}{f_{RES}} = 65 \quad (Eq 63)$$

Où f_{RES} est la fréquence de résolution du canal dans notre cas fixée arbitrairement à 200kHz.

On calcule la valeur de INT par la relation suivant :

$$INT = E \left(\frac{RFout}{f_{CPF}} \right) = 153 \quad (Eq 64)$$

Où $E(x)$ désigne la fonction partie entière de x.

FRAC se calcule par la relation :

$$FRAC = \left(\frac{RFout}{f_{CPF}} - INT \right) MOD = 55 \quad (Eq 65)$$

Les valeurs de R, INT et FRAC sont ensuite renseignées dans le registre approprié.

ANNEXE C

LOGICIEL ADLSIMPLL VER 3.0 ET VALEUR DES COMPOSANTS DU FILTRE DE BOUCLE

Le logiciel ADLsimPLL Ver 3.0 est un utilitaire disponible gratuitement sur le site d'Analog Device. Ce logiciel permet de simuler des boucles PLLs simples construites autour des circuits « synthétiseur de fréquence » ADFXXXX. Il permet ainsi de déterminer les coefficients de division et les éléments du filtre de boucle adéquat pour le paramétrage de la PLL souhaitée.

Pour simuler la PLL, il faut dans un premier temps renseigner le composant utilisé, dans notre cas l'ADF4154, puis les propriétés principales du TCXO, du VCO et du type de filtre de boucle. (ordre 1, 2 et 3, passif ou actif).

- Pour le TCXO, le paramètre principal est sa fréquence d'oscillation. Dans notre cas cette fréquence est fixée à 26 MHz.
- Sachant qu'il n'est pas possible par ce logiciel d'intégrer le montage à base d'AOPs, il sera modélisé avec le VCO. Pour cela, les paramètres suivants du VCO de notre système : $K = 85 \text{ MHz/V}$ et $V_0(f_0) = 10 \text{ V}$ deviennent : $K = 130 \text{ MHz/V}$ et $V_0(f_0) = 671 \text{ mV}$. La fréquence f_0 est quant à elle la même c'est-à-dire 2 GHz.
- Pour l'ADF4154, plusieurs paramètres sont à renseigner concernant les alimentations, le courant fourni par la pompe de charge et la fréquence de comparaison du comparateur de phase/fréquence.
- Enfin pour le filtre de boucle, seule la bande passante du filtre passif RC du troisième ordre utilisé est à renseigner. Dans notre cas la bande passante vaut 500 kHz.

Le schéma de simulation ainsi que l'évolution de la fréquence du signal en sortie du VCO simulée en fonction du temps sont présentés sur Figure 200 :

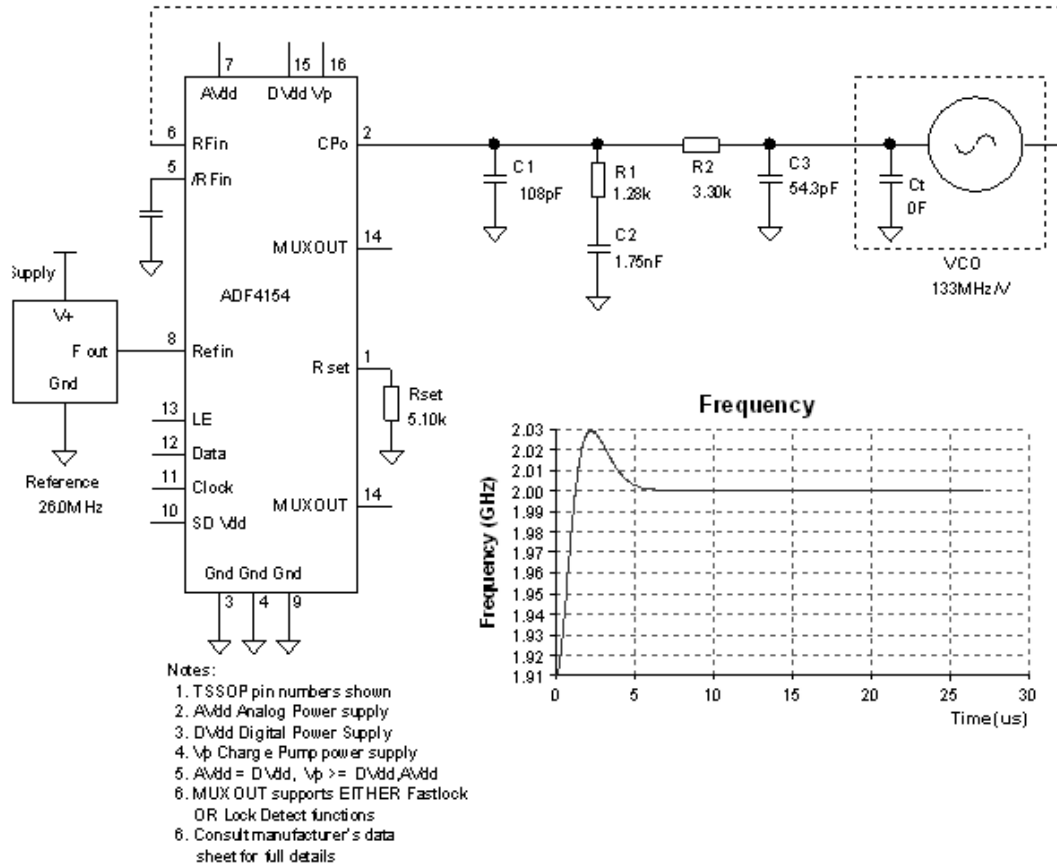


Figure 200 : Schéma de simulation de la PLL sous le logiciel ADLsimPLL Vers 3.0

La fréquence en sortie du VCO converge bien vers 2 GHz au bout de 5 μ s. Les composants du filtre de boucle RC du troisième ordre passif déterminés par le logiciel ont les valeurs suivantes : $C1 = 108$ pF, $R1 = 1.28$ k Ω , $C2 = 1.75$ nF, $R2$ k Ω et $C3 = 54.3$ pF. Les valeurs des composants prises pour le montage expérimental sont les valeurs approchées appartenant à la série E12.

