



Méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement

Alexandre Douyère

► To cite this version:

Alexandre Douyère. Méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement. Physique [physics]. Université de la Réunion, 2008. Français. NNT : . tel-00458048

HAL Id: tel-00458048

<https://theses.hal.science/tel-00458048>

Submitted on 19 Feb 2010

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 de la Réunion

Faculté des Sciences et Technologies

Spécialité : **Electronique**

Docteur

**Méthodologie de synthèse et
d'optimisation de radiopile
bornée à un domaine de
fonctionnement**

Par Alexandre Douyère

Sous la direction de Jean Daniel Lan Sun Luk

Membre du jury

Rapporteur Jean-LouDUBARD, Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis.

Rapporteur Jean-MarcLAHEURTE, Professeur, Université de Marne La Vallée.

Président du jury Joseph SAILLARD, Professeur, Université de Nantes.

Directeur de thèse Jean-Daniel LAN SUN LUK, Professeur, Université de LaRéunion

Examineur Alain CELESTE, MaîtredeConférences, Université de La Réunion.

Date de soutenance 2008

*Je dédie ce travail à mes parents et à ma mamie qui ont été et qui sont
pour moi un soutien sans égal, à mes frères et mes belles sœurs :*

Fabien , Raoul, Nelly et Audrey

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire d'Electronique, d'Energétique et de Procédés de l'Université de la Réunion.

J'exprime mes profonds remerciements à mon directeur de thèse, le professeur Jean-Daniel LAN SUN LUK pour sa disponibilité, ses conseils et toute l'aide compétente qu'il m'a apportée tout au long de ces années de thèse. Il a su orienter mes recherches et me guider dans mes expérimentations à chaque étape scientifique de ma thèse.

Je tiens à témoigner ma sincère reconnaissance et mes remerciements à mon Cotuteur de thèse, Monsieur Alain CELESTE, Maître de conférences, à l'Université de la Réunion. Ses critiques m'ont été très précieuses pour structurer le travail et pour améliorer la qualité des différentes parties de ce mémoire. Sans oublier sa contribution à la correction de mes articles en anglais.

Je tiens à remercier également le professeur Jean-Pierre CHABRIAT, responsable du laboratoire LE²P, de m'avoir donné l'opportunité d'effectuer une conférence internationale IEEE aux Etats-Unis.

Je remercie Messieurs les membres du jury pour l'examen de ce travail et leur participation à la soutenance.

J'associe à ces remerciements ma reconnaissance aux membres de l'équipe LE²P pour la convivialité et leur soutien moral: M. Frédéric ALICALAPA, maître de conférence, M. Michel BENNE, maître de conférence, M. Laurent CHANE KUANG SANG, maître de conférence, Mme GRONDIN Brigitte, maître de conférence, M. Patrick JEANTY, Ingénieur de recherche, M. Richard LORION, maître de conférence, sans oublier Serge GERMANIO et Yannis HOARAU du personnel technique.

Un grand merci également à Cyril DECHARLES, Docteur en Electronique, pour son soutien durant mes deux premières années de thèse. J'ai beaucoup appris à ses côtés et son aide m'a été très précieuse notamment concernant la partie expérimentale de ma thèse.

Je tiens à témoigner tout particulièrement ma sympathie et ma reconnaissance à mes amis et collègues doctorants, à savoir M. Sébastien BEYOU, M. Teddy LIBELLE et M. Samuel RIVIERE pour m'avoir supporté dans notre bureau durant ces années de thèse, et ce avec un stoïcisme inégalable.

J'inclus ici uneliste d'amis qui, ces dernières années, ont beaucoup compté pour moi: Bruno CANDAPIN, Johann COURTEAUD, Bruno LINKENTHIEN, Matthieu et Florence VIGNE...

Résumé

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans la thématique du Transport d'Energie Sans Fil (TESF). Cette étude a pour objectif l'optimisation de la partie réception du système de TESF où s'opère le redressement de l'énergie micro-onde en énergie continue. Ce processus complexe de nature non-linéaire est délicat à appréhender aussi bien en théorie qu'en pratique. Ainsi, une optimisation ne sera concevable que si l'on maîtrise d'un point de vue conceptuel, expérimental et technologique, la mise en oeuvre d'une radiopile. Ceci a motivé la démarche de mise en place d'une méthodologie de synthèse de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement. La démarche choisie consiste, partant de données expérimentales, à établir une modélisation simple et précise des différents éléments constituant la radiopile afin d'optimiser efficacement le système complet à l'aide d'un environnement de simulation unique.

Abstract

The research developed in this report lies in the framework of the Wireless Power Transportation (WPT). The carried study aims at optimizing the collecting/rectifying part of the WPT System where recovery of the microwave energy into continue-us energy takes place. This is a complex non-linear process usually difficult to deal with, in theory and in practice, requiring - if rectenna optimization has to be obtained - a good understanding of the conceptuel, experimental and technological aspects involved in rectenna implementation. This fact has been the rationale for bringing us to implement a methodology for the synthesis of a rectenna when it is only allowed to function in a given limited operating condition space. The process exposed in this document consists in making out a simple and yet precise modelling of the various components of the rectenna, where parameters are extracted from some experimental data, so as to subsequently and efficiently optimize the complete System.

Remarques preliminaires

Cette thèse est entièrement en format PDF.

Des liens dynamiques et des signets vous facilitent la navigation : par exemple lorsque vous ouvrez le « corps de la thèse » une table des matières apparaît les éléments soulignés sont des hyperliens qui vous conduisent directement là où vous le souhaitez. Pour revenir à la table des matières il suffit d'ouvrir la fenêtre « signets » et cliquer sur ce dernier.

corps de la thèse

Annotations

TESF	Transport d’Energie Sans Fil
ISM	Industriel Scientifique et Médical
SPS	Solar Power Satellite
WPT	Wireless Power Transportation
JPL	Jet Propulsion Laboratory
HF	Hyperfréquences
RF/DC	Régime alternatif / continu
RF	Radio Frequency
CWC	Cyclotron Wave Converter
HB	Harmonic Balance
DUT	Device Under Test
FET	Field Effect Transistor
MESFET	Metal-Semiconductor Field Effect Transistor
VNA	Vectoriel Network Analyser
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
TRL	Thru Reflection Line
LRM	Line Reflection Match
SISO	Single Input Single Output
MIMO	Multiple Input Multiple Output
CEM	Compatibilité Electromagnétique
TEM	Transverse Electro-Magnétique
RFID	Radio Frequency Identification
MIC	Microwave Integrated Circuit
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
APLAC	Analysis Program for Linear Active Circuits
LABVIEW	Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
NASA	National Aeronautics and Space Administration
CNES	Centre National d’Etudes Spatiales
ISAS	Institute of Space and Astronautical Science

Nomenclature

A_p	Atténuation en champ lointain	(dB)
A_e	Surface effective en émission	(m ²)
A_r	Surface effective en réception	(m ²)
τ	Coefficient de transmission	
d	distance	(m)
P_r	Puissance reçue	(W)
G_e	Gain à l'émission	
P_t	Puissance transmise	(W)
η	Rendement	(%)
f_0	Fréquence fondamentale	(Hz)
B_V ou V_{br}	Tension inverse de claquage	(V)
C_{j0}	Capacité de jonction pour $V_{DC}=0$	(F)
C_j	Capacité de jonction	(F)
E_g	Energie du gap	(eV)
I_{BV}	Courant inverse de claquage max	(A)
I_S	Courant de saturation	(A)
N	Coefficient d'émission	
R_S	Résistance série (substrat)	(Ω)
$P_B(V_j)$	Tension de jonction	(V)
$P_T(XTI)$	Courant de saturation de température	(A)
M	Coefficient du gradient	
ϵ_r	Permittivité relative	
χ	Densité de puissance au centre de A_r	(W/m ²)
Q	Facteur de qualité	
B	Bande passante	(Hz)
S	Densité de puissance reçue	(W/m ²)
P_{in}	Puissance incidente	(W)
λ	Longueur d'onde	(m)
R_r	Résistance de rayonnement	(Ω)
R_c	Résistance de conduction	(Ω)

Table des matières

CHAPITRE I: PRESENTATION ET CONCEPTION D'UNE RADIOPILE APPLIQUEE AU TRANSPORT D'ENERGIE SANS FIL

I.1. INTRODUCTION	6
I.2. LE TRANSPORT D'ENERGIE SANS FIL	7
I.2.1. Les principes de transmission d'énergie	7
I.2.2. Historique	8
I.2.3. La structure globale d'un système TESF	9
I.2.3.1. Le bilan de liaison en gain	10
I.2.3.2. Le bilan de liaison en surface équivalente	11
I.2.4. Les limitations du principe	11
I.2.5. Choix de la bande de fréquence pour le TESF	12
I.3. CIRCUIT DE REDRESSEMENT RF/DC « LA RADIOPILE »	13
I.3.1. Définition	13
I.3.2. Schéma de principe de la radiopile	13
I.3.3. La diode Schottky	14
I.3.3.1. Introduction	14
I.3.3.2. Schéma électrique d'une diode Schottky	15
I.3.3.3. Les courbes courant-tension I/V	16
I.3.3.4. L'impédance de la diode RF	17
I.3.4. Efficacité de la diode en fonction de la puissance incidente	18
I.3.5. Répartition des pertes dans la diode	19
I.3.6. Conclusion	20
I.4. DIFFERENTES TOPOLOGIES DE RADIOPILE	20
I.4.1. Introduction	20
I.4.2. Topologie série	20
I.4.2.1. Une diode en série	20
I.4.2.2. N diodes en parallèle en topologie série	21
I.4.3. Topologie parallèle	23
I.4.3.1. Une diode en parallèle	23
I.4.3.2. N diodes en parallèle en topologie parallèle	24
I.4.4. Topologie doubleur de tension	25
I.4.5. Topologie haut rendement pour faible puissance d'attaque	26
I.5. PROBLEMATIQUE	29
I.6. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	30

CHAPITRE II : METHODOLOGIE DE CARACTERISATION HF NON-LINEAIRE DE DIODE SCHOTTKY SUR LARGE BANDE DE FREQUENCE ET POUR PLUSIEURS POINTS DE FONCTIONNEMENT
--

II.1 INTRODUCTION	33
II.2 L'OBJECTIF DE LA MODELISATION.....	33
II.2.1 Types de modèle.....	34
II.2.2 Proposition de modèle	35
II.3 INTRODUCTION AUX PARAMETRES S FORTS SIGNAUX.....	37
II.3.1 Rappel sur les paramètres S	38
II.3.2 Application des paramètres S à un circuit non-linéaire	39
II.4 METHODES DE CARACTERISATION DE COMPOSANT NON-LINEAIRE	40
II.4.1 Analyse comparative des méthodes de caractérisation existantes	41
II.4.2 Choix de la méthode de caractérisation	41
II.4.3 Modèle forts-signaux par mesure de paramètres S	42
II.5 MONTAGE EXPERIMENTAL POUR LA MESURE DES PARAMETRES S	44
II.5.1 Description de l'appareillage.....	44
II.6 IMPLEMENTATION DE LA CALIBRATION TRL.....	45
II.6.1 Nécessité de la calibration	45
II.6.2 Proposition pour le calibrage du banc de mesure	46
II.6.3 Définition de la calibration TRL*/LRM*	46
II.6.4 Modèle d'erreur deux ports TRL*/LRM*	47
II.6.5 Procédure de calibration	48
II.6.6 Conclusion.....	51
II.7 CONCEPTION ET REALISATION D'UN BANC DE MESURE AUTOMATISE.....	51
II.7.1 Introduction	51
II.7.2 Réalisation du banc de mesure	51
II.7.3 Automatisation des mesures grâce au logiciel LabView	53
II.7.4 Conclusion.....	56
II.8 EXTRACTION ET STOCKAGE DES PARAMETRES S	57
II.8.1 Introduction	57
II.8.2 Mesure des paramètres S sur large bande de fréquence et pour plusieurs points de polarisation..	57
II.8.3 Mesure des paramètres S sur large bande pour plusieurs puissances incidentes	59
II.8.4 Reproductibilité du banc de mesure	60
II.9 OPTIMISATION ET IDENTIFICATION DES ELEMENTS DU MODELE DE LA DIODE	61
II.9.1 Introduction	61
II.9.2 Modélisation et optimisation des effets de bords des plots de connexion de la diode	62
II.9.3 Optimisation des éléments parasites propre au boîtier de la diode	63
II.9.4 Comparaison et validation du modèle optimisé.....	66
II.9.5 Conclusion.....	68
II.10 CONCLUSION	69
II.11 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	70

CHAPITRE III : MODELISATION CIRCUIT DE DIFFERENTES ANTENNES ET D'UN CANAL DE TRANSMISSION D'ENERGIE.

III.1. INTRODUCTION.....	73
III.2. EXEMPLES D'ANTENNES UTILISEES EN TESH.....	74
III.2.1. Introduction.....	74
III.2.2. Caractéristiques de l'antenne d'émission en TESH.....	74
III.2.3. Caractéristiques de l'antenne de réception en TESH.....	74
III.2.4. Antenne de réception en technologie filaire.....	75
III.2.5. Antenne de réception en technologie plaquée.....	76
III.2.5.1. Simple radiopile avec une antenne patch carré.....	76
III.2.5.2. Double radiopile avec une antenne patch circulaire.....	77
III.2.5.3. Antenne couplée à fente.....	79
III.3. DIFFERENTES METHODES DE MODELISATION D'ANTENNE.....	80
III.3.1. Introduction.....	80
III.3.2. Modèle comportemental.....	81
III.3.2.1. Quadripôle : boîte de paramètres [S].....	81
III.3.2.2. Dipôle : Identification des coefficients du polynôme [Ako03].....	81
III.3.2.3. Dipôle : Choix circuit électrique équivalent [Ger03].....	82
III.4. MODELISATION CIRCUIT D'UN DIPOLE.....	84
III.4.1. Introduction.....	84
III.4.2. Antenne dipôle.....	84
III.4.3. Modélisation circuit sur large bande.....	85
III.4.3.1. Bande passante de 1GHz à 5GHz.....	85
III.4.3.2. Bande passante de 1GHz à 10GHz.....	86
III.5. MODELISATION CIRCUIT D'ANTENNES PLAQUEES.....	89
III.5.1. Introduction.....	89
III.5.2. Modélisation d'un patch carré.....	89
III.5.2.1. Définition.....	89
III.5.2.2. Modélisation.....	90
III.5.3. Modélisation d'un réseau de 2 patchs carré.....	92
III.5.3.1. Définition.....	92
III.5.3.2. Modélisation.....	93
III.5.4. Modélisation d'un réseau de 4 patchs carré.....	94
III.5.4.1. Définition.....	94
III.5.4.2. Modélisation.....	94
III.5.5. Modélisation d'une antenne patch carré couplée à fente.....	94
III.5.5.1. Définition.....	94
III.5.5.2. Modélisation.....	95
III.6. MODELISATION D'UN CANAL DE TRANSMISSION D'ENERGIE.....	97
III.6.1. Introduction.....	97
III.6.2. Propagation des ondes planes dans un canal.....	97
III.6.2.1. Introduction.....	97
III.6.2.2. Rendement de transmission.....	98
III.6.3. Modélisation circuit d'un canal de transmission.....	98
III.6.3.1. Mesures des pertes d'un canal.....	98

III.6.3.2. Modélisation du canal	99
III.7. VALIDATION DE LA MODELISATION DU CANAL DE TRANSMISSION	100
III.7.1. Entre deux dipôles identiques [Dou06]	100
III.7.2. Entre un réseau de deux patchs en émission et un dipôle en réception [Dou06-2].....	101
III.7.3. Entre un réseau de deux patchs en émission et un patch en réception.....	102
III.8. CONCLUSION	104
III.9. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	105

CHAPITRE IV : SIMULATION ET OPTIMISATION D'UNE RADIOPILE A HAUT RENDEMENT
--

IV.1. INTRODUCTION.....	108
IV.2. CHOIX DU REDRESSEUR	109
IV.2.1. Choix du substrat hyperfréquence	109
IV.2.2. Référence de la diode Schottky	110
IV.2.3. Choix de la topologie	111
IV.3. ETUDE DES FILTRES.....	111
IV.3.1. Introduction	111
IV.3.2. Filtre d'entrée	114
IV.3.2.1. Introduction	114
IV.3.2.2. Simulation.....	115
IV.3.2.3. Réalisation.....	116
IV.3.3. Filtre passe bas	117
IV.3.3.1. Introduction	117
IV.3.3.2. Réalisation.....	118
IV.4. OPTIMISATION DE LA RADIOPILE	119
IV.4.1. En simulation	119
IV.4.1.1. Introduction.....	119
IV.4.1.2. Choix du circuit d'adaptation.....	120
IV.4.1.3. Optimisation du circuit de redressement par adaptation en entrée.....	122
IV.4.2. En pratique	126
IV.4.2.1. Démarche de conception	126
IV.4.2.2. Réalisation de la radiopile.....	126
IV.4.3. Comparaison théorie-pratique de l'efficacité du redresseur	126
IV.4.4. Amélioration du rendement.....	128
IV.4.4.1. Bilan des pertes dans la radiopile	128
IV.4.4.2. Optimisation de l'efficacité de la radiopile	128
IV.4.4.3. Représentation complète de la radiopile en circuit équivalent.....	131
IV.5. BILAN ENERGETIQUE D'UN SYSTEME GLOBAL DE TESF	133
IV.5.1. Validation pour une antenne dipôle $\lambda/2$	133
IV.5.1.1. Banc de mesure.....	133
IV.5.1.2. Comparaison des performances simulées et mesurées	134
IV.5.2. Validation pour une antenne patch à longue distance	134
IV.5.3. Conclusion	136
IV.6. CONCLUSION	137
IV.7. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	138