ANNEXE D

CIRCUIT « DIV+CPF+PC+FPB »: PARAMETRE S11

Pour voir l'effet de la résistance R de 50Ω placée entre l'entrée V_{HF} du circuit ADF4154 et la masse sur l'adaptation du circuit, nous avons mesuré à l'analyseur de réseau, le coefficient de réflexion de l'entrée V_{HF} du composant polarisé. Le coefficient est mesuré pour les cas suivants :

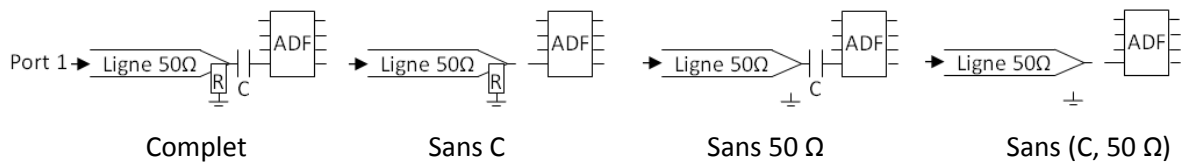


Figure 201 : Les différents cas de mesure du coefficient de réflexion de l'ADF4154

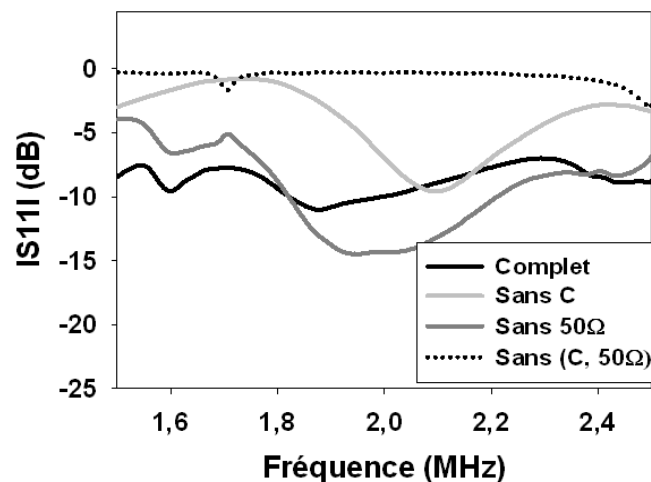


Figure 202 : Mesure du coefficient de réflexion à l'entrée VHF de l'ADF4154 polarisé

Comparons le coefficient de réflexion avec et sans résistance R de 50Ω , c'est-à-dire complet et sans 50Ω . On remarque que sans résistance, une forte ondulation du coefficient de réflexion S_{11} est mesurée. Lorsque la résistance est présente, le coefficient S_{11} ondule beaucoup moins. La résistance permet alors d'améliorer l'adaptation du système. Cependant, l'adaptation n'est pas parfaite et peut être source de phénomène stationnaire sur le signal d'entrée V_{HF} de l'ADF4154.

CIRCUIT « DIV+CPF+PC+FPB »: PARAMETRE S21

Pour déterminer la cause du déverrouillage de la PLL lors de l'injection d'un signal d'agression sur le circuit TCXO, on mesure le coefficient de transmission entre l'entrée V_{REF} et l'entrée V_{HF} du circuit « Div+CPF+PC+FPB ». Cette mesure montre une transmission de la puissance du signal haute fréquence

de l'ordre de -10 dB. Il est intéressant de savoir quels éléments (résistance R, capacité C, plan de masse) sont à l'origine de cette transmission. Pour cela, le coefficient de transmission est mesuré dans les quatre même cas de montage que précédemment (Figure 203).

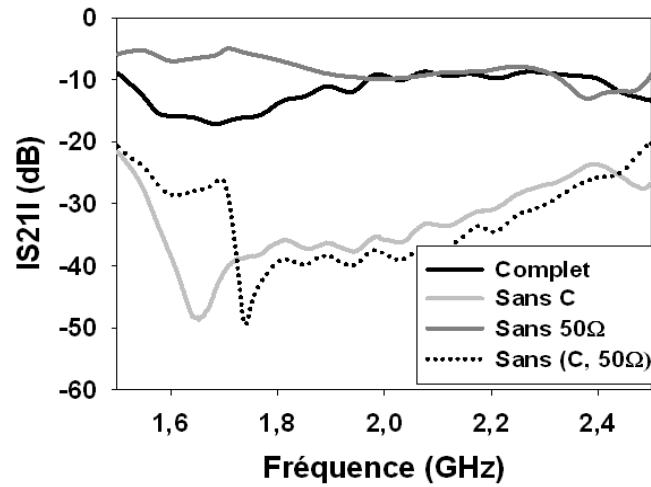


Figure 203 : Mesure du coefficient de transmission entre l'entrée V_{REF} et V_{HF} de l'ADF4154 polarisé

Les résultats montrent que la résistance ne joue quasiment aucun rôle sur la transmission du signal. La capacité joue quant à elle un rôle important. Ceci signifie que le signal haute fréquence ne se propage pas par le plan de masse mais au travers du composant ADF4154. En effet, sachant que les broches d'entrée V_{HF} et V_{REF} du composant sont proches l'une de l'autre, il est possible qu'un couplage se crée entre ces deux dernières. La photographie du routage du circuit autour de l'ADF4154 est présentée sur la Figure 204.

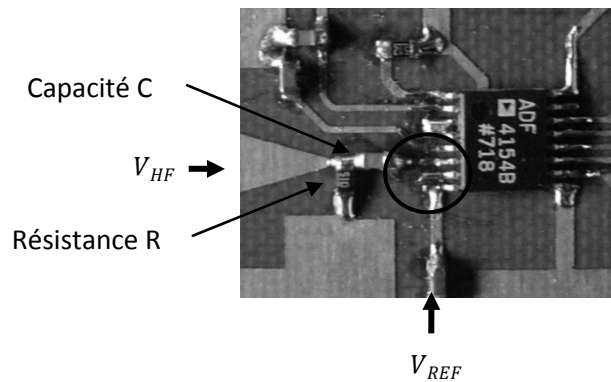


Figure 204 : Photographie du routage de l'ADF4154

ANNEXE E

MONTAGE A BASE D'AOPS : COEFFICIENT DE TRANSMISSION ET CARTOGRAPHIES

Nous nous intéressons dans cette partie à la propagation du signal d'agression sur le montage à base d'amplificateurs opérationnels (AOps). L'agression est injectée en mode conduit sur l'entrée V_e . Pour cela, un analyseur de spectre est placé via le té de polarisation en sortie du montage à base d'AOps. Le montage d'étude qui en résulte est présenté sur la Figure 205.

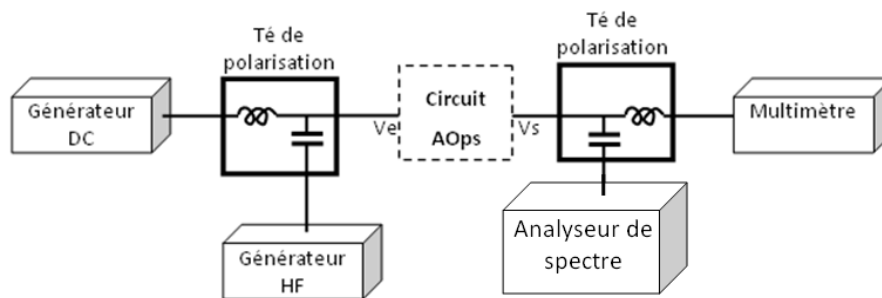


Figure 205 : Montage de l'étude

La puissance du signal d'agression fourni par le générateur HF est fixée à 10 dBm. On fait varier sa fréquence et on mesure simultanément la tension continue V_s de sortie (Figure 206(a)) et la puissance du signal d'agression transmise en sortie sur l'analyseur de spectre (Figure 206(b)).

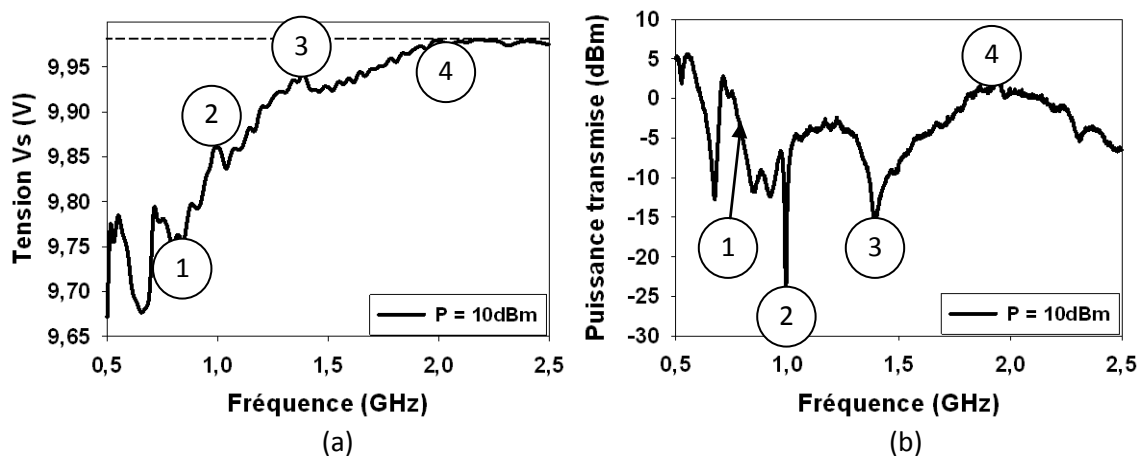


Figure 206 : (a) Tension V_s en fonction de la fréquence du signal d'agression, (b) Puissance du signal d'agression transmis à la sortie

On note que plus la fréquence du signal d'agression augmente moins la tension de sortie du montage à base d'AOps diminue. Aussi en 4, l'AOp ne détecte quasiment pas le signal d'agression HF. Lorsque l'on regarde la puissance du signal d'agression transmise en sortie, on note que pour les fréquences aux points 1 et 4 une atténuation de l'ordre de 10 dB est mesurée. Pour les fréquences aux points 2 et 3, la puissance transmise est très faible, l'atténuation est alors de l'ordre de 25 dB.

On réalise pour ces quatre fréquences du signal d'agression une cartographie en réception du montage à base d'AOps via la sonde Ez0 placée à 0.5 mm au-dessus des composants (Figure 207). Ceci devrait mettre en évidence le chemin de propagation du signal d'agression.