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	140
--	-----

Table des figures

Figure I.1 – Le bloc diagramme d'un système TESF	9
Figure I.2– Rendement de transmission d'un système TESF point à point.....	10
Figure I.3 - Atténuation atmosphérique en fonction de la fréquence.....	12
Figure I.4 - Schéma synoptique d'une radiopile	13
Figure I.5 - Modèle électrique d'une diode Schottky	15
Figure I.6 - Courbe I_d/V_d d'une diode Schottky (ex : HSMS 2860).....	17
Figure I.7 - Relation générale entre l'efficacité de conversion RF/DC et la puissance d'entrée	18
Figure I.8 - Schéma synoptique de la topologie série	21
Figure I.9 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente	21
Figure I.10 - Schéma synoptique de la topologie série avec N diodes.....	22
Figure I.11 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente avec N diodes (topologie parallèle)	22
Figure I.12 - Evolution du rendement en fonction de N diodes (topologie série)	22
Figure I.13 - Schéma synoptique de la topologie parallèle	23
Figure I.14 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente	23
Figure I.15 - Schéma synoptique de la topologie parallèle avec N diodes	24
Figure I.16 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente avec N diodes (topologie parallèle)	24
Figure I.17 - Evolution du rendement en fonction de N diodes (topologie parallèle).....	25
Figure I.18 - Schéma synoptique de la topologie doubleur de tension	25
Figure I.19 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente	26
Figure I.20 – Caractéristique I/V en fonction de la puissance incidente.....	27
Figure I.21 - Schéma synoptique de la topologie série compensée avec charge+diode.....	28
Figure I.22 - Comparaison entre l'évolution du rendement de deux radiopiles avec et sans charge compensée.	28
Figure II.1 - Modèle du boîtier SOT-3x3	36
Figure II.2 - Circuit équivalent du modèle.....	37
Figure II.3 - Le trou en série et son circuit équivalent global	37
Figure II.4 - Différente approche de la modélisation :	38
Figure II.5 - Circuit à deux ports.....	39
Figure II.6 - Modèle MESFET deux ports	42
Figure II.7 - Modèle générique de la diode sous APLAC	43
Figure II.8 - Schéma de principe de la connexion fort signal du VNA	45
Figure II.9 - Modèle d'erreur TRL*/LRM*.....	47
Figure II.10 - Plaquette de calibration : Thru	48
Figure II.11 - Plaquette de calibration : Reflect.....	48
Figure II.12 - Plaquette de calibration : Line.....	50
Figure II.13 - Degrés de liberté du banc de mesure	52
Figure II.14 - Connecteur SMA à tête plate.....	52
Figure II.15 - Connectivité de l'appareillage automatisé par LabView	54
Figure II.16 - Exemple de page d'initialisation des paramètres de mesure sous LabView	55
Figure II.17 - Organigramme de mesure des paramètres S du DUT.....	56
Figure II.18 - Plaquette de test sur banc de mesure	58
Figure II.19 - Paramètres S_{11} & S_{21} de la diode pour plusieurs points de polarisation.....	59
Figure II.20 - Paramètres S_{11} & S_{21} de la diode pour plusieurs puissances incidentes	60
Figure II.21 - Comparaison entre 4 fichiers de mesure de paramètres S	61

Figure II.22 - Etapes constitutives de l'extraction d'un modèle	62
Figure II.23 - Circuit équivalent du trou pour optimisation	63
Figure II.24 - Comparaison entre les paramètres S du trou simulés et ceux mesurés	63
Figure II.25 - Processus d'extraction des paramètres extrinsèques du modèle global.....	65
Figure II.26 - Circuit équivalent du banc de mesure pour extraction des paramètres S	66
Figure II.27 - Comparaison entre les paramètres S de la diode simulés et ceux mesurés après optimisation	67
Figure II.28 - Sensibilité de l'erreur pour chaque élément du modèle	68
Figure III.1 - Radiopile en technologie filaire	76
Figure III.2 - Radiopile de technologie plaquée de type patch carré	77
Figure III.3 - Double radiopiles connectées à une antenne patch circulaire	78
Figure III.4 - Variation de position de la double radiopiles.....	78
Figure III.5 - Evolution du rendement en fonction de la position	79
Figure III.6 - Radiopile en technologie plaquée, couplée à une antenne à fente.....	79
Figure III.7 - Simulation d'antenne par boîte de paramètres S	81
Figure III.8 - Circuit résonant RLC	83
Figure III.9 - Distribution de courant d'un dipôle $\lambda/2$	84
Figure III.10 - Circuit équivalent d'une antenne dipôle (1GHz-5GHz).....	85
Figure III.11 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé d'une antenne dipôle (1GHz-5GHz) après optimisation.....	85
Figure III.12 - Circuit équivalent d'une antenne dipôle (1GHz-10GHz).....	86
Figure III.13 - Schéma synoptique de l'optimisation Gradient appliquée au circuit équivalent	87
Figure III.14 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé d'une antenne dipôle (1GHZ-10GHz) après optimisation	88
Figure III.15 - Dimensions typiques d'un patch imprimé	89
Figure III.16 - Circuit équivalent d'une antenne patch carré.....	90
Figure III.17 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé d'une antenne patch carré après optimisation.....	91
Figure III.18 - Réseau de 2 patches imprimés	92
Figure III.19 - Circuit équivalent d'un réseau d'antenne de deux patches carré.....	93
Figure III.20 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé d'un réseau d'antenne de deux patches carré après optimisation.....	93
Figure III.21 - Géométrie basique de l'antenne micro-ruban alimentée par fente	95
Figure III.22 - a) Circuit équivalent de l'antenne couplée à fente selon [Kyr99].	96
b) Circuit équivalent pour le mode dominant au niveau de la fente.....	96
Figure III.23 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé de l'antenne à fente après optimisation	96
Figure III.24 - Evolution du gain du canal de transmission en fonction de la distance entre deux antennes dipôles.....	98
Figure III.25 - Evolution du gain du canal de transmission en fonction de la distance entre un réseau de deux patches et un dipôle	99
Figure III.26 - Modélisation circuit du gain d'un canal de transmission	100
Figure III.27 - Modélisation circuit d'un canal de transmission d'énergie entre deux dipôles.....	100
Figure III.28 - Paramètre S_{21} mesuré et simulé d'une transmission d'énergie entre deux dipôles pour différentes distances.....	101
Figure III.29 - Modélisation circuit d'un canal de transmission d'énergie entre un réseau de deux patches et un dipôle.....	101
Figure III.30 - Paramètre S_{21} mesuré et simulé d'une transmission d'énergie entre un réseau de deux patches et un dipôle à 30cm.....	102
Figure III.31 - Modélisation circuit d'un canal de transmission d'énergie entre un réseau de deux patches et un patch.....	102
Figure III.32 - Paramètre S_{21} mesuré et simulé d'une transmission d'énergie entre un réseau de deux patches et un patch à 30cm.....	103
Figure IV.1 – Schéma en petits signaux de la radiopile.....	108
Figure IV.2 – Filtre de Butherworth	112
Figure IV.3 - Filtre de Caue.....	112

Figure IV.4 - Schéma montrant la progression depuis les grilles métalliques jusqu'aux cristaux photoniques ultracompacts (CPUC) pour les circuits micro-ondes.....	114
Figure IV.5 – Filtre passe bande en micro-ruban.....	115
Figure IV.6 – Modélisation du filtre d'entrée en technologie Microstrip.....	116
Figure IV.7 – Comparaison entre les paramètres S mesurés et ceux simulés du filtre d'entrée.....	117
Figure IV.8 - Filtre DC en micro-ruban	118
Figure IV.9 - Modélisation du filtre DC en technologie Microstrip	118
Figure IV.10 - Comparaison entre les paramètres S mesurés et ceux simulés du filtre DC	119
Figure IV.11 - Adaptation par simple ligne	120
Figure IV.12 - Adaptation par deux lignes successives	121
Figure IV.13 - Adaptation par ligne + stub	122
Figure IV.14 – Modélisation complète de la radiopile sans antenne.....	123
Figure IV.15 - Adaptation du redresseur	123
Figure IV.16 - Organigramme de l'optimisation du circuit d'adaptation	124
Figure IV.17 – Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente	124
Figure IV.18 – Dimensions optimisées du circuit d'adaptation.....	125
Figure IV.19 - Spectre en puissance du redresseur adapté.....	125
Figure IV.20 - Photographie du redresseur adapté en entrée	126
Figure IV.21 - Schéma de principe du banc de mesure de l'efficacité du redresseur.....	127
Figure IV.22 - Comparaison théorie et pratique du rendement.....	127
Figure IV.23 - Schéma circuit de la radiopile adaptée en entrée	128
Figure IV.24 - Schéma circuit de la radiopile optimisée	129
Figure IV.25 - Comparaison entre le rendement optimisé et celui adapté	130
Figure IV.26 - Spectre en puissance du redresseur optimisé	130
Figure IV.27 - Structure globale de la radiopile avec une antenne patch carré.....	131
Figure IV.28 - Rendement simulé de la radiopile connectée à une antenne patch carré.....	131
Figure IV.29 - Rendement en fonction de la fréquence de résonance de l'antenne.....	132
Figure IV.30 - Rendement en fonction de l'impédance en entrée	133
Figure IV.31 - Bilan énergétique entre un réseau de 2 patches en émission et une radiopile connectée à un dipôle en réception.....	134
Figure IV.32 - Tension DC prédite et mesurée en sortie de la radiopile connectée à un dipôle	134
Figure IV.33 - Bilan énergétique entre un réseau de 2 patches en émission et une radiopile connectée à un patch en réception.....	135
Figure IV.34 - Tension V_{RMS} reçue en fonction de la distance entre 2 patches en émission et 1 patch en réception	135
Figure IV.35 - Tension DC prédite et mesurée en sortie de la radiopile connectée à un patch.....	136
Figure IV.36 - Schéma des pertes dans la diode.....	136

Introduction générale

L'énergie est l'un des moteurs du développement des sociétés. La civilisation industrielle s'est bâtie autour de l'exploitation du charbon à la fin du XVIII^e siècle, puis du pétrole au milieu du XX^e siècle, alors qu'en est-il aujourd'hui de l'utilisation et de la demande liées à ces ressources énergétiques ?

A l'heure actuelle, nous vivons dans un monde où la consommation ne cesse de s'accroître, les besoins énergétiques augmentent de manière considérable tandis que les réserves s'épuisent peu à peu. La consommation d'énergie mondiale dépend à hauteur de 40% du pétrole, les profits dégagés par celui-ci sont donc au cœur de la problématique économique et géopolitique. Ainsi, une alternative à ces énergies fossiles serait les énergies renouvelables, malheureusement en faible émergence et ne couvrant actuellement qu'environ 13% des besoins énergétiques mondiaux. En effet, le soleil, l'eau, le vent, le bois et les autres produits végétaux sont autant de ressources naturelles capables de générer de l'énergie grâce aux technologies développées par les hommes. En outre, le soleil peut être considéré comme à l'origine de la plupart des énergies renouvelables à notre disposition: énergie éolienne, photovoltaïque, etc. Le rayonnement solaire constitue une ressource 10000 fois supérieure à la consommation mondiale d'énergie, ressource qui serait inépuisable et disponible continuellement si l'on se situait dans l'espace.

De ce fait, le principe de transport d'énergie sans fil, qui a vu le jour il y a de cela près d'un siècle, apparaît dans ce contexte comme une alternative intéressante pour préserver à la fois le confort des êtres humains et la qualité de l'air. Ce concept, dans le cadre d'une fourniture d'énergie propre et écologique à la planète, consiste à collecter l'énergie solaire disponible durablement en orbite terrestre avant de la transférer vers une station de réception. Son relatif faible impact sur l'environnement en fait une énergie d'avenir face au problème de la gestion des déchets du nucléaire et aux émissions de gaz à effet de serre.

Néanmoins, avant son utilisation, beaucoup de technologies doivent être testées et améliorées dans le cadre de démonstrations terrestres. Car il est également envisagé, et même souhaitable, que puissent émerger pour des marchés terrestres les utilisations des technologies développées dans le cadre de ces démonstrations, qui pourront avoir des effets bénéfiques sur les coûts et sur l'incitation à investir dans ce nouveau marché porteur. Des évaluations très préliminaires [Man98] suggèrent que l'objectif d'un coût de 5 c/kWh pour un système abouti serait le but recherché.

C'est dans cet objectif de répondre aux besoins exprimés par la communauté scientifique internationale en matière d'expérimentations terrestres que s'est positionné le laboratoire d'Energétique, d'Electronique et de Procédés de l'Université de la Réunion. Grâce à la réalisation d'un prototype de démonstration présenté lors de la conférence WPT01 au campus du Tampon en 2001, plusieurs pistes de recherche ont vu le jour au sein du laboratoire. Plus

précisément, sur la partie réception du système, un des axes de recherche concerne l'amélioration du dispositif permettant la conversion de l'énergie micro-onde en énergie continue surnommée « **radiopile** ». En effet, dans le procédé de conception d'un système global de transport d'énergie sans fil, la dernière étape constituée par la radiopile s'avère être primordiale et doit de ce fait être optimisée afin d'atteindre un rendement de conversion optimal. Il faut ajouter à cela des contraintes technologiques et environnementales telles que :

- Stratégie de mise en réseau de radiopile élémentaire afin de limiter l'impact de la fragilité des diodes de redressement.
- Respect de la norme de sécurité internationale sur le rayonnement électromagnétique.
- Bonne intégration environnementale associée à une propriété de transparence de la radiopile vis-à-vis du rayonnement solaire afin de rendre utile la surface de réception.
- Conception ergonomique d'une architecture de radiopile manufacturable (indispensable pour le montage de structures de radiopile de grande dimension).

Tout cela n'est possible que si l'on maîtrise d'un point de vue conceptuel, expérimental et technologique, la mise en œuvre d'une radiopile. Ce qui justifie notre démarche de mise en place d'une *méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement*.

Cette démarche consiste, grâce à une confrontation expérimentale, à effectuer une modélisation précise des différents éléments constituant la radiopile, pour optimiser le système complet sous un même environnement de simulation. Cette modélisation doit pouvoir s'intégrer aisément dans n'importe quel type de logiciel de simulation électronique pour permettre une optimisation simple et rapide du dispositif. De plus, la recherche de la topologie adéquate pour une meilleure efficacité du circuit sera par la même occasion concevable.

Cependant, malgré d'importants travaux de recherche effectués durant ces dernières années dans les divers domaines de conception de la radiopile, certains axes de recherche demeurent tout de même inexplorés. Par exemple, en ce qui concerne l'antenne de réception, permettant la collecte de l'énergie micro-onde, plusieurs études ont mis en évidence la difficulté à optimiser l'antenne au reste du circuit de redressement sous un même environnement de simulation. En effet, grâce au développement des logiciels de conception électromagnétique d'antenne, il est possible de nos jours de modéliser une antenne numériquement, quelque soit sa forme géométrique. Mais à cela s'ajoute la complexité de coupler un modèle de type « électromagnétique » pour la partie rayonnante à un modèle de type « circuit » pour la partie redressement. De plus, ce redresseur, étant l'élément central de la radiopile, est représenté par une diode Schottky de nature non-linéaire. Cette non-linéarité est délicate à apprécier et exige une caractérisation précise du composant. Bien que tous les logiciels de conception électronique intègrent dans leur bibliothèque de composant le modèle

d'une diode, celle-ci demeure valable lorsque le point de fonctionnement du circuit se maintient à une valeur fixe ou peu variable et dépend notamment de sa complexité. Tous les effets parasites et thermiques du composant ne sont généralement pas pris en compte. Ce sont tous ces points de difficultés qui ont motivé notre approche de synthèse de modélisation circuit d'une radiopile.

De manière à bien fixer le cadre de mes travaux et son domaine d'application, cette étude s'ouvrira sur une introduction au TESF à travers un historique des travaux effectués sur ce concept depuis son invention. Par la suite, nous nous intéresserons davantage à la « partie réception » du système représenté par la radiopile en définissant d'une part les différentes étapes nécessaires à sa conception, et d'autre part en rappelant les caractéristiques de l'élément indispensable à sa réalisation à savoir la diode Schottky. Puis, une confrontation selon des critères objectifs sera exposée entre les deux principales topologies de conception d'une radiopile, nous permettant d'en dégager les avantages et les inconvénients liés à chacune d'elles.

Dans un deuxième temps, le prochain chapitre sera consacré à la modélisation circuit de la diode Schottky. Cette dernière requiert l'acquisition de bases de données expérimentales représentatives du comportement non-linéaire du composant. Pour ce faire, un banc de mesure a été développé pour permettre une mesure reproductible des paramètres S dans un environnement précis. Cette mesure est faite pour plusieurs points de fonctionnement de la diode en considérant la puissance d'attaque et la tension de polarisation appliquées. Toutes ces mesures étant longues et répétitives dans le temps, nous avons décidé de mettre au point une mesure automatisée commandée par ordinateur grâce au logiciel LABVIEW. Ainsi, pour une puissance incidente et une polarisation donnée, les paramètres S de la diode seront stockés sous forme de fichiers-texte pour une utilisation ultérieure.

De la même façon, et dans le but d'optimiser la radiopile complète sous un même environnement de simulation, la modélisation circuit en schéma équivalent de l'antenne de réception sera traitée au cours du troisième chapitre. Cette approche de caractérisation assez simpliste introduite par Gerrits ne fait appel qu'à des éléments localisés, facilitant ainsi l'optimisation de l'antenne. Elle s'appuie à nouveau, comme définie au paragraphe précédent, sur une analyse expérimentale au préalable des paramètres S de l'antenne. Puis, afin de rendre ce concept de TESF complet, le canal de transmission de l'énergie fera également l'objet d'une modélisation.

En conclusion, le quatrième chapitre s'attachera à valider l'ultime étape de ce mémoire en l'occurrence l'optimisation complète de la radiopile par l'intermédiaire d'une simulation basée sur la méthode de balance harmonique. Pour cela, nous utiliserons les modules présents dans la bibliothèque « Microstrip », intégrée au simulateur APLAC, pour identifier les éléments de filtrage. Ces modules reflètent au mieux tous les effets de propagation présents

lors d'une étude circuit. Puis, suivant le choix du circuit adopté pour l'adaptation entrée de la radiopile, l'association des différentes fonctions modélisées en technologie circuit, nous autorisera à optimiser le rendement de conversion RF/DC de celui-ci. Enfin, la validation de la méthodologie de synthèse d'un système TESF en circuit électrique équivalent sera démontrée et visera à confirmer la bonne approximation du système à prédire la tension redressée par une radiopile à une distance donnée.

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

[MAN98] Mankins J.C., Maryniak G.E. and Feingold, "Technology Challenges of Space Solar Power", IAF-98-R.2.05, 49th International Astronautical Congress, Melbourne, Australia, 1998.

CHAPITRE I

Présentation et conception d'une radiopile appliquée au transport d'énergie sans fil

I.1. INTRODUCTION	6
I.2. LE TRANSPORT D'ENERGIE SANS FIL.....	7
I.3. CIRCUIT DE REDRESSEMENT RF/DC « LA RADIOPILE »	13
I.4. DIFFERENTES TOPOLOGIES DE RADIOPILE	20
I.5. PROBLEMATIQUE	29
I.6. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	30

I.1. INTRODUCTION

Le problème de la production et du transport propres de l'énergie est une question d'actualité aux enjeux multiples (économiques, environnementaux, stratégiques). En effet, alors que 70% de l'énergie électrique est générée par la combustion de ressources fossiles (charbon, pétrole ou gaz naturel), le problème qui se pose est celui de la répercussion inéluctable de ces combustions sur l'environnement (pollution, bouleversement climatique, réchauffement de la planète...). De plus, la gestion des stocks limités de ces ressources fossiles devenant de plus en plus difficile, nous sommes en droit de nous questionner sur les futurs besoins importants d'énergie pour notre planète. Le T.E.S.F¹ peut apporter sa contribution à cette problématique par un concept semblable à la transmission de l'information par des satellites de communication, mais à une intensité plus élevée. Plus précisément, il consiste à transporter de l'énergie, par micro-ondes (énergie électromagnétique) ou par laser, sans support matériel (sans fil) jusqu'à un site de réception où la re-transformation en énergie électrique serait assurée.

Les applications sont nombreuses à plus ou moins long terme :

- Remplacer les câbles électriques dans des zones inaccessibles.
- Télé-alimenter des véhicules (robots, drones, ballons stratosphériques ou sondes spatiales...) ou des capteurs.
- A plus long terme, le concept de Centrales Solaires Spatiales a vu le jour : d'immenses champs de panneaux solaires en orbite capteraient l'énergie solaire et la re-dirigeraient par T.E.S.F. à travers l'atmosphère grâce à un faisceau de micro-ondes vers la surface terrestre sur des sites de réception.

Bien des études [Bro64] [Gla68] ont montré la pertinence du principe mais de nombreuses améliorations techniques et de stratégies de développement doivent être effectuées avant d'atteindre les rendements nécessaires à l'exploitation de la méthode. D'ailleurs, d'un point de vue économique, l'estimation du coût des bases spatiales solaires ne peut être développée sans davantage d'études et de résultats fiables sur le développement de la technologie.

Ainsi, après la définition des principes techniques du TESF, ce chapitre se concentrera sur l'étude de la « partie réception » du projet, qui consiste à convertir l'énergie micro-onde collectée en énergie continue grâce au dispositif nommé « Radiopile² ».

L'élément central autour duquel est fabriqué la radiopile est une diode Schottky. Le choix de ce composant n'est pas opéré de manière fortuite. Pour cela, ce chapitre propose un exposé des principales caractéristiques de ce composant pour la conception d'une radiopile en fonction d'un certain nombre de paramètres caractérisant l'application.

¹ Acronyme français : T.E.S.F pour Transport d'Energie Sans Fil.

² En anglais : « rectenna = Rectifier + Antenna ».

Nous proposons également de comparer selon des critères objectifs les deux topologies concurrentes pour la conception d'une radiopile. Cette comparaison s'appuie sur l'utilisation d'une méthode de simulation de circuits non-linéaires appelée balance harmonique. Cette méthode sera utilisée à d'autres occasions et sera pour cette raison, présentée et fournie en annexe pour référence.

De manière à bien fixer le cadre de mes travaux et à éviter les confusions, nous allons débiter la prochaine partie en distinguant et en présentant les différents principes de transmission d'énergie sans fil.

I.2. LE TRANSPORT D'ENERGIE SANS FIL

I.2.1. Les principes de transmission d'énergie

On observe essentiellement deux principes de transmission d'énergie sans contact utilisant les champs électromagnétiques. Sont exclus de cette présentation les autres modes de transfert d'énergie à distance comme les faisceaux laser [Duc91] ou les faisceaux de particules, qui sont réservés à des contextes très particuliers (par exemple : l'espace).

Ces deux principes de transmission d'énergie par champs électromagnétiques se différencient par la portée que l'on souhaite atteindre. Pour une transmission sur faible distance (par exemple comprise entre 10^{-3} et 10^{-1} m), le principe utilisé est l'induction magnétique. Les dispositifs s'apparentent à des transformateurs à air dans lesquels on focalise parfois les lignes de champ pour un meilleur rendement. Les principales applications se situent dans les domaines suivants :

- Les prothèses médicales, organes artificiels, monitoring : une littérature abondante décrit des principes d'alimentation de pompes cardiaques par ce moyen [Gou96].
- La recharge du véhicule électrique et plus généralement de dispositifs "nomades" : téléphones mobiles, outillage électroportatif, accessoires électroménagers [Sak96].
- La robotique pour accroître les degrés de liberté et leur autonomie [Kaw96].
- Les applications telles que le chauffage par induction ou l'éclairage [EH96].

Dès lors que la distance de transmission dépasse quelques mètres, le principe utilise la propagation de l'énergie par rayonnement électromagnétique. L'efficacité de transmission sur des distances comprises dans la gamme 10 à 10^6 m implique des fréquences de travail de l'ordre du GHz, ce qui permet alors une focalisation satisfaisante du faisceau et un rendement acceptable.

Ce principe même, faisant appel à la propagation de l'énergie par rayonnement électromagnétique, a retenu notre attention pour notre cadre d'étude du TESF. Cette étude se fera dans un contexte de recherche en laboratoire, ce qui nous impose une faible densité de

puissance. En outre, la fréquence de fonctionnement préconisée se situe dans la bande ISM³ comme il est expliqué dans la partie 1.2.5.

1.2.2. Historique

La première application sur le transport d'énergie sans fil fut introduite par Nikola TESLA entre 1899 et 1910. Ce physicien américain d'origine croate, avait imaginé d'utiliser les ondes électromagnétiques pour transporter l'électricité n'importe où dans le monde, sans ligne.

Au début du 20^{ème} siècle, il fit construire une tour de transmission à Long Island (New York), mais à l'époque les connaissances en TESH n'étaient qu'empiriques (au niveau des sources de puissances notamment) et le projet fut abandonné.

Durant la première et la seconde guerre mondiale, l'utilisation des ondes HF pour les transmissions radars ainsi que l'évolution des technologies et des semi-conducteurs ont contribué à l'essor de la recherche dédiée au TESH.

En 1969, Peter Glaser présente le concept de SPS⁴ qui, associé à celui de TESH⁵, pourrait être une solution de fourniture énergétique alternative et écologique à notre planète.

Dans cette voie, l'expérimentation terrestre de GoldStone de 1975 menée par Raytheon Co constitue une étape importante de validation du concept de TESH. La démonstration d'un système pilote dont le fonctionnement en laboratoire caractérisé par un rendement global de 54% a été certifié par le service de qualité de la JPL⁶.

En outre, en 1980, le département de l'énergie américain a manifesté son intérêt pour cette technologie en initiant un travail de recherche sous la direction de Bill Brown. Toutefois, en dépit d'importants travaux de recherche et de nombreuses publications, peu de prototypes ou de démonstrateurs ont été réalisés.

En Avril 1994, lors d'une conférence au CNES à Paris, Peter Glaser a proposé une voie dans la conduite du projet SPS. Une des étapes de base est la réalisation de nouvelles démonstrations terrestres originales et écologiques de transport d'énergie sans fil.

A la lumière de ces propositions, notre laboratoire d'Electronique, d'Energétique et des Procédés « LE²P » s'est investi dès 1994 dans un projet d'envergure qui proposait de démontrer dans un avenir proche la faisabilité à échelle humaine d'un transport d'énergie sans fil. En collaboration avec l'équipe japonaise de l'ISAS, ce projet *d'étude de cas* avait pour but d'étudier toutes les conséquences et toutes les contraintes relatives à l'utilisation du TESH pour alimenter l'îlet de Grand Bassin situé au fond d'une vallée encaissée de l'île de La Réunion accessible uniquement en marche à pied [Lan97]. Pour se faire, un prototype de démonstration fut élaboré et présenté à la conférence internationale WPT'01 au campus du

³ Acronyme français : I.S.M pour Industrielle, Scientifique et Médicale.

⁴ Acronyme anglais: S.P.S pour Solar Power Satellite.

⁵ Acronyme anglais: W.P.T pour Wireless Power Transmission.

⁶ Acronyme anglais: J.P.L pour Jet Propulsion Laboratory (NASA).

Tampon. Les caractéristiques du prototype furent définies afin de transmettre une puissance continue à l'émission de 800W sur une distance de propagation de 40m. En réception, la puissance était collectée par un réseau de radiopiles comprenant 2376 antennes dipôles, réparties sur une surface de 11.76m² [Cha02].

1.2.3. La structure globale d'un système TESF

La figure 1.1 présente le schéma synoptique global d'un système de TESF. Ce système s'appuie sur trois opérations : la conversion de l'électricité en ondes, la transmission de ces ondes, et enfin leur reconversion en électricité après réception. La première étape, la conversion d'électricité en onde, s'appuie sur les travaux de divers physiciens, tels que Thomas Edison, Elihu Thomson et Edwin Houston, qui au cours de l'année 1870 observèrent à distance l'action d'un choc électrique en l'absence du lien matériel que constitue le fil électrique [Süs68]. Ils s'aperçurent que l'éclatement d'une étincelle aux bornes d'une bobine de Ruhmkorff était perceptible dans l'espace ouvert d'une boucle de fil. A la même époque, un savant irlandais, G.F. Fitzgerald, informé des travaux théoriques de Maxwell, avance l'hypothèse d'une production d'ondes par des moyens électriques [Fit1880]. La deuxième étape, le transport, s'appuie sur la propriété que possède une onde électromagnétique de pouvoir transporter de l'énergie. Enfin, la dernière étape, la réception des micro-ondes et leur conversion en électricité, consiste au redressement (après filtrage) des courants produits dans une antenne par une diode à haute fréquence. Le résultat obtenu est une tension continue. Le dispositif utilisé est appelé **radiopile** (en anglais **Rectenna**). Les rendements de conversion possibles pour chaque étape sont précisés sur la figure suivante.

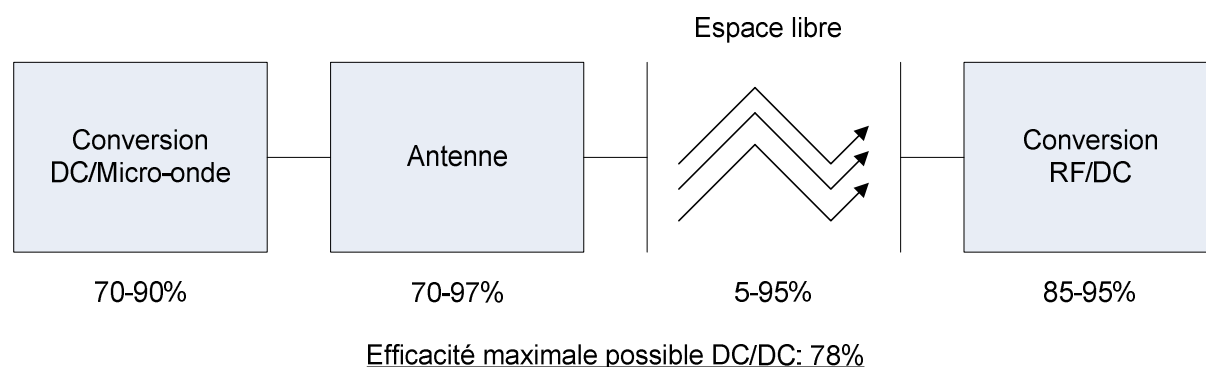


Figure I.1 – Le bloc diagramme d'un système TESF

La taille et les dimensions des différents éléments constituant un système de TESF sont en relation directe avec le rendement de conversion et l'efficacité de transmission. En effet, les travaux menés notamment par Goubau et Kogelnik [Gou61] [Kog66], ont montré que l'efficacité ou le rendement de transmission était lié au paramètre τ , défini par :

$$\tau = \frac{\sqrt{A_t \cdot A_r}}{\lambda \cdot d} \quad (I.1)$$

- A_t : Surface équivalente à l'émission.
- A_r : Surface équivalente à la réception.
- λ : longueur d'onde dans le vide.
- d : distance entre l'émetteur du récepteur.

De même, ces travaux ont démontré que l'énergie peut être transmise pour une distance déterminée avec un rendement proche de 100% et que la densité du faisceau peut être améliorée si la surface des antennes d'émission et de réception possède une dimension et une forme appropriées.

La courbe (voir Fig. I.2) suivante résultant des travaux de Goubau [Gou61] précise l'évolution du rendement de transmission (puissance reçue/puissance émise) en fonction de τ .

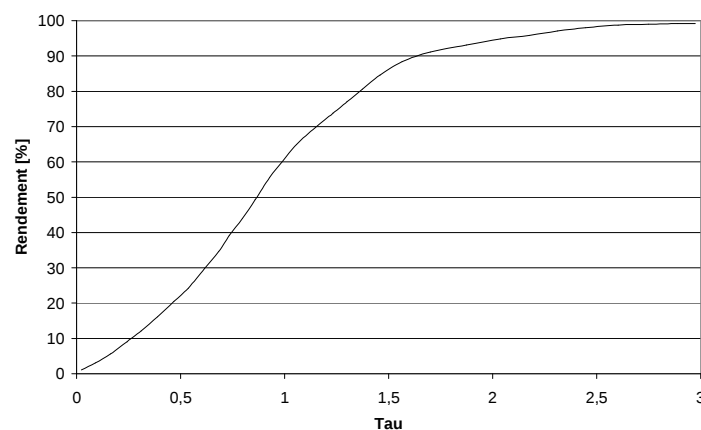


Figure I.2– Rendement de transmission d'un système TESF point à point

On constate donc la possibilité de transmettre de la puissance avec un rendement proche de 1. On remarque toutefois que la taille de la surface d'émission croît avec la distance à laquelle on veut transférer l'énergie.

Le bilan de liaison du chaîne de transmission sans fil point à point, comprenant une antenne en émission et une antenne en réception, peut être défini soit en utilisant le concept de gain soit en utilisant le concept de surface équivalente.

I.2.3.1. Le bilan de liaison en gain

La puissance reçue est donnée par :

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_e \cdot A_r}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad (I.2)$$

- A_r : Surface équivalente à la réception.
- G_e : Gain de l'antenne à l'émission.
- d : distance entre l'émetteur et le récepteur.
- P_t : Puissance transmise.

Sachant que la relation entre le gain G et la surface équivalente A est donnée par l'équation suivante :

$$A = \frac{\lambda^2 G}{4 \cdot \pi} \quad (I.3)$$

En remplaçant cette relation dans l'équation de puissance précédente, on aura la puissance reçue définie par :

$$P_r = P_t \cdot G_e \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right)^2 \quad (I.4)$$

I.2.3.2. Le bilan de liaison en surface équivalente

La puissance reçue est donnée par :

$$P_r = \frac{P_t}{\lambda^2 d^2} \cdot A_t A_r \quad (I.5)$$

D'après la relation ci-dessus, le paramètre τ est proportionnel au champ reçu. Plus τ est grand, plus le rendement (P_{DC}/P_r) augmente. Donc le paramètre τ est très critique pour le positionnement des antennes.

Dans le cas d'une transmission énergétique sans fil à forte puissance, le bilan de liaison diffère du fait de la présence d'un réseau de radiopiles en réception.

I.2.4. Les limitations du principe

Actuellement les limitations sont de trois ordres : technologique, biologique et politique. Le premier point a été évoqué précédemment. Quant aux limitations biologiques et politiques, les effets de la transmission de la puissance vers la terre doivent être évalués à au moins trois niveaux :

- Les interférences avec les télécommunications.
- L'interférence avec l'observation astronomique.
- Les effets physiologiques non connus [Leh91].