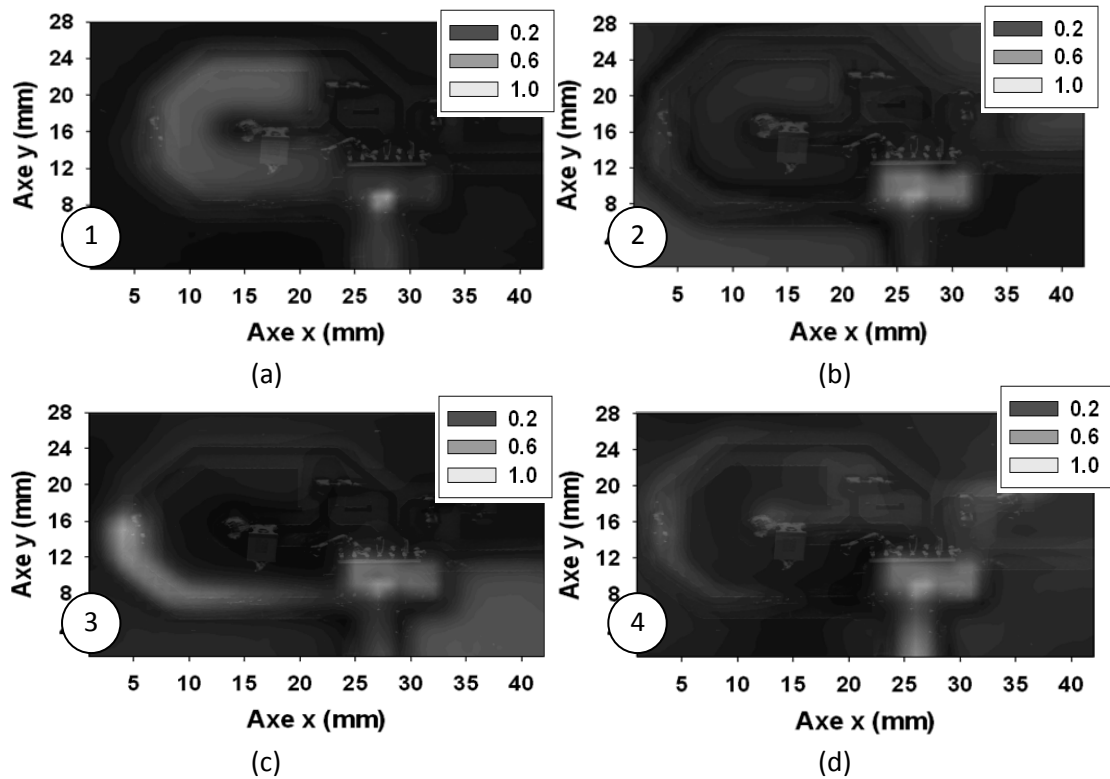


Figure 207 : Cartographies en réception de montage à base d'AOps lors de l'injection d'un signal d'agression en mode conduit sur l'entrée V_e : (a) $f = 760\text{ MHz}$, (b) $f = 990\text{ MHz}$, (c) $f = 1.38\text{ GHz}$ et (d) $f = 2\text{ GHz}$

La cartographie en (1) montre un rayonnement des pistes et du plan de masse. Sachant qu'à cette fréquence le signal d'agression induit une forte variation de la tension de sortie du circuit, on peut penser qu'une partie du signal d'agression est transmise au circuit et qu'une partie est réfléchi par ce dernier. Les cartographies (2) et (3) sont réalisées à des fréquences pour lesquelles quasiment aucune puissance n'est transmise à la sortie. On voit d'après ces cartographies que des parties du plan de masse émettent un rayonnement important. Le circuit imprimé a un comportement d'antenne et rayonne la plupart de la puissance injectée dans le circuit. La cartographie réalisée à la fréquence de 2 GHz (4) pour laquelle une atténuation de 10 dB est mesurée montre qu'un champ électrique est mesuré au-dessus des pistes du circuit imprimé et en sortie. On peut ainsi penser qu'une partie du signal d'agression se propage jusqu'à la sortie V_s du circuit par les pistes sans pour autant engendrer de phénomènes de détection.

L'ensemble de ces études expliquent pourquoi, lors de l'étude sur la PLL complète, en injectant le signal d'agression sur le montage à base d'AOps, on mesure l'apparition de phénomène d'intermodulation en sortie de la PLL signe de la perturbation du VCO. En effet, suivant la fréquence du signal d'agression, ce

dernier peut se propager jusqu'à la sortie du circuit en subissant une atténuation de l'ordre de 10 *dB*.
Suivant la puissance du signal d'agression injectée, la puissance transmise au VCO peut est suffisante pour induire une perturbation de ce dernier et même des circuits placés après.

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

[Ramdani et al., 2009], M. Ramdani, E. Sicard, A. Boyer, S. Ben Dhia, J. J. Whalen, T. H. Hubing, M. Coenen, O. Wada "The Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits-Past, Present, and Future", *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 51, No. 1, P. 78-100, 2009

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES ETUDES DE CEM

[1], www.teseq.fr/fr/fr/products_solutions/emc_radio_frequency/gtem_tem_cells/GTEM_Test_cells_e.pdf

[Alaeldine, 2008], A. Alaeldine, "Contribution à l'étude des méthodes de modélisation de l'immunité électromagnétique des circuits intégrés", Thèse de Doctorat de l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) et de l'École Supérieure d'Électronique de l'Ouest (ESEO), 2008

[Andrei, 2005], C. Andrei, "Impact du bruit substrat sur les oscillateurs contrôlés en tension à 4.5GHz, intégrés en technologie BiCMOS 0.35µm", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2005

[Barber et al., 1994], G. D. M. Barber, D. L. Herke, "Conducted Susceptibility Measurements on Integrated Circuits", *IEEE Colloquium on Electromagnetic Hazards to Active Electronic Components*, Londres, 1994

[Baudry et al., 2006], D. Baudry, A. Louis et B. Mazari, "Characterization of the open-ended coaxial probe used for near-field measurements in EMC applications", *Progress in Electromagnetics Research-Pier*, Vol. 60, P. 311-333, 2006

[Baffreau, 2003], S. Baffreau, "Susceptibilité des Microcontrôleurs aux agressions électromagnétiques", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2003

[Bazzoli, 2005], S. Bazzoli, "Caractérisation de la susceptibilité des Circuits Intégrés face aux Risques d'Inductions engendrées par des Micro-ondes de Forte Puissance", Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologie de Lille, 2005

[Ben Hadj Slama, 1992], J. Ben Hadj Slama, "Modélisation de rayonnement électromagnétique des circuits d'électronique de puissance. Application à un hacheur", Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, 1992

[Bouaziz et al., 2004], R. Bouaziz, S. Baffreau, E. Sicard, G. Motet, "Réduction par logiciel de la susceptibilité électromagnétique des architectures numériques construites autour des microcontrôleurs pour applications embarqués", conférence nationale CEM 04, Toulouse, 2004

[Boyer, 2007], A. Boyer, "Méthode de Prédiction de la Compatibilité Electromagnétique des Systèmes en Boîtier", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2007