Concernant la faisabilité de la TESF à moyen terme, cette technique de transmission d'énergie est réalisable pour des applications espace-espace ou terre-espace. En effet, une fusée expérimentale développée par R. Akiba [Aki93] indique que l'interaction entre la puissance transmise et l'atmosphère est faible et ne devrait par conséquent pas causer de perturbations à l'ionosphère terrestre. De plus, dans ces domaines, les contraintes biologiques et environnementales sont minimisées et réduites.

Pour les liaisons espace-terre ou terre-terre, plus de contraintes se posent vu la densité de puissance permise et la bande de fréquence utilisées qui imposent des dimensions importantes pour les antennes d'émission et de réception.

1.2.5. Choix de la bande de fréquence pour le TESF

L'un des aspects importants du transport d'énergie sans fil est la fréquence ou la longueur d'onde à laquelle on l'utilise. Le choix de la bande de fréquence pour l'utilisation du TESF se fait tout d'abord dans le but d'obtenir un système à fort rendement et ainsi de limiter les pertes éventuelles. La première étape consiste à prendre en considération les propriétés physiques du milieu de propagation de l'onde.

Dans le vide de l'espace, il n'y a pas de pertes de transmission pour une gamme de fréquences allant du gigahertz aux fréquences optiques. Cependant, dans l'atmosphère, des atténuations apparaissent en hautes fréquences, particulièrement lors d'un climat pluvieux, d'où l'importance de prendre en considération ces atténuations pour une meilleure fiabilité du système.

La figure ci-dessous nous montre l'atténuation atmosphérique en fonction de la fréquence.

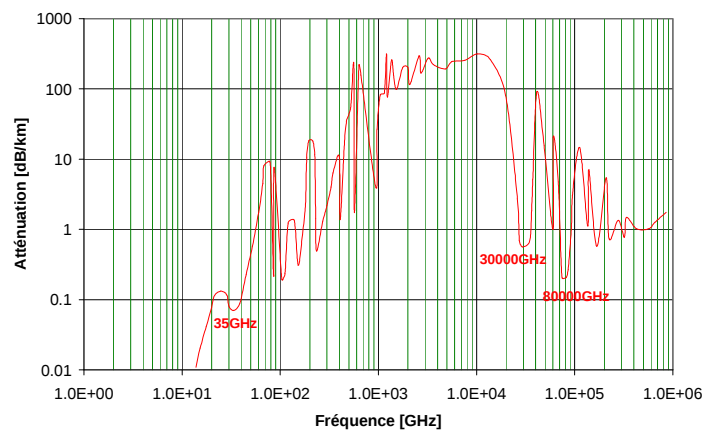


Figure I.3 - Atténuation atmosphérique en fonction de la fréquence

Comme présentée dans [Lom96], la bande 35GHz semble bien adaptée à la technologie actuelle des tubes d'émission pour les applications spatiales. Néanmoins, les pertes occasionnées sont de l'ordre de 0.09dB par km, dues aux interactions avec les composantes de l'atmosphère « eau-oxygène ».

La bande ISM (2.4GHz à 2.5GHz) est très intéressante étant donné que l'on peut dans cette bande, utiliser des magnétrons qui génèrent des puissances de l'ordre du kW. Conformément aux critères d'attribution des fréquences imposée par l'Agence Nationale des Fréquences, la bande ISM est destinée aux applications à vocation Industrielle, Scientifique et Médicale. Comme notre étude s'inscrit dans un cadre de recherche en laboratoire et que cette bande bénéficie d'une réglementation libre de toute obligation de droit de licence pour une utilisation interne, nous avons alors opté pour une fréquence de fonctionnement de 2.45GHz.

I.3. CIRCUIT DE REDRESSEMENT RF/DC « LA RADIOPILE »

I.3.1. Définition

Dans le concept de transport d'énergie sans fil, la conversion de l'énergie transportée par l'onde en courant continu constitue un élément clé du système. Nous avons dénommé ce sous-ensemble "Radiopile". Ce terme est à rapprocher de celui de photopile bien connu par les utilisateurs des rayonnements dans la gamme de l'Infra Rouge, le Visible et l'Ultra Violet. Comme pour les cellules photovoltaïques, notre objectif est de recueillir le maximum d'énergie transportée par l'onde électromagnétique et de la convertir en courant continu. Il existe deux techniques de base :

- Les Radiopiles : constituées par l'association d'une antenne (ou d'un sous-réseau d'antenne) à un système de redressement (une diode Schottky) et d'éléments de filtrage.
- Le CWC (Cyclotron Wave Converter) constitué d'un tube à vide et réalisant le fonctionnement inverse du klystron.

La principale différence entre les deux systèmes se situe au niveau des puissances mises en jeu sur un élément de base. Le CWC travaille à des puissances de l'ordre du kW, tandis que la radiopile travaille à des niveaux de l'ordre du Watt. L'unité de réception prévoit l'utilisation des deux systèmes, mais l'accent sera mis pour notre étude sur les radiopiles.

I.3.2. Schéma de principe de la radiopile

Le schéma synoptique du système de redressement est présenté sur la figure suivante :

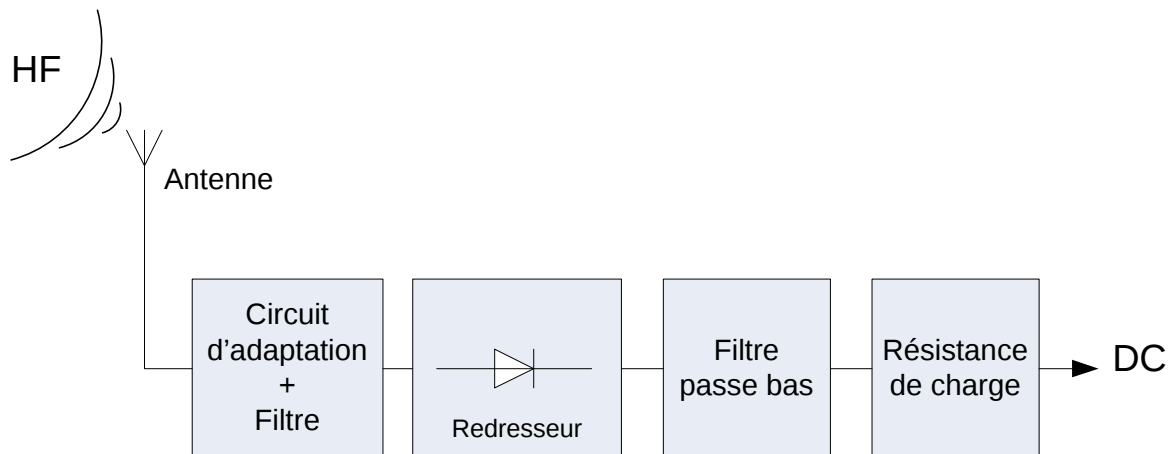


Figure I.4 - Schéma synoptique d'une radiopile

Tout d'abord, l'antenne de réception sera celle qui nous permettra de collecter l'énergie micro-onde. Il n'y a pas de restriction particulière pour le choix de l'antenne. Cela peut être un dipôle [Kra02], un patch [Kra02],... ; la technologie employée peut être filaire, plaquée ou autre. Il faut toutefois définir au préalable la façon d'intégrer le module « redressement ». En effet, suivant la configuration choisie, la diode constituant le cœur de ce module peut être

connectée soit en série, soit en parallèle [Yoo92]. Ce choix dépend du type d'accès au niveau de l'antenne.

Puis, le filtre d'entrée représente un filtre HF qui bloque les harmoniques générés par le système de redressement afin qu'ils ne soient pas rayonnés par l'antenne. De plus, il peut être conçu de manière à adapter les différentes parties entre elles. Pour la fréquence d'entrée f_0 , la réflexion est éliminée par un circuit d'adaptation.

Le redresseur est un montage généralement à base de diodes Schottky caractérisées par un temps de commutation rapide.

Le filtre de sortie passe bas s'apparente à un filtre DC qui élimine les signaux alternatifs et assure donc un signal de type continu au niveau de la charge que l'on considère comme une résistance.

Une radiopile se caractérise par son rendement de conversion, c'est-à-dire sa capacité à recevoir l'énergie hyperfréquence et à la transformer en continu. La définition qui semble la plus rigoureuse est le rapport de la puissance DC consommée par la charge sur la puissance maximale HF que l'antenne est capable de récupérer :

$$\eta_c = \frac{P_{DC}}{P_{HF}} \quad (I.6)$$

La différence avec les autres définitions du rendement présent dans la littérature, vient principalement dans la façon que l'on détermine la puissance HF de référence. Cette dernière peut être évaluée au niveau du système de redressement. Dans ce cas, les problèmes de désadaptation avec l'antenne ne sont pas pris en compte et les rendements sont supérieurs. Tout au long de notre étude, à la fois pour nos mesures et nos simulations, nous considérerons la puissance HF incidente comme la puissance collectée par l'antenne de la radiopile pour le calcul du rendement.

Dans le cas idéal, avec des filtres idéaux, le système peut alors convertir toute l'énergie reçue en énergie continue. Ainsi, le rendement dépend essentiellement des pertes dans la diode. Le choix de la diode est déterminé en fonction de l'application. Pour notre application concernant le TESF, la bande de fréquence de fonctionnement étant de l'ordre du GHz, cela nous conduit naturellement vers le choix d'une diode Schottky.

Ainsi, dans la suite de cette partie nous allons brièvement décrire les aspects physiques et les différentes caractéristiques électriques que possède une diode schottky.

I.3.3. La diode Schottky

I.3.3.1. Introduction

La diode est le composant le plus significatif des éléments constituant la radiopile. Tous les aspects de performance de la radiopile dépendent principalement des paramètres de la diode. La résistance série, par exemple, limite directement l'efficacité du redressement à

travers les pertes I^2R_s . La capacité de jonction, avec l'ensemble « capacité de boîtier » et inductance de fuite, perturbent l'oscillation des courants harmoniques à travers la diode. La tension inverse de claquage limite la puissance incidente de fonctionnement du redresseur. Ces paramètres perturbent aussi l'adaptation du circuit. Puisque la diode doit fonctionner sur une large plage de fréquence, sa modélisation doit être valide pour plusieurs points de polarisation.

Les critères importants qui interviennent pour le choix de l'élément non-linéaire sont :

- la fréquence de fonctionnement (vers quelques GHz),
- une forte sensibilité pour de faibles puissances collectées,
- un rendement de conversion élevé,
- un prix d'unité bas.

I.3.3.2. Schéma électrique d'une diode Schottky

Le modèle électrique d'une diode Schottky (voir Fig. I.5), est constitué d'une résistance série R_s , d'une capacité de jonction variable C_j et d'une résistance de jonction R_j montées en parallèle. A cela viennent également s'ajouter deux éléments parasites caractérisés par L_p et C_p .

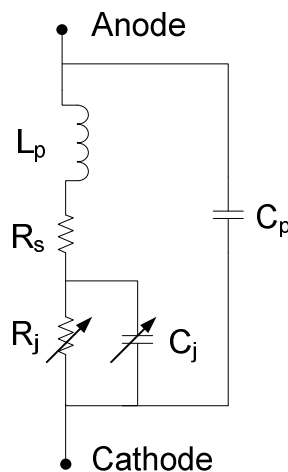


Figure I.5 - Modèle électrique d'une diode Schottky

La capacité de la jonction est égale à :

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_j}{\phi_B}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (I.7)$$

où C_{j0} est la capacité à tension nulle, proportionnelle à la surface S de la jonction. Lorsqu'on applique un signal $V(t)$ entre les deux accès anode et cathode (voir Fig. I.5), il convient qu'une tension suffisante soit vérifiée que lorsque :

$$R_s \ll \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot C_j} \quad \text{si} \quad R_s > 2 \cdot \pi \cdot F \cdot L_s \quad (\text{I.8})$$

On définit donc une fréquence de coupure f_c (cutoff frequency) de la diode par la relation :

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_s \cdot C_j} \quad (\text{I.9})$$

La condition $F < f_c$ est donc nécessaire à respecter pour un fonctionnement correct.

Une diode de bonne qualité doit présenter une fréquence de coupure élevée : ceci ne peut s'obtenir qu'en diminuant R_s et C_j . Pour diminuer C_j et donc C_{j0} , il convient notamment d'avoir une surface de jonction minimale, ce qui explique le succès rencontré jadis par les diodes à pointe. Pour diminuer R_s , il est nécessaire d'utiliser un substrat qui soit le meilleur conducteur possible. Il faut également maintenir la résistance R_{s1} à une valeur minimale de la fraction non dépeuplée de la couche mince sous la grille : ceci ne peut se réaliser qu'en surdopant cette couche ou en augmentant la mobilité des électrons. La première possibilité n'est pas réalisable car augmenter le dopage revient aussi à augmenter C_{j0} , ce qui irait à l'encontre du but recherché. Par ailleurs, accroître la mobilité est possible à condition de changer de matériau semi-conducteur.

L'expression de la résistance de jonction sera décrite à la partie **I.4.5**.

I.3.3.3. Les courbes courant-tension I/V

L'une des caractéristiques de la diode Schottky est le comportement du courant I en fonction de la tension V . La figure I.6 illustre bien cette caractéristique. Le courant inverse de la diode est assez faible car il est de l'ordre du (nA). Les caractéristiques DC d'une diode peuvent être décrites comme une résistance variable avec une relation I/V donnée par :

$$I(V) = I_s (e^{\frac{V}{kT/q}} - 1) \quad (\text{I.10})$$

Il existe une manière très pratique de prédire le comportement DC du redresseur et d'identifier les pertes en fonctionnement (résistance dynamique R_d) : il s'agit d'utiliser des courbes I/V de la diode mettant en relation le courant et la tension appliqués à la diode.

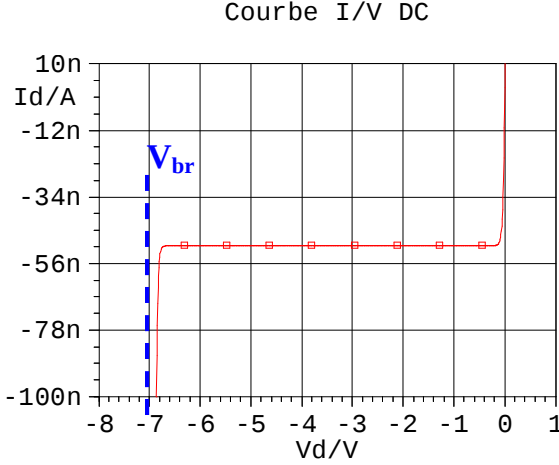


Figure I.6 - Courbe I_d/V_d d'une diode Schottky (ex : HSMS 2860)

Par cette courbe, nous pouvons obtenir la résistance dynamique de la diode, permettant alors d'en déduire sa résistance de série. Sa tension de claquage V_{br} nous renseigne sur la puissance maximale à utiliser.

I.3.3.4. L'impédance de la diode RF

Pour calculer l'impédance d'entrée d'une diode, $Z_{in}(\omega, V)$, l'expression :

$$G_d = \frac{1}{R_j} = \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V=V_0} \quad (I.11)$$

peut être utilisée afin d'inclure la tension d'attaque. Puisque nous avons aussi la formule mettant en relation le courant et la tension à travers la résistance non-linéaire R_j (Eq. I.10), un développement de TAYLOR peut être utilisé pour obtenir :

$$R_j = \frac{1}{\alpha I_s e^{aV}} \bigg|_{V=V_0} \quad (I.12)$$

pour les petits signaux. Pour calculer Z_{in} la capacité de jonction C_j , l'inductance parasite L_p , la capacité parasite C_p et la résistance série R_s sont ajoutées en parallèle tel que :

$$Z_{in} = Z_{C_p} // [Z_{L_p} + R_s + (Z_{C_j} // R_j)] \quad (I.13)$$

et finalement :

$$Z_{in}(\omega, V) = \left[j\omega C_p + \left(j\omega L_p + R_s + \frac{1}{\alpha I_s e^{aV} + j\omega C_j} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (I.14)$$

Cependant, l'équation est uniquement un prédictateur utile de l'impédance d'entrée de la diode non-linéaire en fonctionnement petits signaux. Identique aux définitions d'impédance d'entrée et de sortie d'un transistor en petits signaux, l'utilité de cette définition reste tout de même

limitée car lorsque nous sommes à fortes puissances l'adaptation de la fréquence fondamentale ainsi que les harmoniques de rangs supérieurs doit être prise en compte.

Pour cette raison, la méthode d'analyse des circuits non-linéaires en balance harmonique (HB) sera utilisée par la suite pour simuler et analyser le redresseur RF. Cette méthode fait intrinsèquement appel à l'équation (I.10) et au circuit équivalent représenté par l'équation (I.14).