[Boyer et al., 2007], A. Boyer, S. Bendhia, E. Sicard, "Characterisation of electromagnetic susceptibility of integrated circuits using near-field scan", Electronics Letters, Vol. 43, No. 1, P. 15-16, 2007

[Casper et al., 1988], J.E. Casper, D.R. Rutt, D.E. Tremain, "Performance of standard aperture shielding techniques at microwave frequencies", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, P. 218 – 222, 1988

[Castagnet, 2007], D. Castagnet, "Etude de sondes magnétiques en champ proche-Application à l'étude de la susceptibilité de circuits intégrés", Thèse de Doctorat de l'Université de Bordeaux I, 2007

[Charoy, 2007], A. Charoy, "CEM Parasites et perturbations des électroniques - Tome 4, alimentation, foudre, remèdes ; Règles et conseils d'installation", ISBN10 : 978-2-10-050156-4, Ed. Dunod, 2007

[Debouzy et al., 2007], C. Debouzy, D. Crouzier, "Effets Biologiques des Rayonnements Millimétriques (94 GHz). Quelles Conséquences à Long Terme?", Pathologie Biologie, Vol. 55, No. 5 P. 246-255, 2007

[Deniau et al., 2004], V. Deniau, M. Heddebaut, J. Riout, "La cellule TEM tridimensionnelle : un nouveau moyen d'essai pour les tests CEM en basse fréquence", Journée scientifique du CNFRS/URSI, 2004

- [Dubois et al., 2008]**, T. Dubois, S. Jarrix, "Near-Field Electromagnetic Characterization and Perturbation of Logic Circuits", *IEEE Transaction on Instrumentations and Measurement*, Vol. 57, No. 11, 2008
- [Fiori et al., 1997]**, F. Fiori et al., "Investigation on VLSIs' Input Port Susceptibility to Conducted RF Interference," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Austin, TX: Institute of Electrical and Electronics Engineers, P. 326–329, 1997
- [Fiori et al., 2000]**, F. Fiori and V. Pozzolo, "Modified Gummel Poon Model for Susceptibility Prediction," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 42, No. 2, P. 206–213, 2000
- [Fiori et al., 2002]**, F. Fiori, P. S. Crovetti, "Linear Voltage Regulator Susceptibility", *IEEE Symposium on Industrial Electronics*, Vol. 4, P. 13988 – 1403, 2002
- [Graffi et al., 1991]**, S. Graffi, G. Masetti, and D. Golzio, "New Macromodels and Measurements for the Analysis of EMI Effects in 741 Op-Amp Circuit", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 33, No. 1, P. 25–34, 1991
- [Helali, 2006]**, H. Helali, "Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseur de puissance. Utilisation des techniques d'optimisation multi-objectif et prise en compte de contraintes CEM", *Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale des Sciences Appliquées de Lyon*, 2006
- [Joly et al., 2004]**, J.C. Joly, E. Delahaye, J. Geiswiller, B. Pecqueux, J.N. Tixier, Y. Daudy, "Approche Numérique des Défauts de Faradisation dans la bande 500 MHz – 10 GHz : comparaison avec l'expérience", 2002
- [Kopp, 1996]**, C. Kopp, "An introduction to the technical and operational aspects of the electromagnetic bomb", ISBN 10 : 0-642-26415-5, 1996
- [Kopp et al., 1996]**, C. Kopp et R. Pose, "The Impact of Electromagnetic radiation Considerations on Computer System Architecture", *Dept of Computer Science, Monash University, Clayton, Victoria*, No. 3168, AUSTRALIA, 1996
- [Lamoureux, 2006]**, E. Lamoureux, "Etude de la Susceptibilité des Circuits Intégrés Numériques aux Agressions Hyper-fréquences", *Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse*, 2006
- [Lardellier, 1996]**, M. Lardellier, "Contribution à l'étude des perturbations électromagnétiques générées par des convertisseurs à liaisons directes", *Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon*, 1996

- [Larson et al., 1979]**, C. E. Larson, J. M. Roe, "A Modified Ebers-Moll Transistor Model for RF-Interference Analysis", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-21, No. 4, 1979
- [Laurin et al., 1991]**, J. J. Laurin, S. G. Zaky, K. G. Balmain, "EMI-Induced Failures in Crystal-Oscillators", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 33, No. 4, P. 334-342, 1991
- [Laurin et al., 1995]**, J. J. Laurin, "Prediction of Delay Induced by In Band RFI in CMOS Inverters", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 37, No. 2, P. 167-174, 1995
- [Lièbe et al., 2008]**, C. Lièbe, A. Gaugue, J. Khamlichi, M. Ménard, "Radar UWB : Human Detection through a Wall", *European Electromagnetics*, Lausanne, Switzerland, P. 21-25, 2008
- [Lorrain et al., 2002]**, P. Lorrain, D.R. Corson, F. Lorrain, "Les phénomènes électromagnétiques", ISBN10 : 2-10-005783-9, Ed. Dunod, 2002
- [Maréchal et al., 1995]**, C. Maréchal, M. Klingler, M. Heddebaut et B. Demoulin, "Etude de l'impact d'une perturbation électromagnétique sur le fonctionnement de composants logiques électroniques", *J. Phys.*, Vol. 2, No. 6, P. 743-756, Grenoble, 1995
- [Marty, 2001]**, F. Marty, "Caractérisation Expérimentale et Probabiliste et Couplage d'une Onde Electromagnétique Hyperfréquence à des circuits", *Thèse de Doctorat de l'Université Paris VI*, Septembre, 2001
- [Masetti et al., 1996]**, G. Masetti, S. Graffi, D. Golzio and ZS. M. Kovacs-V, "Failures Induced on Analog Integrated Circuits by Conveyed Electromagnetic Interferences: A Review", *Microelectron. Reliab.*, Vol. 36, P. 955-972, 1996
- [Maurice, 1995]**, O. Maurice, "Méthode de Caractérisation de la Susceptibilité des Composants Electroniques Logiques aux Impulsions Sinusoïdales entre 0.1 et 4GHz", *Mémoire d'ingénieur CNAM*, Paris, 1995
- [Rapport Technique, 2006]**, Draft technical report, "IEC62132-3 : Integrated circuits - measurement of electromagnetic immunity, 150Khz to 1Ghz - bulk current injection (BCI) method", IEC, 2006
- [Rifi, 1996]**, M. RIFI, "Modélisation du Couplage Electromagnétique Produit par des Champs Transitoires sur des Structures Filaires et des Pistes de Circuits Imprimés Connectées à des composants Non-Linéaires", *Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologie de Lille*, 1996