I.3.4. Efficacité de la diode en fonction de la puissance incidente

L'efficacité de conversion RF/DC du redresseur est optimale en confinant succinctement toutes les harmoniques d'ordre supérieur entre le filtre d'entrée et le filtre DC, en utilisant une diode efficace et un circuit permettant l'adaptation de l'impédance d'entrée de la radiopile à celle de l'antenne. L'efficacité de conversion de puissance de la diode change en fonction du point de polarisation. Donc, cette efficacité change aussi généralement avec la puissance d'entrée comme montrée sur la figure ci-dessous où V_j , V_{br} et R_L représentent respectivement la tension de jonction, la tension inverse de claquage de la diode et la charge. L'efficacité est petite pour les faibles puissances car la tension d'oscillation de la diode est inférieure ou comparable à la tension directe. A l'inverse, l'efficacité augmente avec la puissance mais la limite maximale est atteinte avec la génération des harmoniques de rang supérieur. De plus, l'efficacité décroît brusquement lorsque la tension d'oscillation de la diode excède la tension inverse de claquage de la diode. La puissance d'entrée critique où les effets de V_{br} deviennent importants est exprimée par :

$$P_{in\text{ critique}} = \frac{V_{br}^2}{4 \cdot R_L} \quad (I.15)$$

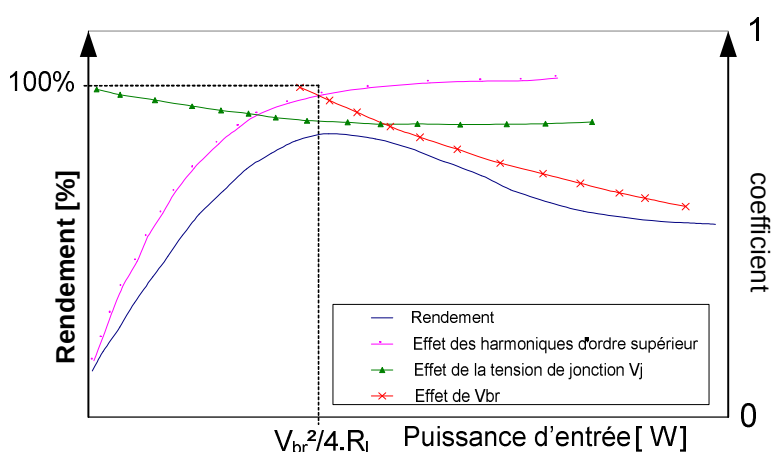


Figure I.7 - Relation générale entre l'efficacité de conversion RF/DC et la puissance d'entrée

I.3.5. Répartition des pertes dans la radiopile

Une étude menée par S. ADACHI et Y. SATO [Ada85] a permis de localiser les pertes rencontrées dans une radiopile pour un point de fonctionnement précis. Le premier travail consistait à modéliser la radiopile en éléments localisés (inductance, capacité, résistance) en prenant en compte les effets des pertes liés aux lignes de transmission, aux filtres et à la diode. Ensuite, grâce à la méthode d'itération de Newton-Raphson, on calcule les équations différentielles non-linéaires en chaque point du circuit équivalent.

La forme des signaux relevée permet dans un premier temps d'identifier le rayonnement des harmoniques de la diode vers l'antenne de réception. Nous avons d'un côté le courant d'antenne I_a , la résistance d'antenne R_a , la charge R_L et la tension max en entrée V . L'utilisation des ces signaux permet également de calculer le rendement théorique de conversion et des pertes, avec respectivement :

$$\text{Efficacité [\%]} = \frac{I_a^2 R_L}{V^2 / 4 R_a} \quad (\text{I.16})$$

$$\text{Pertes [\%]} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T I^2 dt \cdot R}{V^2 / 4 R_a} \quad (\text{I.17})$$

Les pertes globales rencontrées dans le circuit de redressement peuvent être distinguées en trois catégories, à savoir :

- Les pertes dues à la résistance non-linéaire de la diode R_j .
- Les pertes statiques présentes dans la résistance série de la diode R_s .
- Les pertes en conduction des lignes de transmission.

Il en résulte de cette étude que les pertes en conduction de la ligne représentent environ 5% des pertes, tandis que celles localisées dans la résistance série de la diode sont environ de 15%. La précision de ces pertes varie et celles dues à la résistance de jonction de la diode R_j dépendent surtout de la variation de la résistance de charge du redresseur et de la puissance incidente.

On démontre également que les pertes du redresseur dépendent de la fréquence de fonctionnement de la diode. En effet, le circuit équivalent de la diode (voir schéma 1.5) montre la présence de deux éléments qui dégradent les performances du redresseur en empêchant le signal incident d'atteindre la résistance de jonction. L'analyse de la division entre tension et courant prouve que les pertes en dB, à la fréquence incidente ω , sont :

$$\text{Pertes } (\omega) = 10 \cdot \log\left(1 + \frac{R_s}{R_j} + \omega^2 C_j^2 R_s R_j\right) \quad (\text{I.18})$$

En résumé, plus la fréquence de fonctionnement est importante et plus les pertes dans le redresseur sont importantes.

I.3.6. Conclusion

Le rôle du redresseur, qui est l'élément central de ce dispositif de conversion d'énergie RF/DC, revêt un caractère important et doit être judicieusement choisi en fonction de l'application visée. Pour limiter les pertes dans la diode, la résistance série interne doit être la plus faible possible et pour un fonctionnement à fortes puissances la tension de claquage inverse doit être la plus grande possible. D'autres aspects doivent également être pris en compte à savoir le choix de la fréquence de fonctionnement, la topologie du redresseur, etc...

I.4. DIFFERENTES TOPOLOGIES DE RADIOPILE

I.4.1. Introduction

L'opération de redressement est un processus non-linéaire, basé sur l'utilisation d'une diode schottky. Il est donc nécessaire d'optimiser ce circuit de façon à obtenir un système de réception de faible coût présentant un rendement élevé.

Plusieurs topologies de radiopile sont possibles en fonction du positionnement de la diode. Ces topologies ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients en fonction du type d'antenne utilisé, de la puissance de fonctionnement etc... Cependant, certaines d'entre elles se heurtent parfois au problème de conception comme par exemple la réalisation d'un via lors d'une connexion de la diode en parallèle.

Les courbes de simulation présentées dans les parties suivantes ont été effectuées avec des éléments de filtrage idéaux, l'adaptation a été faite grâce à des éléments passifs et les caractéristiques de la diode sont celles qu'on utilisera lors de notre étude finale et qui seront exposées au chapitre 4. Ainsi, selon la topologie, cette première approche en simulation nous permet d'évaluer l'évolution du rendement qu'il nous sera possible d'obtenir dans le cas idéal.

I.4.2. Topologie série

I.4.2.1. Une diode en série

Dans cette configuration, la diode est connectée en série entre le filtre d'entrée et le filtre de sortie. Le filtre d'entrée doit être de type passe bande pour ne laisser passer que la fréquence fondamentale et empêcher tous rayonnements harmoniques issus de la diode. De même, en technologie micro-ruban la représentation d'un filtre passe bande est caractérisée par une connexion à la masse grâce à des via. En effet, sans cette connexion à la masse, la diode ne serait pas polarisée, c'est pour cela qu'avec cette topologie série un filtre passe bande est indispensable. La figure ci-dessous nous montre la représentation complète de cette topologie :

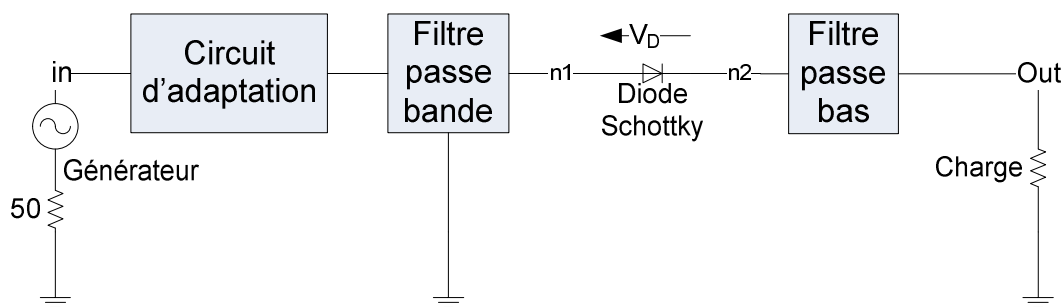


Figure I.8 - Schéma synoptique de la topologie série

L'avantage de cette topologie est principalement lié à sa réalisation et à sa conception. En outre, la caractérisation et la modélisation de la diode en série sont plus aisées que celles en parallèle où la modélisation du via pose problème pour des raisons de reproductibilité.

L'étude suivante porte sur l'efficacité de redressement de cette topologie en fonction de la puissance incidente et de la charge. Dans un premier temps, elle est réalisée pour une seule diode en série. La figure ci-dessous nous illustre alors l'évolution du rendement de conversion de la radiopile en fonction de la charge et de la puissance incidente.

La procédure d'optimisation du rendement du circuit complet fera l'objet du chapitre 4.

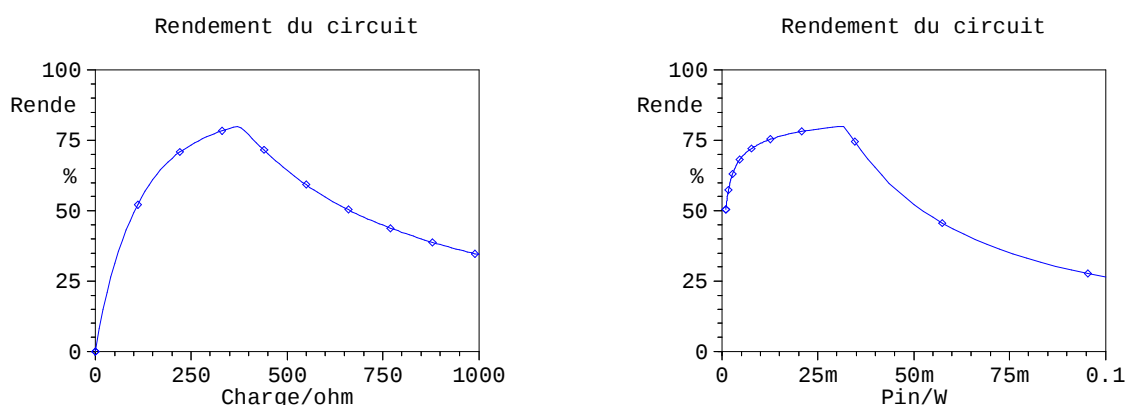


Figure I.9 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente

Après la détermination du rendement maximum obtenu pour une charge et une puissance optimale, notre étude porte maintenant pour N diodes positionnées en parallèle.

I.4.2.2. N diodes en parallèle en topologie série

Comme il a été explicité dans la partie précédente, les pertes du redresseur restent principalement localisées dans la diode. Ainsi, pour compenser celles dues à la résistance de substrat R_S , un moyen simple et astucieux consiste à positionner plusieurs diodes en parallèles en gardant cette topologie série (voir Fig. I.10). En effet, le simple fait de mettre en parallèle les diodes implique également la mise en parallèle de leurs résistances R_S et diminue ainsi la résistance globale équivalente $R_S : R_{S\text{équivalent}} \rightarrow 0$.

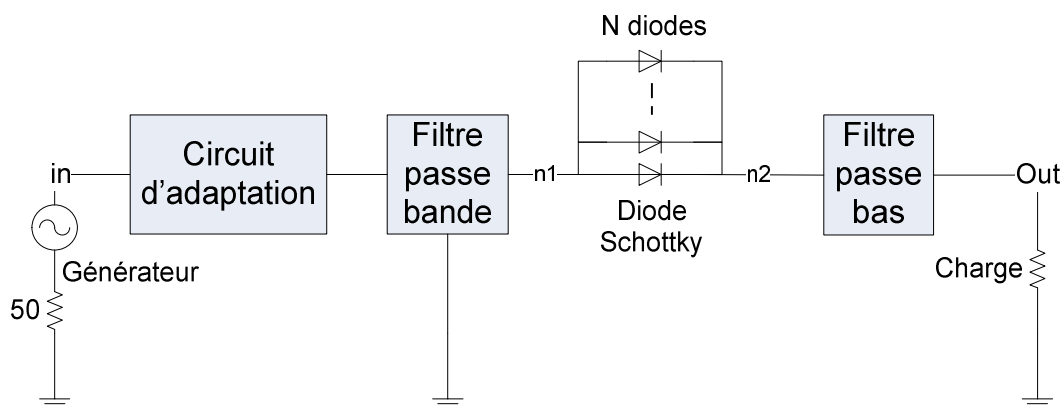


Figure I.10 - Schéma synoptique de la topologie série avec N diodes

La figure suivante nous montre l'évolution de rendement de conversion avec N diodes positionnées en parallèle.

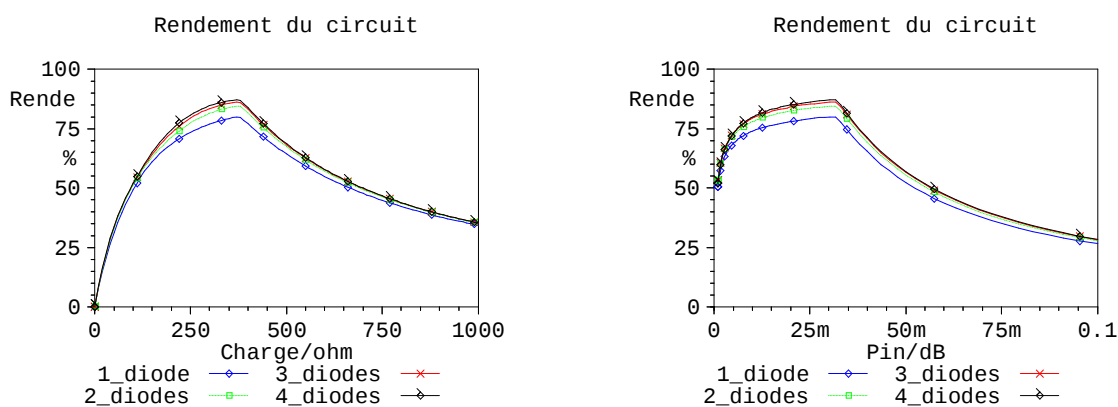


Figure I.11 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente avec N diodes (topologie parallèle)

La courbe de tendance de l'évolution du rendement en fonction de N diodes est présentée ci-dessous par laquelle nous pouvons observer une tendance vers un rendement optimal :

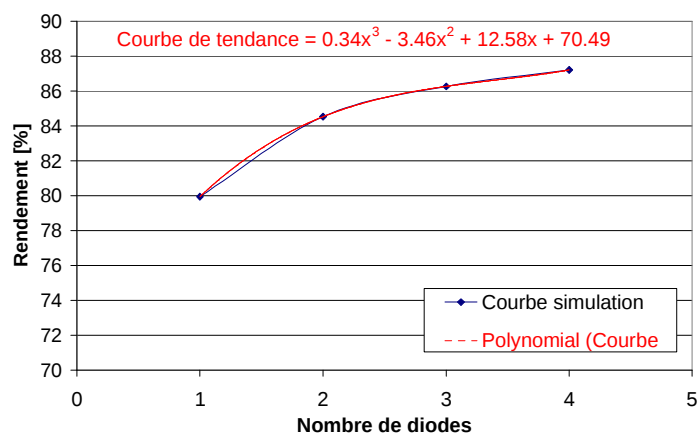


Figure I.12 - Evolution du rendement en fonction de N diodes (topologie série)

Cette topologie présente donc certains avantages, à la fois dans la réalisation et la conception, en passant par la possibilité d'une modélisation aisée de la diode en série. Le maximum de rendement pouvant être atteint est d'environ 88% avec N diodes positionnées en parallèle pour une puissance incidente de 15dBm et une charge de 375Ω.

I.4.3. Topologie parallèle

I.4.3.1. Une diode en parallèle

Dans cette configuration, la diode est désormais positionnée en parallèle toujours entre le filtre d'entrée et le filtre DC, avec l'anode ou la cathode à la masse. La diode se retrouve polarisée naturellement par la tension DC redressée, ce qui implique qu'un filtre passe bande en entrée n'est plus concevable du fait de sa connexion à la masse en technologie micro-ruban. Ainsi, l'utilisation d'un filtre passe bas en entrée est nécessaire, permettant à la fréquence fondamentale f_0 de passer et de filtrer toutes les autres fréquences susceptibles d'être rayonnées vers l'antenne. En pratique, comme en simulation, l'utilisation d'un « bloc DC » est indispensable entre le filtre passe bas et la diode, empêchant ainsi le retour du DC vers le générateur. La figure ci-dessous nous montre le schéma bloc de cette topologie.

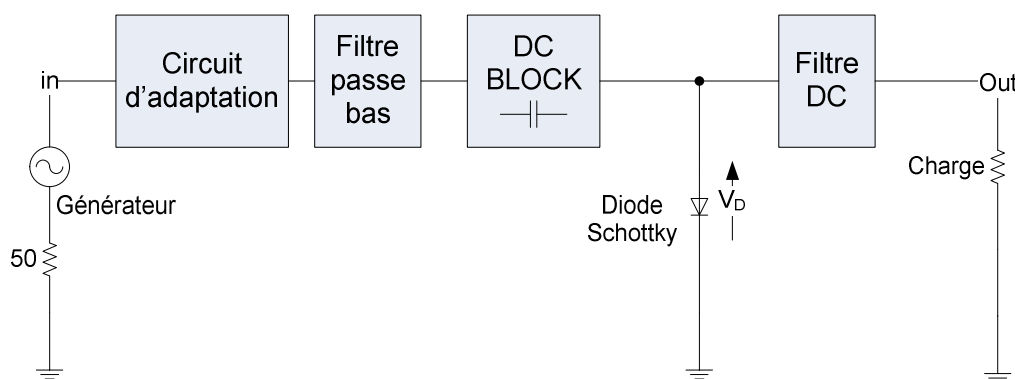


Figure I.13 - Schéma synoptique de la topologie parallèle

De même, la figure suivante expose l'évolution du rendement en fonction de la puissance incidente et de la charge.

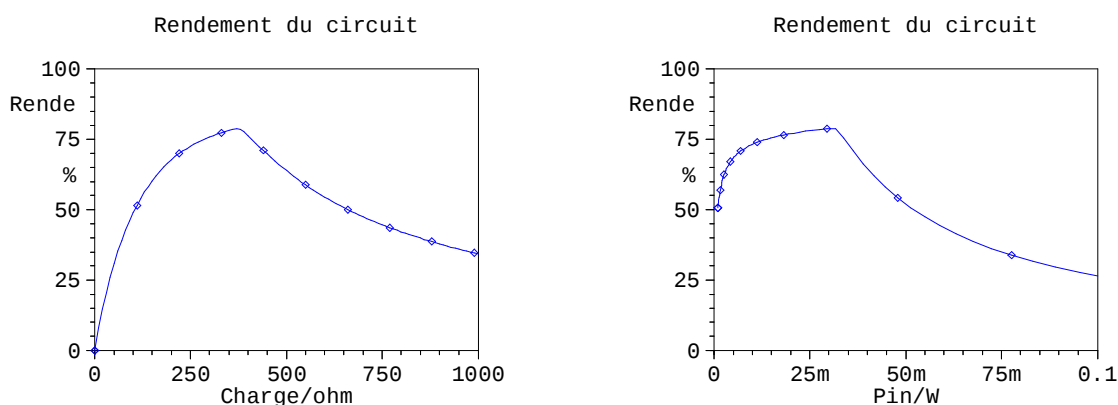


Figure I.14 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente

I.4.3.2. N diodes en parallèle en topologie parallèle

De même que pour la topologie série, nous insérons plusieurs diodes en parallèle et nous effectuons une étude sur l'augmentation apportée sur le rendement.

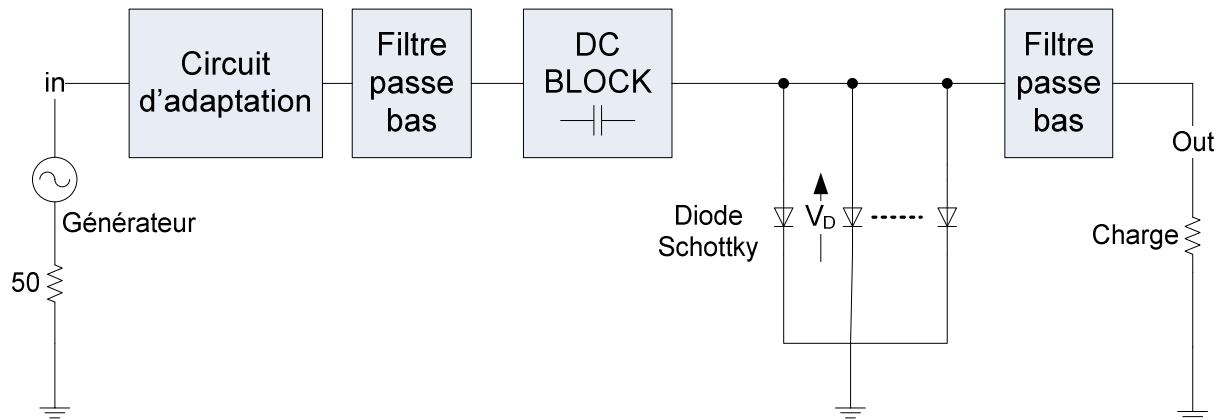


Figure I.15 - Schéma synoptique de la topologie parallèle avec N diodes

Les figures suivantes illustrent l'évolution de rendement de conversion avec N diodes positionnées en parallèle.

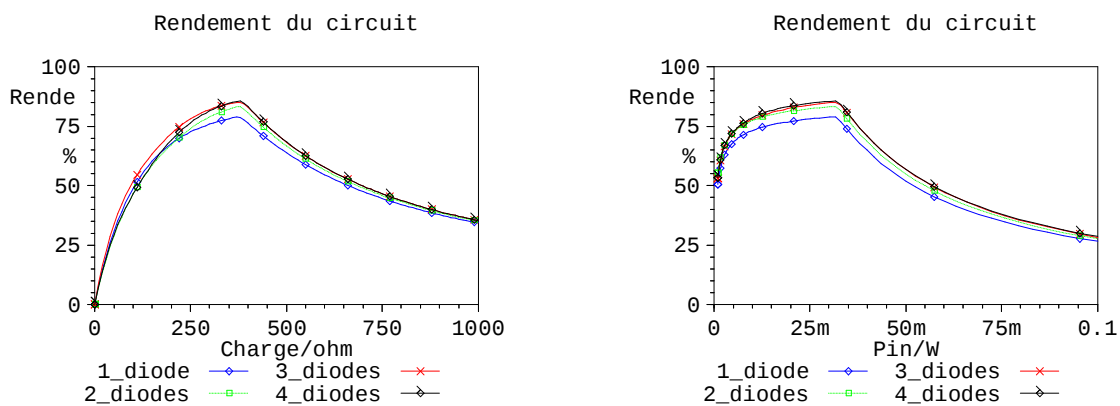


Figure I.16 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente avec N diodes (topologie parallèle)

La courbe de tendance de l'évolution du rendement en fonction de N diodes est présentée ci-dessous, la tendance étant pratiquement la même que pour la topologie série :

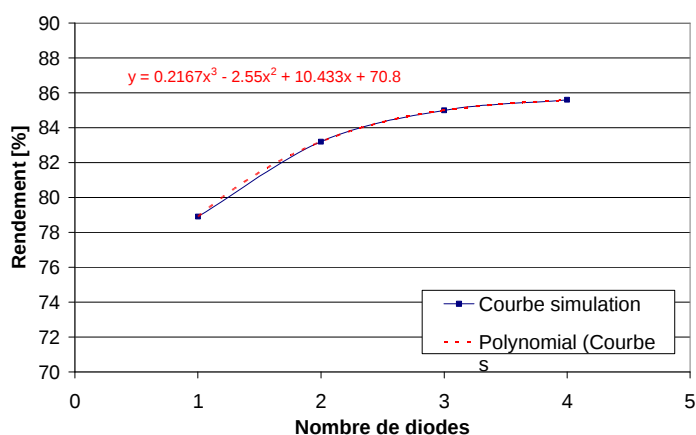


Figure I.17 - Evolution du rendement en fonction de N diodes (topologie parallèle)

En conclusion, nous pouvons observer que les performances obtenues avec la topologie parallèle sont légèrement inférieures à celles en série. Une petite différence se fera également ressentir en pratique quant à la conception, la réalisation mais aussi à l'optimisation du circuit. En effet, celui-ci nécessitera la présence d'un élément « DC BLOCK » pour assurer la polarisation de la diode.

I.4.4. Topologie doubleur de tension

Les diodes de redressement peuvent être combinées de différentes manières afin de produire une plus grande tension DC en sortie [AN956-4]. Cette partie décrit un circuit micro-onde qui combine le rendement détecté de deux diodes pour la réalisation d'un détecteur avec une sensibilité du double de la tension habituelle. La figure ci-dessous nous montre le schéma de principe de ce circuit nommé « doubleur de tension » :

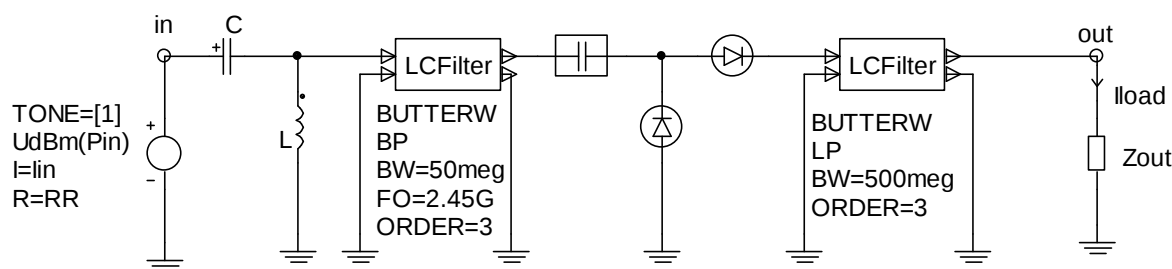


Figure I.18 - Schéma synoptique de la topologie doubleur de tension

Dans cette version du doubleur, l'inversion de la polarité des diodes est nécessaire. Il peut être noté que les deux diodes se retrouvent en dérivation en RF, l'impédance en est alors réduite de moitié. La conception de circuits d'adaptation d'impédance se retrouve alors plus aisée. Les figures suivantes nous montrent l'évolution du rendement de la radiopile en fonction de la puissance et de la charge :

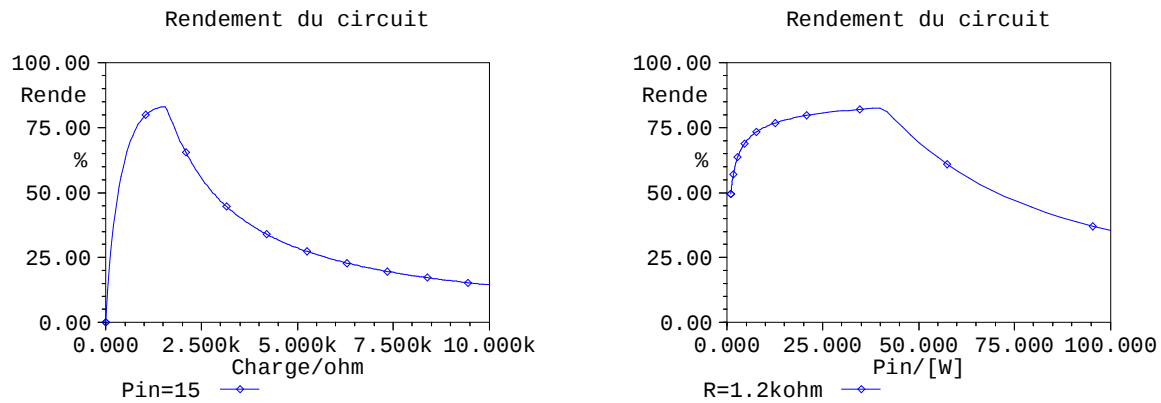


Figure I.19 - Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente

On peut noter que le rendement de la radiopile est sensiblement supérieur à celui obtenu avec une diode en topologie parallèle ou série. On passe donc de 80% à 83% de rendement pour la topologie doubleur de tension. La charge optimale est également supérieure à cette topologie de l'ordre de 1.2 K Ω . Néanmoins, la réalisation et la conception de cette topologie s'avèrent être plus délicates.

I.4.5. Topologie haut rendement pour faible puissance d'attaque

Il existe une technique s'appuyant sur les travaux effectués par H. ERIKSSON et W. RAIMOND [AN1328] [Zbi04] permettant d'améliorer la sensibilité d'un redresseur à faibles puissances. L'amélioration de la sensibilité du redresseur est possible par l'augmentation de la charge pour les faibles puissances incidentes. En effet, d'après [Wat69], nous pouvons exprimer la valeur de la résistance de jonction de la diode par la relation suivante :

$$R_j = \frac{\eta KT}{q(I_s + I_B)} \quad (I.19)$$

Où :

η : facteur d'idéalité.

K : constante de Boltzmann

q : charge électrique

I_s : courant de saturation

I_B : courant de polarisation

T : Température de Kelvin

La courbe suivante expose la caractéristique I/V simulée en sortie de la radiopile en fonction de la puissance RF incidente.

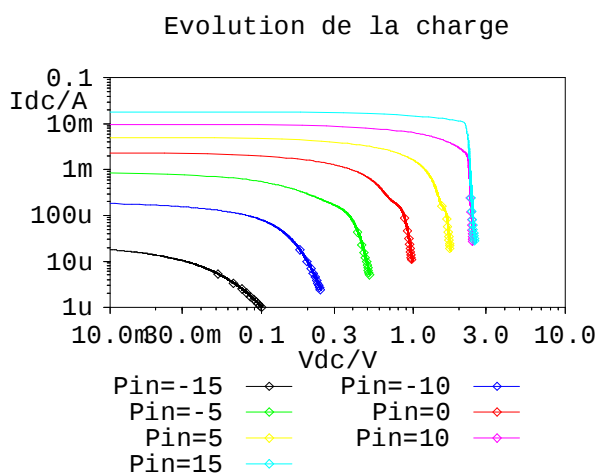


Figure I.20 – Caractéristique I/V en fonction de la puissance incidente

Le maximum d'efficacité est atteint pour une valeur de charge différente à chaque puissance RF, celles-ci étant présentées dans le tableau suivant :

Puissance collectée	Charge optimale	Idc [mA]	Vdc [V]
15	200	10.8	2.16
10	290	4.916	1.426
5	310	2.42	0.75
0	320	1.11	0.35
-5	410	0.38	0.158
-10	990	0.09	0.09
-15	3600	0.009	0.33

Tableau 1.1 – Résistance optimale en fonction de la puissance incidente

Ainsi, selon les caractéristiques I/V d'une diode Schottky nous savons que la valeur de I_S est très faible : de l'ordre du nano-ampère lorsque le courant de polarisation de la diode I_B tend vers 0, ce qui implique que R_j devient très élevé. Si nous connectons maintenant une autre diode Schottky en série avec la charge du redresseur, nous avons bien l'association charge+diode qui tendra vers une valeur de résistance globale élevée lorsque la puissance incidente diminuera, c'est à dire lorsque le courant de polarisation de la diode diminuera.

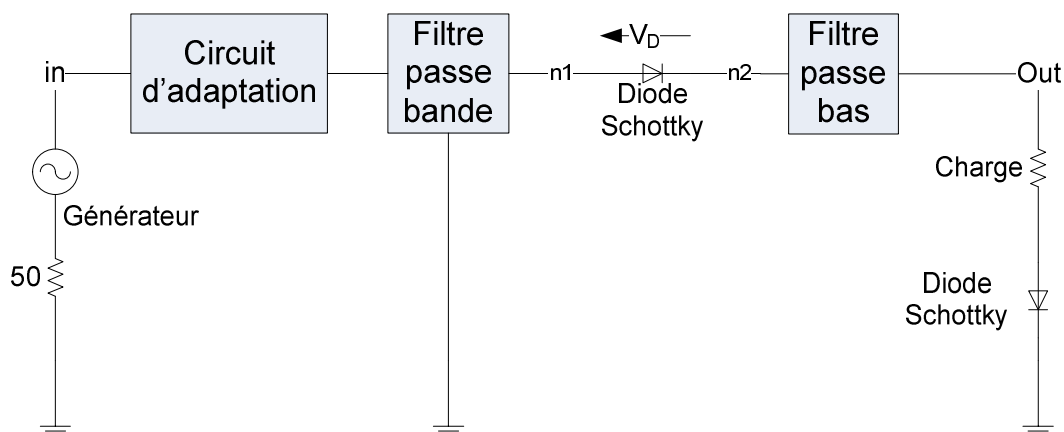


Figure I.21 - Schéma synoptique de la topologie série compensée avec charge+diode

Les figures ci-dessous témoignent de l'amélioration apportée au rendement de conversion par cette diode connectée en série avec la charge pour différentes puissances incidentes :

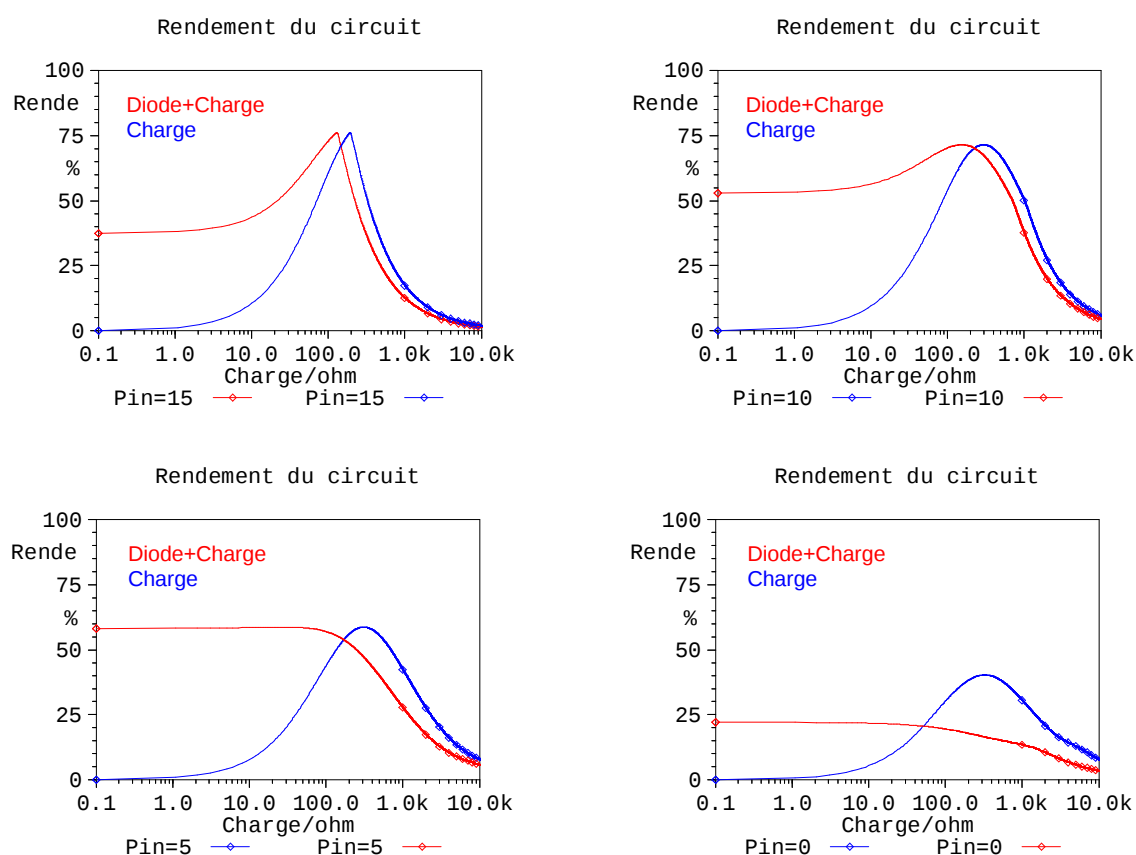


Figure I.22 - Comparaison entre l'évolution du rendement de deux radiopiles avec et sans charge compensée

L'avantage de cette topologie réside dans le fait que le rendement à fortes puissances se retrouve peu affecté du fait de l'effet inverse procuré sur la résistance de jonction de la diode. Ainsi, la résistance de jonction décroît en même temps que l'augmentation de la polarisation de la diode et l'impédance de la diode tend donc vers une résistance globale de l'ordre de R_s ,

connectée en série avec la résistance de jonction. Cette résistance étant de faible valeur, elle aura alors peu d'effet sur l'adaptation d'impédance du redresseur à la fréquence fondamentale.