[**Shepherd, 2009**], J. Shepherd, A. Nakamura, F. Lafon, E. Sicard, M. Ramdani, D. Pommerenke, G. Muchaidze, S. Serpaud, "Developing a Universal Exchange Format for Near-Field Scan Data", Symposium IEEE EMC, Austin, USA, 2009

[**Taylor, 2001**], J. D. Taylor, "Ultra-Wideband Radar Technology", CRC Press, 2001

[**Tront et al., 1985**], J. Tront, "Predicting URF Upset of MOSFET Digital ICs", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-27, N. 2, P. 64–69, 1985

[**Vauchamp, 2008**], S. Vauchamp, "Contribution à la caractérisation de sources fortes puissances : Mesure instantanée de champ électromagnétique par signature d'un objet neutre (méthode Michelson) ", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2008

CHAPITRE II : BANC DE CARACTERISATION EM CHAMP PROCHE ET OUTILS LOGICIELS

[2], <http://www.cst.com/>

[3], <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?cc=US&lc=eng&ckey=1297113&nid=-34346.0.00&id=1297113>

[**A.Maas, 2003**], S. A.Maas, "Non linear micro-wave and RF circuits", ISBN10 : 1-58053-484-8 second edition, Ed. Artech. House, 2003

[**Hattori et al., 1998**], Y. Hattori, T. Kato, H. Hayashi, H. Tadano et H. Nagase, "Harmonic Balance simulation of RF Injection Effects in Analog Circuits", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 2, 1998

[**Nativel, 2002**], E. L. Nativel, Imagerie électromagnétique hyperfréquence en champ proche : du concept de sondes locales aux applications industrielles, Thèse de Doctorat de l'Université Montpellier 2, 2002

[**Yee, 1966**], K.S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques", Vol. 14, P. 302-307, 1966

CHAPITRE III : ETUDE DES SONDES DE CHAMP PROCHE

[**Baudry et al., 2006**], D. Baudry, A. Louis and B. Mazari, "Characterization of the open-ended coaxial probe used for near-field measurements in EMC applications", Progress in Electromagnetics Research-Pier, Vol. 60, P. 311-333, 2006

- [Boyer, 2007]**, A. Boyer, "Méthode de Prédiction de la Compatibilité Electromagnétique des Systèmes en Boîtier", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2007
- [Carbonero et al., 2007]**, J.L. Carbonero, M. Marchetti, M. Castagne, "Coaxial Probe Methode for production thereof, and device for measuring in the near field electromagnetic field in system at submicrometric distance", Pub N° US 2007/0052433A1, 2007
- [Carminati et al., 1997]**, R. Carminati, M. Nieto-Vesperinas, J-J. Greffet, "Reciprocity of evanescent electromagnetic waves", J. Opt. Soc. Am. A, Vol. 15, No. 3, 1998
- [Castagnet, 2007]**, D. Castagnet, "Etude de sondes magnétiques en champ proche-Application à l'étude de la susceptibilité de circuits intégrés", Thèse de Doctorat de l'Université de Bordeaux I, 2007
- [Carobbi et al., 2000]**, Carobbi, C. F. M., Millanta, L. M. and Chiosi, L., "The high-frequency behavior of the shield in the magnetic-field probes", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Vol. 1 and 2, Symposium Record, P. 35-40, 2000
- [Chen et al., 2007]**, Chun-Ping Chen¹, Kohei Sugawara¹ et al., "Compact Magnetic Loop Probe for Microwave EM Field-Mapping and Its Applications in Dielectric Constant Measurement", Proceedings of the 37th European Microwave Conference, P. 202-205, 2007
- [Combes, 1996]**, P.F. Combes, Micro-ondes-Lignes, guides et cavités, ISBN 10 : 2100507443, Ed. Dunod, 1996
- [Courjon, 2001]**, D. Courjon et C. Bainier, "Le champ proche optique-Théorie et applications", ISBN10 : 2-287-59720-4, Ed. Springer, 2001
- [Demarti, 2006]**, S. Demarti, "Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2006
- [Dutta et al., 1999]**, S. K. Dutta, C. P. Vlahacos, D. E. Steinhauer, A. S. Thanawalla, B. J. Feenstra, F. C. Wellstood, S. M. Anlage et H. S. Newman, "Imaging microwave electric fields using a near-field scanning microwave microscope", Applied Physics Letters, Vol. 74, No. 1, P. 156-158, 1999
- [Gao et al., 1996]**, Y. Gao, J. Wolff, "A new Miniature Magnetic Field Probe for Measuring Three-Dimensional Fields in Planar High-Frequency Circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, P. 911-918, 1996

[**Gao et al., 1998**], Y. Gao, I. Wolff, "Miniature Electric Near-Field Probes for Measuring 3-D Fields in Planar Microwave Circuits", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 7, 1998

[**Hammersad, 1975**], E. D. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design", *European Microwave Conference, Proceedings*, P. 268-272, 1975

[**Kazama et al., 2006**], S. Kazama, M. Sakurada, H. Tutagaya, "Poynting vector from measured distributions of adjacent vector electric and magnetic field", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Vols 1-3, Proceedings*, P. 240-243, 2006

[**Marchetti, 2005**], M. Marchetti, "Etude et réalisation de micro-antennes pour l'acquisition du champ électromagnétique rayonné par des circuits intégrés radiofréquences à des fréquences sub-micrométriques : mise en œuvre sur une station de caractérisation sous pointe pour l'acquisition du champ sur plaquettes de silicium", *Thèse de Doctorat de l'Université Montpellier 2*, 2005