I.5. PROBLEMATIQUE

Néanmoins, sur la partie réception, malgré un certain nombre de travaux menés et validés par de nombreux résultats [Lar00][Jam98][Hei01], toutes les pistes de recherches concernant l'optimisation du système de redressement ou permettant d'améliorer ceux existant n'ont pas encore été soulevées. Il en reste encore plusieurs à explorer ou à améliorer, en particulier, en ce qui concerne :

- La modélisation exacte du redresseur (la diode Schottky) pour plusieurs points de fonctionnement et sur une large bande de fréquence.
- Une modélisation simple des antennes d'émission, de réception et du canal de transmission de l'énergie permettant une simulation et une optimisation rapides et efficaces du système global.
- L'optimisation de la radiopile complète sous un même environnement de simulation électronique.

Dans cette perspective, nous aborderons au travers des chapitres suivants ces différentes pistes de recherches en comparant à chaque étape de modélisation et de simulation, les résultats simulés à ceux mesurés en pratique. Une fois toutes ces étapes de modélisation effectuées, l'optimisation se fera sur un choix de topologie de radiopile, tandis que le choix de la puissance de fonctionnement nous guidera vers celui de la diode de redressement à utiliser.

I.6. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [Ada85] Adachi S. and Sato Y., "Microwave to DC Conversion Loss of Rectenna", Space Solar Power Review, Vol. 5, pp. 357-363, (1985).
- [AN1328] Hans E. and Raymond W. W., Design Tip: "A Temperature Compensated Linear Power Detector", Agilent Technologies, Inc., (2003).
- [AN956-4] "Schottky diode doubler voltage", Agilent Technologies, Inc., (1999).
- [Bro64] Brown W. C., "Experiments in the transportation of energy by microwave beam", IEEE int. Convention record 12, pp. 8-17, 1964.
- [Cha02] Chane Kuang Sang L., "Stratégie de contrôle hybride d'un magnétron verrouillé par injection pour un Transport d'Energie Sans Fil par onde hyperfréquence", Thèse soutenue à l'Université de la Réunion, Faculté des Sciences et Technologies, (2002).
- [Duc91] Duchet, Cabaret, Laurens, Miscault, "Space power supply network using laser beam", Toussaint Gex, proc. Congrès SPS91, pp.554-557, Paris, (1991).
- [EH96] Electronique Hebdo n°237, "L'induction rajeunit le principe de l'éclairage public", p.38, (Oct. 1996).
- [Fit1880] Fitzgerald G.F., "On the possibility of originating wave disturbances in the ether by means of electric forces", Scientific Transactions of the Dublin Royal Society, 1880.
- [Gla68] Glaser P.E., "Power from the sun, its future", science 162, pp 857-961, 1968.
- [Gou61] Goubau G. and Schwering F., "On the guided propagation of electromagnetic wave beam", IRE transactions on antennas and propagation, vol. AP9, pp.248-256, (1961).
- [Hei01] Heikkinen J. and Kivikoski M., "Performance and Efficiency of the Planar Rectennas for Short-Range Wireless Power Transfer at 2.45GHz", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 31, N°2, pp 86-91, (Oct 2001).
- [Jam98] James O. Mc S. and Richard M. D., "A Novel Oscillating Rectenna for Wireless Microwave Power Transmission", IEE MTT-S, pp 1161-1163, (1998).
- [Kaw96] Kawamura A., Ishioka K., Hirai J., "Wireless transmission of power and information through one high-frequency resonant AC link inverter for robot manipulator applications", IEEE transaction on industry applications, vol N°32, pp. 503-508, mai/juin 1996.

- [Kog66] Korgelnik H., Li T., "Laser Beams and resonators" Proc.IEEE, Vol.54, N°10, (Oct. 1966).
- [Kra02] Kraus J. D. and Marhefka R. J., "Antennas for All Applications", Third Edition, p. 165, p. 322, (2002).
- [Lan97] Lan Sun Luk J. D., Celeste A., Romanacce P., Chane Kuang Sang L., Gatina J. C., "Point to point wireless power transportation in Reunion Island", Equipe ACTES, Congrès IAF97, Turin, Oct. 1997.
- [Lar00] Larry W. E. and Abdur R. K., "A compact Dual-Polarized 8.51GHz Rectenna for High-Voltage (50V) Actuator Applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, N°1, pp 111-120, (January 2000).
- [Leh91] Lehman L. P., Canough G. E., "The environmental impact of SPS: a social view", proc. du congrès SPS91, pp.195-200, Paris, (août 1991).
- [Lom96] Loman V. I., and Rusov V. V., "Problems of Frequency Ensuring to the Energy Transmission System by Means of Radiobeam", Space energy and Transportation, Vol. 1, N°4, pp 288-293, (1996).
- [Sak96] Sakamoto H, Washimiya S., "Magnetic coupled power and data transferring system with detachable transformer", IEEE transactions on magnetics, vol 32, n°5, pp.4983-4985, sept. 1996.
- [Wat69] Watson H. A., "Microwave Semiconductor Devices and Their Circuit Applications", Editor, McGraw-Hill Book Company, New York, (1969).
- [Yoo92] Yoo T. W. and Chang K., "Theoretical and Experimental Development of 10 and 35GHz Rectennas", Transactions and microwave Theory and Techniques, Vol. 40, N°6, (June 1992).
- [Zbi04] Zbitou J., "Modélisation et optimisation de convertisseurs AC-DC pour des applications en faible et forte puissance hyperfréquence", Thèse soutenue à l'école des Mines de Nantes, Faculté des Sciences et Technologies de l'Information et des matériaux, (2004).
- [Süs68] Süsskind C., "The Early Electronics. I- Electromagnetics before Hertz", IEEE Spectrum, august 1968.

CHAPITRE II

Méthodologie de caractérisation HF non-linéaire
de diode Schottky sur large bande de fréquence et
pour plusieurs points de fonctionnement

II.1 INTRODUCTION	33
II.2 L'OBJECTIF DE LA MODELISATION.....	33
II.3 INTRODUCTION AUX PARAMETRES S FORTS SIGNAUX.....	37
II.4 METHODES DE CARACTERISATION DE COMPOSANT NON-LINEAIRE	40
II.5 MONTAGE EXPERIMENTAL POUR LA MESURE DES PARAMETRES S	44
II.6 IMPLEMENTATION DE LA CALIBRATION TRL.....	45
II.7 CONCEPTION ET REALISATION D'UN BANC DE MESURE AUTOMATISE.....	51
II.8 EXTRACTION ET STOCKAGE DES PARAMETRES S	57
II.9 OPTIMISATION ET IDENTIFICATION DES ELEMENTS DU MODELE DE LA DIODE	61
II.10 CONCLUSION	69
II.11 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	70

II.1 INTRODUCTION

Dans la perspective de simuler et d'optimiser une radiopile complète sous un environnement de conception électronique, faire le choix d'un modèle pour l'élément actif constitue une étape essentielle. En outre, la caractérisation de ce composant l'est autant.

En effet, le concepteur doit pouvoir s'appuyer sur les grandeurs électriques et physiques caractéristiques du composant actif, avant d'envisager une conception plus globale du système et de réaliser son optimisation.

Ainsi, quel que soit le domaine scientifique concerné, la nécessité de déterminer un modèle valable pour décrire la réalité est à la base de toutes recherches scientifiques. Toute la physique est décrite à partir de modèles d'équations qui visent à traduire au mieux les observations ou mesures.

Dans ce chapitre, nous allons expliciter dans un premier temps, le choix pris pour la modélisation du composant actif sous notre simulateur électronique. Puis, après un bref rappel des méthodes de caractérisation existantes, nous décrirons celle qui nous a permis d'extraire les paramètres en pratique du modèle utilisé en passant par la conception et la réalisation d'un banc de mesure automatisé. Cette méthode de caractérisation s'appuie sur l'utilisation de paramètres usuels de description de circuits linéaires haute-fréquence : les paramètres S. Pour cela, nous introduirons la définition de ces paramètres et leur application à un élément non-linéaire en régime forts signaux.

II.2 L'OBJECTIF DE LA MODELISATION

La modélisation ne se limite pas tant à notre capacité mais à notre volonté de faire. En effet, augmenter le nombre de phénomènes à prédire accroît la complexité du modèle, et par conséquent toutes les étapes de conception, d'extraction et de validation seront plus coûteuses en terme de temps. Il est ainsi évident que dans le cadre d'une application industrielle par exemple, il est nécessaire de mettre des limites à la complexité et de réduire au maximum le temps de génération d'un modèle (« time is money »). Bien qu'il soit toujours plus intéressant de posséder un modèle versatile, efficace et aussi général que possible, l'industrie ne permet pas à l'utilisateur de passer un temps infini sur un modèle pour en apprécier toutes les facettes.

Nous pouvons alors nous interroger sur les caractérisations indispensables à nos modèles. En électronique, la validité et la précision des modèles de composants vont conditionner la justesse des prévisions des comportements du composant modélisé. Ainsi, lorsqu'il s'agit d'optimiser un circuit en terme de rendement, on conçoit bien qu'il faille apporter une attention toute particulière aux modèles choisis pour chacun des éléments du circuit. Celui-ci doit être modélisé dans sa globalité avant toute tentative d'optimisation, mais encore faut-il disposer de modèles valables pour chaque élément.

L'établissement d'un modèle passe généralement par trois grandes étapes [Fad03] :

- Le choix du modèle : c'est ce choix qui va conditionner la démarche expérimentale, les paramètres du modèle ainsi que la manière dont on utilisera celui-ci. Selon les connaissances *a priori* que l'on peut avoir sur le comportement du composant, on choisira entre un modèle « physique » ou un modèle analytique.
- Technique de caractérisation expérimentale : une fois le modèle sélectionné et paramétré, il faut convenir des mesures à effectuer qui permettront d'obtenir les paramètres inconnus. Cela signifie qu'il sera nécessaire de disposer d'un appareillage et d'un banc de test adaptés à l'extraction des paramètres désirés.
- Extraction des paramètres : enfin, après que les mesures nécessaires aient été faites, on parvient à calculer les paramètres inconnus¹. On dispose dès lors d'un modèle du composant.

Avant de satisfaire à cette interrogation, il conviendra de situer le domaine d'application, et d'établir dans quel but et de quelle manière le modèle sera utilisé. En restant le plus général possible, on distingue deux grandes familles de modélisation qui se subdivise chacune en d'autres sous-familles.

II.2.1 Types de modèle

D'un côté, on peut faire le choix d'une **modélisation physique** du composant. Les modèles physiques permettent de décrire le composant actif en terme de propriétés de transport de charges et d'étudier l'influence des caractéristiques matérielles et géométriques, conduisant ainsi à une description physique et électrique du composant. Cette modélisation est réalisée en résolvant les équations physiques des composants qui décrivent les transports de charge dans les semi-conducteurs. C'est pourquoi, ces modèles représentent une alternative intéressante aux modèles électriques non-linéaires dans la mesure où ils mettent en relation les caractéristiques électriques à la physique (mobilité, masse effective...) et aux paramètres technologiques (géométrie, niveau de dopage, épaisseur des couches,...).

Par contre, l'utilisation de ce modèle dans les logiciels de conception de circuits non-linéaires est encore peu répandue en comparaison des modèles électriques. La raison principale est que les modèles physiques sont beaucoup plus complexes et nécessitent donc des temps d'optimisation beaucoup plus importants.

En revanche, dans d'autres cas, la connaissance préalable à l'établissement du modèle ne permet pas de traduire le comportement par un circuit équivalent : on est alors amené à choisir

¹ Cette extraction passe généralement par la résolution d'un système linéaire ou une interpolation.

un **modèle analytique** où les inconnues sont des fonctions des différentes entrées du système. On parle alors de modélisation boîte noire².

Le type de fonctionnement du composant influe aussi énormément sur le choix du modèle: un fonctionnement en régime petit signaux autorise quelques linéarisations. Pour le même composant, pour peu qu'il soit non-linéaire, en régime larges signaux, une telle simplification peu mener à de fortes imprécisions et à un modèle qui ne permet pas de décrire correctement le comportement du dispositif.

II.2.2 Proposition de modèle

C'est à ce stade que tout se décide. Ce choix conditionne (ou est conditionné par) l'utilisation que l'on fera du modèle. Chaque topologie ayant des restrictions d'utilisation en précision, rapidité etc...

Pour illustrer ce propos, on peut donner cet exemple, s'il s'agit simplement de modéliser un transistor en fonctionnement petits-signaux pour un point de fonctionnement, les circuits équivalents classiques sont bien suffisants et comportent un faible nombre de paramètres à déterminer. En revanche, pour des composants moins courants et en régime de fonctionnement forts-signaux, il faudra rechercher un modèle, certes plus général, mais plus difficile à paramétrer et nécessitant des mesures bien plus lourdes. Ainsi, deux approches s'opposent, même pour la modélisation de composants non-linéaires : soit on effectue plusieurs mesures en régime petits-signaux à tous les points de fonctionnement possibles, soit l'on choisit de couvrir toute la plage des caractéristiques des composants par des mesures en forts-signaux, qui seront certainement moins nombreuses mais plus difficiles à réaliser et à exploiter.

Le modèle se substitue parfois à la théorie du fait de sa simplicité relative. Il a donc pour rôle de décrire une réalité complexe de manière simple et compréhensible.

Un bon modèle comporte quatre qualités essentielles :

- Il permet d'expliquer certaines propriétés ou certains comportements de la réalité qu'il représente.
- Il met en relation diverses observations de manière à obtenir une interprétation structurée de la réalité qu'il représente.
- Il permet de prévoir, dans une certaine mesure, des événements nouveaux qui pourront ensuite être observés.
- Il peut être amélioré à la lumière de nouvelles observations.

² En anglais « *Black-box* ».