[**Nativel, 2002**], E. L. Nativel, *Imagerie électromagnétique hyperfréquence en champ proche : du concept de sondes locales aux applications industrielles*, *Thèse de Doctorat de l'Université Montpellier 2*, 2002

[**Shi et al., 2005**], Jin Shi, M. A. Cracraft, K. P. Slattery, M. Yamaguchi, R. E. DuBroff, "Calibration and Compensation of Near-Field Scan Measurements", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 47, No. 3, 2005

[**Tamaki et al., 2005**], N. Tamaki, N. Masuda, T. Kuriyama, J. C. Bu, , M. Yamaguchi, Ken'ichi Arai, "A miniature thin-film shielded-loop probe with a flip-chip bonding for magnetic near field measurements", *Electronics and Communications in Japan Part II-Electronics, Part 2*, Vol. 88, No. 4, P. 37-45, 2005

[**Van Labeke (TI), 1998**], D. Van Labeke, "Microscopie optique en champ proche", *Techniques de l'Ingénieur, traité Analyse et Caractérisation*, P. 862, 1998

[**Weng et al., 2007**], H. Weng, Jin Shi, D. Beetner, R. E. Dubroff, "Compensation and calibration of near field scan measurements for EMC analysis, Diagnosis and prediction", *Conférence internationale ICONIC*, 2007

CHAPITRE IV : ETUDE EM D'UNE DIODE SCHOTTKY

[**A.Maas, 2003**], S. A.Maas, "Non linear micro-wave and RF circuits", ISBN10 : 1-58053-484-8 second edition, Ed. Artech. House, 2003

[Agilent Technologie AN 1124], Agilent Technologies, "Linear Models for Diode Surface Mount Packages", Note d'Application 1124, 1999

[Agilent Technologies HSMS 28XX], Agilent Technologies, "Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes", Datasheet

[Alaeldine et al., 2007], A. Alaeldine, J. Cordi, R. Perdriau, "Predicting the Immunity of Integrated Circuits through Measurement Methods and Simulation Models", EMC, Zurich, 2007

[Badoual et al., 1993], R. Badoual, Ch. Martin et S. Jacques, "Les micro-ondes", ISBN 10 : 2-225-84023-7, 2ème édition, Ed. Masson, Paris, 1993

[Bazzoli, 2005], S. Bazzoli, "Caractérisation de la susceptibilité des Circuits Intégrés face aux Risques d'Inductions engendrées par des Micro-ondes de Forte Puissance", Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologie de LILLE, 2005

[Kanda, 1993], M. Kanda, "Standard Probes for Electromagnetic Field Measurements », IEEE Transactions on Antennas and Propagation", Vol. 41, No. 10, P. 1349-1364, 1993

[Larson et al., 1979], C. E. Larson, J. M. Roe, "A Modified Ebers-Moll Transistor Model For RF-Interference Analysis", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-21, No. 4, Novembre, 1979

[Mathieu, 2001], H. Mathieu, "Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques", ISBN10 : 2-10-005654-9, 5ème édition, Ed. Dunod, Paris, 2001

[Posar, 1998], D.M. Pozar, Microwave Engineering, Second Edition, ISBN 10 : 0-471-17096-8, 1998

CHAPITRE V : ETUDE DE LA SUSCEPTIBILITE EM D'UNE PLL

[Analog Device ADF], Analog Device, "Lock Detect on the ADF4xxx Family of PLL Synthesizers", Note d'application, 2006

[Djemouai et al., 2001], A. Djemouai, M. Sawan, "Fast-Locking Low-Jitter Integrated CMOS Phase-Locked Loop", The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 1, P. 264-267, 2001

[Fiori, 2002], F. fiori, member, IEEE, "A new nonlinear model of EMI induced distortion phenomena in feedback CMO operational amplifiers", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 44, No. 4, Novembre, 2002

[Kurokawa, 1973], K. Kurokawa, "Injection Locking of Microwave Solid-State Oscillators", *Proceeding of the IEEE*, Vol. 61, No. 10, 1973

[Lee, 1998], T. H. Lee, "The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits", Cambridge University Press, P. 455-463, 1998

[Mini-circuits-Syn], Mini-circuits, "Synthesizer design", Note d'application

[Mini-circuits-PLL], Mini-circuits, "Phase Locked Loop Fundamentals", Note d'application

[Mini-circuits-VCO], Mini-circuits, "VCO Test Methods", Note d'application

[Posar, 1998], D.M. Pozar, "Microwave Engineering", Second Edition, ISBN10 : 0-471-17096-8, 1998

[Raoult, 2003], J. Raoult, "Etude et Modélisation de Transistors Bipolaires à Hétérojonction SiGe- Application à la conception d'Oscillateurs Radiofréquences Intégrés", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2003

[Wang, 2009], Bo.Wang, "technique de modélisation et de simulation pour la modélisation précise de PLLs à facteur de division entier", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoge, 2009

[Yuan et al., 2000], M. Yuan, C. Wang, "PLL Circuits", *The VLSI Handbook*, Ed. Wai-Kai Chen, Boca Raton: CRC Press LLC, 2000

[Sié, 2004], M. Sié, "Synthétiseur de fréquence monolytiques micro-onde à 10 et 20GHz en technologie BiCMOS SiGe 0.25 et 0.35 μ m", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, 2004

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

Publications dans des revues

[Jarrix et al., 2009], S. Jarrix, T. Dubois, R. Adam, P. Nouvel, B. Azaïs et D. Gasquet, "Probe Characterisation for Electromagnetic Near-Field Studies", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 58, No. 10, 2009

[Dubois et al., 2008], T. Dubois, S. Jarrix A. Penarier, P. Nouvel, D. Gasquet, L. Chusseau et B. Azaïs, "Near-Field Electromagnetic Characterisation and Perturbation of Logic Circuits", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 57, No. 11, Novembre, 2008

Conférences Internationales et Européens

[Dubois et al., 2009], T. Dubois, S. Jarrix, J. Raoult, A. Pénarier, P. Nouvel, B. Azaïs et Daniel Gasquet, "Electromagnetic Susceptibility Studies of Op. Amp. And a VCO for a PLL Application", Workshop International, EMC Compo, Toulouse, France, Novembre, 2009

[Dubois et al., 2007], T. Dubois, S. Jarrix A. Penarier, P. Nouvel, D. Gasquet, L. Chusseau et B. Azaïs, "Near-Field Electromagnetic Characterisation and Perturbation of Logic Circuits", Conférence International, ICONIC 07, Saint Louis, USA, 2007

[Jarrix et al., 2007], S. Jarrix, A. Penarier, P. Nouvel, T. Dubois, D. Gasquet et B. Azaïs, "Magnetic cartography and susceptibility of logic circuits", EMC Europe Workshop, Paris, 2007

Conférences Nationales

[Dubois et al., 2009], T. Dubois, S. Jarrix, A. Blain, A. Pénarier, P. Nouvel, D. Gasquet, B. Azaïs, "Etude de compatibilité et susceptibilité électromagnétique champ proche d'un système à base d'amplificateurs opérationnels, Conférence Nationale, JNM09, Grenoble, 2009

[Dubois et al., 2007], T. Dubois, S. Jarrix, A. Pénarier, P. Nouvel, D. Gasquet et B. Azaïs, "Calibration et application d'un banc de caractérisation électromagnétique en champ proche", Conférence Nationale, JNM07, Toulouse, 2007

[Pénarier et al., 2007], A. Pénarier, R. Adam, J-P. Guillet, A. Pénarier, P. Nouvel, T. Dubois et L. Chusseau, "Etude de sonde pour la microscopie en champ proche Terahertz", Conférence National, JNM07, Toulouse, 2007

[Dubois et al., 2007], S. Jarrix, T. Dubois, P. Nouvel, A. Pénarier, L. Chusseau et D. Gasquet, "Sondes simples pour études sans contact en champ proche de compatibilité et de susceptibilité électromagnétique de composants", GDR onde et THz, Bordeaux, 2007

[Dubois(P) et al., 2006], T. Dubois, S. Jarrix, P. Nouvel, A. Pénarier, J-M. Gosalbes, M. Bellet-Pérotin, et D. Gasquet, "Etude du champ proche en vue de mesure de susceptibilité sur des circuits logiques", GDR onde, Paris 2006

[Dubois(M) et al., 2006], T. Dubois, S. Jarrix, A. Pénarier, P. Nouvel, J-M. Gosalbes, L. Chusseau et D. Gasquet, "Effet en champ proche d'une perturbation électrique rayonnée sur une diode Schottky en vue de la détermination de la puissance couplée", GDR onde, Montpellier, 2006

Résumé

De nos jours, les systèmes de communication sans fil et d'imagerie sont devenus indispensables. Ces applications, tant civiles que militaires, doivent avoir une sûreté de fonctionnement éprouvée, et ce dans tous les domaines dont celui de la compatibilité électromagnétique. Pourtant les circuits électroniques complexes au cœur de ces systèmes voient leur seuil de susceptibilité électromagnétique diminuer. Cette diminution est causée premièrement par une augmentation de la fréquence de fonctionnement des circuits et deuxièmement par la réduction de leurs tensions d'alimentation.

Dans ce contexte, ce travail de thèse a pour but de mettre en avant les effets d'agressions électromagnétiques sur un système électronique hyperfréquence complexe en suivant une méthode de test. Le principe consiste à étudier chaque circuit du système indépendamment les uns des autres. Ces différents circuits sont ensuite associés pour former une boucle à verrouillage de phase (PLL). La susceptibilité du système global est alors étudiée.

Pour ces études de susceptibilité, nous utilisons un banc de caractérisation électromagnétique en zone de champ proche. Les sondes à base de câbles coaxiaux sont caractérisées. Nous avons d'abord étudié l'effet d'un signal d'agression hyperfréquence sur le comportement d'une diode Schottky. Nous avons mis en évidence sur le système diode – ligne, des phénomènes de résonance sur les pistes du circuit imprimé. L'ensemble de cette étude nous sert d'approche préliminaire pour l'analyse de la susceptibilité de la boucle à verrouillage de phase. En suivant la méthodologie décrite précédemment nous avons pu montrer plusieurs effets d'agressions électromagnétiques sur des circuits électroniques actifs du type oscillateur, amplificateur et comparateur de phase. L'élaboration d'une hiérarchie de ces effets a permis de déterminer la contribution de chacun de ces circuits sur la susceptibilité électromagnétique du système PLL.

Abstract

Imaging and wireless communication systems have become essential in this day and age. Current civilian and military applications need to present great immunity against electromagnetic aggressions. However, the electromagnetic susceptibility threshold of complex electronic circuits at the center of these systems is continuously decreasing due to the increase of their operating frequencies and to the decrease of their bias currents.

In this context, the aim of this research work is to highlight the effects of electromagnetic aggressions on micro-wave systems. The method of the study consists on analyzing the electromagnetic susceptibility of each circuit which composes the system and then studying the susceptibility of the complete system by associating the circuits together.

Electromagnetic studies are carried out with an electromagnetic characterization bench using near field probes. Probes are made from coaxial cables and are characterized. The behavior of a Schottky diode disturbed by an electromagnetic aggression is then studied. We highlight resonance phenomena on the track of the printed board. This was a preliminary approach for studying the electromagnetic susceptibility of a phase lock loop system. Following the method previously presented, we show the different effects of electromagnetic aggressions on analog and digital electronic circuits, including an OpAmp circuit, an oscillator circuit and a phase comparator circuit. Carrying out an analysis and classification of these effects has allowed us to determine the contribution of each circuit on the susceptibility of the phase lock loop system.