Dans une radiopile, les composants passifs intervenant disposent tous pour la plupart de modèles fiables (lignes de transmission, condensateurs, inductances) et disponibles dans les environnements de simulation utilisés. La radiopile contient toutefois un composant non-linéaire, indispensable à la réalisation de la fonction redressement, à savoir la diode Schottky. Le modèle de ce composant est à déterminer. Ce modèle doit à la fois être simple à caractériser, facile à identifier, reproductible et doit pouvoir s'intégrer aisément dans l'environnement de simulation électronique disponible au sein du laboratoire. Les diodes Schottky utilisées sont disponibles commercialement sous la forme de boîtier. Lorsque des analyses linéaires ou non-linéaires sont effectuées sur un élément actif, le circuit actif ainsi que son boîtier d'encapsulation doivent être modélisés avec précision. Le boîtier de la diode HSMS-2860 peut être modélisé par des paramètres SPICE ou par des éléments passifs comme représenté sur la figure ci-dessous [AN1124]:

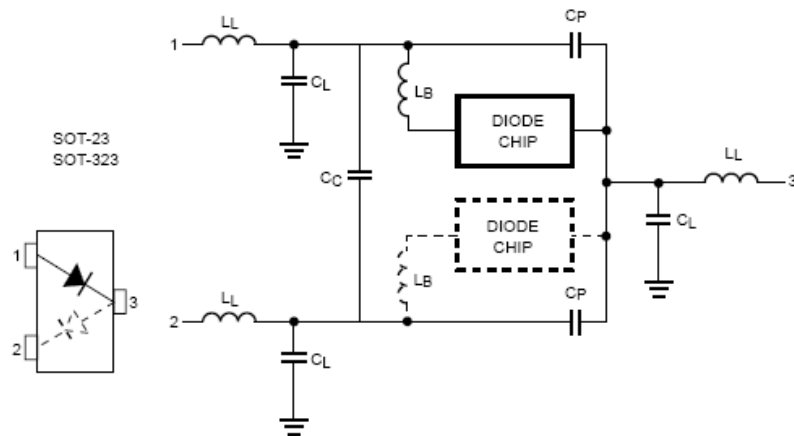


Figure II.1 - Modèle du boîtier SOT-3x3

Ainsi, pour un positionnement de la diode Schottky en série, le modèle que nous avons retenu dans notre étude fait tout d'abord appel à un modèle physique du composant représenté par un modèle générique pris dans la bibliothèque d'un logiciel de conception électronique APLAC, modélisant le comportement non-linéaire de la diode. Puis des éléments passifs externes (L_{b1} , L_{b2} , L_{b3} , C_p , C_{p1} , C_{p2} et C_{p3}) sont inclus pour compléter ce modèle générique et pour décrire à la fois les aspects parasites du boîtier de la diode mais aussi ceux apportés par le couplage avec les lignes de transmission auxquelles elle est connectée. La figure II.2 ci-dessous présente le circuit équivalent du modèle choisi :

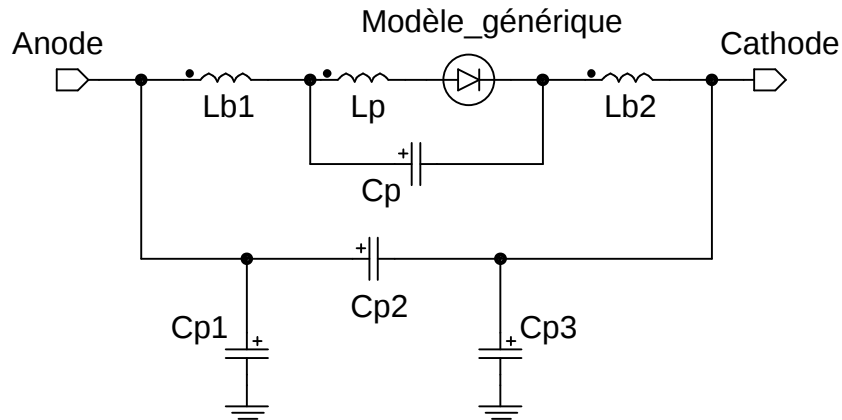


Figure II.2 - Circuit équivalent du modèle

Les capacités C_{p1} , C_{p2} et C_{p3} viennent de la modélisation physique du trou en série avec la microbande qui permet la connexion de la diode, donnée par la figure II.3 suivante :

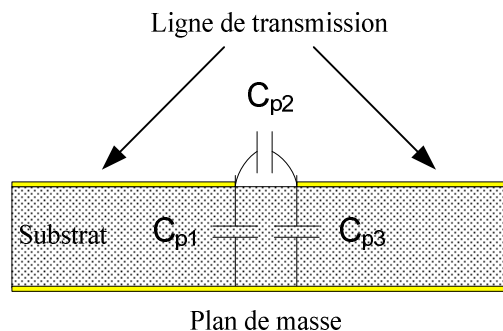


Figure II.3 - Le trou en série et son circuit équivalent global

En effet, pour que l'énergie puisse être transférée à travers le trou, les extrémités de la microbande en circuit ouvert doivent avoir des charges égales et opposées. Ainsi, une capacité existe à travers le trou et on la note C_{p2} . Les condensateurs C_{p1} et C_{p3} reliés au plan de masse représentent les champs parasites entre la bordure de la masse et chaque extrémité des lignes.

Avant d'aborder la problématique de l'extraction de paramètres, nous donnons un rappel des définitions des paramètres de caractérisation expérimentale en hyperfréquence auxquels nous pouvons avoir accès au laboratoire.

II.3 INTRODUCTION AUX PARAMETRES S FORTS SIGNAUX

Dans les années 50, le concept de paramètres S fut introduit dans le but de modéliser des systèmes micro-ondes linéaires. Puis, durant les années 70, l'offre commerciale d'instrumentation scientifique radiofréquence devint plus accessible, ce qui eut pour conséquence une utilisation généralisée de ces paramètres. De nos jours, la possibilité de mesurer et de modéliser à l'aide de paramètres S des systèmes fonctionnant dans leur région linéaire est devenue courante. C'est un des éléments ayant participé à l'essor et à l'évolution rapide de l'industrie électronique de la haute fréquence. Les paramètres S se sont tellement

développés que beaucoup de gens croient à leur omnipotence lorsqu'il s'agit de résoudre des problèmes micro-ondes même lorsqu'ils sont non-linéaires. Cependant, par définition, les paramètres S sont uniquement applicables si le théorème de superposition est valide, en d'autres termes si le composant ou le système se comporte linéairement.

Actuellement, il est devenu essentiel de parvenir à utiliser des composants fonctionnant dans leur région linéaire. Ceci est dû à l'utilisation de schémas de modulation complexe et à la demande de haut rendement de puissance à faible coût dans des applications de télécommunications modernes. Lorsqu'un composant non-linéaire est testé, le degré de complexité augmente considérablement. Par exemple, lorsqu'un signal en onde continue est appliqué à l'entrée du DUT³, des harmoniques sont créés par le composant.

Ci-dessous, nous faisons le point sur la théorie des paramètres S appliquée à la caractérisation d'un élément passif, puis nous présentons un bref aperçu sur l'utilisation de ces paramètres S pour la caractérisation des systèmes non-linéaires à forts signaux.

II.3.1 Rappel sur les paramètres S⁴

Pour représenter le comportement de composants électroniques linéaires aux fréquences micro-ondes, nous avons coutume d'utiliser des matrices dites « de répartition », qui facilitent la description du dispositif. Cette représentation s'applique à toutes sortes de composants linéaires (lignes de transmission, composants discrets aussi bien passifs qu'actifs etc...) quel que soit le nombre de ports que comporte le composant.

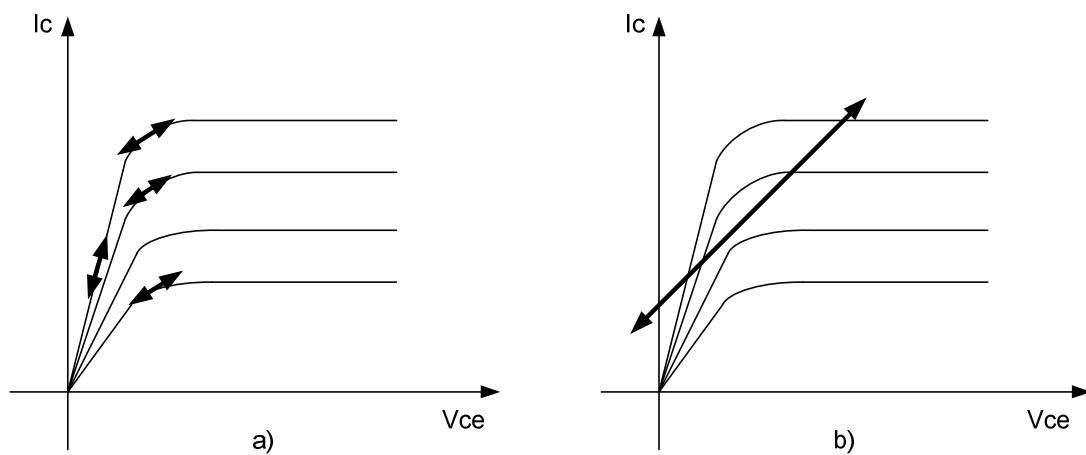


Figure II.4 - Différente approche de la modélisation : a) approche incrémentale
b) approche forts signaux

³ Device Under Test, acronyme DUT en anglais.

⁴ Pour *Scattering Parameters*.

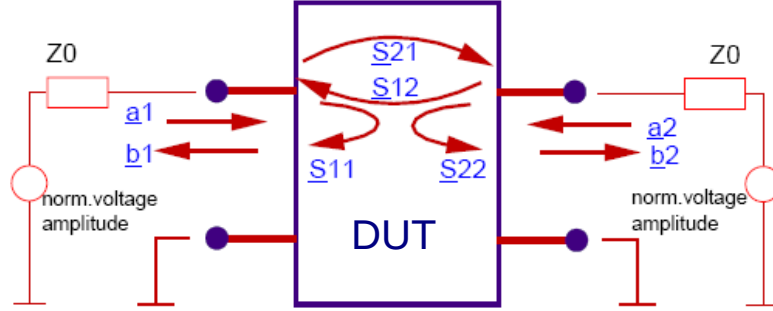


Figure II.5 - Circuit à deux ports

Prenons l'exemple d'un composant à deux ports, en figure II.5. On peut complètement décrire le comportement de ce circuit à deux ports linéaires à l'aide de sa matrice de paramètres Y ou sa matrice de paramètres S^5 . En effet, on a :

$$[I] = [Y][V] \leftrightarrow \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$[b] = [S][a] \leftrightarrow \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

a et b représentant les ondes de tension incidentes et réfléchies aux deux ports du composant. Ainsi, S_{11} (resp. S_{22}) s'assimile au coefficient de réflexion en puissance au port 1 (resp. au port 2), tandis que S_{12} et S_{21} s'apparentent aux coefficients de transmission (port 1 vers 2 et port 2 vers 1).

Aux fréquences micro-ondes, ce sont le plus souvent les paramètres S qui sont utilisés pour la simple raison qu'avec l'utilisation d'un analyseur de réseau il est possible de séparer les ondes incidentes des ondes réfléchies et fournir une mesure de ces paramètres. D'autres matrices de répartition peuvent être rencontrées. Chacune de ces matrices est liée aux autres par une matrice de passage linéaire.

II.3.2 Application des paramètres S à un circuit non-linéaire

On restreint bien souvent l'application des paramètres S aux seuls circuits linéaires. En réalité, il est possible de définir les paramètres S pour un système non-linéaire [Cal02] à la différence près que ceux-ci seront des fonctions du temps, de l'amplitude des signaux ou des impédances présentées aux deux ports et non plus uniquement à la fréquence.

En fait, il suffit de considérer la description du système sous forme de paramètres S comme un changement de base par rapport à la conventionnelle représentation en tension-

⁵ Ces paramètres Y ou S sont bien entendu des fonctions de la fréquence considérée.

courant. Ainsi, comme on peut trouver une matrice de changement de base inversible pour passer de la représentation tension-courant à celle correspondante aux paramètres S, l'utilisation de ces dernières n'est pas limitée aux seuls systèmes linéaires. En effet, les relations non-linéaires entre $\mathbf{V}$ et $\mathbf{I}$ seront traduites sous forme de relations non-linéaires entre $\mathbf{a}$ et $\mathbf{b}$:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\sqrt{Z_{01}}} & 0 & \frac{\sqrt{Z_{01}}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2\sqrt{Z_{02}}} & 0 & \frac{\sqrt{Z_{02}}}{2} \\ \frac{1}{2\sqrt{Z_{01}}} & 0 & -\frac{\sqrt{Z_{01}}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2\sqrt{Z_{02}}} & 0 & -\frac{\sqrt{Z_{02}}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

II.4 METHODES DE CARACTERISATION DE COMPOSANT NON-LINEAIRE

Pour beaucoup de composants non-linéaires, peu de méthodes de caractérisation ou de modélisation existent. Les techniques les plus avancées sont l'œuvre de récents progrès en terme de mesure et de traitement de données. De plus, bien qu'apportant nombre d'avantages dans la conception de système, la modélisation reste un investissement non négligeable. Elle nécessite en effet un apport initial important aussi bien en moyen de recherche qu'en moyens matériels.

Après un tour d'horizon des méthodes de caractérisation pouvant être utilisées, c'est aussi l'analyse des besoins du laboratoire qui a orienté notre choix de méthodologie. Rappelons ici les contraintes et le cahier des charges imposés par les développements envisagés au laboratoire :

- Caractériser un élément non-linéaire (diodes Schottky).
- Effectuer les mesures dans les conditions d'opération (c'est-à-dire sur plaquette en technologie micro-ruban et sous attaque forts-signaux à la fréquence fondamentale).
- Être capable d'insérer le modèle dans une logique de production par simulation CAO⁶ (L'outil retenu par le laboratoire est le logiciel APLAC, (voir annexe).

Une fois le choix du modèle et de la méthode de caractérisation effectué, (ce qui oriente tout le reste du travail effectué), il faut ensuite développer une proposition d'appareillage de mesure et évaluer la meilleure procédure de calibrage envisageable pour un tel appareillage.

⁶ Conception Assistée par Ordinateur

II.4.1 Analyse comparative des méthodes de caractérisation existantes

Nous dressons ci-dessous brièvement un tableau comparatif et récapitulatif des performances des méthodes d'extraction de modèles non-linéaires présentes dans la littérature :

<i>Méthodes</i>	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
Load_Pull	-Simplicité théorique. -Peu de développement à faire.	- Modèle totalement empirique. - Modèle non exportable (nécessité de réitérer les procédures de mesure). - Technique coûteuse dès lors qu'on aborde les tuners multiharmoniques. - Caractérisation en petits signaux.
Modèle comportemental par mesures temporelles	- Mesures forts signaux. - Base théorique séduisante.	- Matériel particulier et très coûteux.
Paramètres S forts signaux « Fonctions descriptives »	- Mesures forts signaux. - Robuste aux fortes non linéarités.	- Nécessite un matériel particulier pour la mesure des paramètres S forts signaux. - Travail pour développer l'appareillage et l'intégration du modèle sous APLAC.
Modèle forts signaux par mesure de paramètres S	- Matériel de mesure classique (VNA). - Intégration du modèle sous APLAC existante.	- Mesures en petits signaux et forts signaux pour plusieurs points de fonctionnement. - Mesures longues et répétitives. - Procédure d'interpolation lourde (Chebychev).

Tableau II.1 – Bilan récapitulatif des méthodes de caractérisation de composant non-linéaire.

II.4.2 Choix de la méthode de caractérisation

La lecture du tableau de comparaison des performances des méthodes répertoriées nous guide naturellement vers un choix de méthodologie. Nous avons retenu l'approche « Modèles forts-signaux par mesures de paramètres S ». En effet, les conditions de mesure des paramètres S forts-signaux sont identiques aux conditions de fonctionnement de notre composant à modéliser. De plus, cette méthode de caractérisation répond aux contraintes expérimentales énoncées au paragraphe précédent. Cependant, pour palier aux inconvénients rencontrés par la procédure lourde d'interpolation de Chebychev, les éléments passifs ajoutés au modèle générique de la diode (voir modèle fig. II.2) devront décrire au mieux le

fonctionnement non-linéaire de la diode pour plusieurs points de fonctionnement. De plus, l'automatisation des mesures grâce à un environnement de programmation graphique de l'instrumentation compensera la nécessité d'effectuer des mesures longues et répétitives.

Une description rapide de cette méthode de caractérisation est développée ci-dessous avec pour exemple de composant non-linéaire : le transistor *MESFET*.

II.4.3 Modèle forts-signaux par mesure de paramètres *S*

À la différence des méthodes classiques ou dites physiques de modélisation de transistors FET qui s'appuient sur des circuits équivalents par analyse de la physique du composant (du type modèle Shockley-Read-Hall), M.Lähepelto et M.Valtonen (voir [Läh93] et [Läh94]) introduisent un nouveau modèle empirique basé sur des mesures de paramètres *S* classiques petits-signaux. L'avantage d'un tel modèle réside dans sa flexibilité d'utilisation : une fois bien identifié, le modèle pourra être applicable quelque soit le point de fonctionnement ou l'environnement du composant. Nous allons donc présenter succinctement les orientations de cette technique de modélisation. Tout d'abord, il nous faut décrire la topologie du modèle de MESFET retenu dans cette méthode :

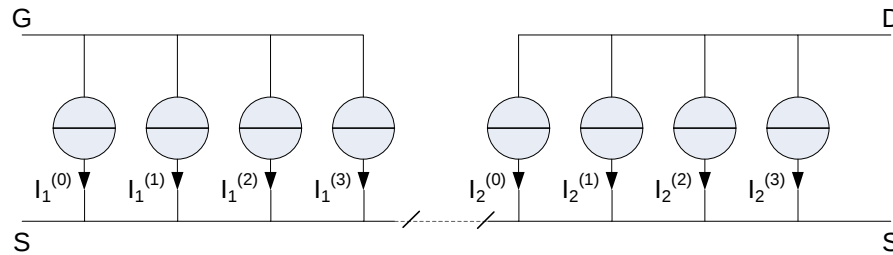


Figure II.6 - Modèle MESFET deux ports

Globalement, un transistor MESFET est un circuit deux ports : on s'autorisera cet unique *a priori* physique pour définir notre modèle de composant. Dès lors, chacun des deux ports peut être modélisé par la mise en parallèle de sources de courants d'ordres différents (voir Fig. II.6), le courant étant défini par :

$$i_j^{(k)}(t) = \frac{d_k f_j^{(k)}}{dt^k} \quad (\text{II.4})$$

où $f_j^{(k)}$ est une fonction des tensions grille-source v_1 et drain-source v_2 . Pour $k=0$, on décrit une source de courant continue ; $k=1$ fournit une source de courant dynamique ($f_j^{(1)}$ est dans ce cas la charge au port j). Pour $k>1$, on décrit des sources de courant d'ordres supérieurs. Il ne paraît cependant pas nécessaire de dépasser l'ordre $M=4$.

Enfin, si l'on accepte l'hypothèse quasi-statique qui revient à considérer que la dépendance de $f_j^{(k)}$ par rapport aux tensions v_1 et v_2 est invariante dans le temps, on peut écrire :

$$\Delta i_j^{(k)}(t) = \frac{\partial f_j^{(k)}}{\partial v_1} \frac{d^k \Delta v_1(t)}{dt^k} + \frac{\partial f_j^{(k)}}{\partial v_2} \frac{d^k \Delta v_2(t)}{dt^k} \quad (\text{II.5})$$

et les petites variations du courant peuvent s'écrire :

$$I_j(\omega)^{(k)} = h_{j1}^{(k)}(j\omega)^{(k)} \cdot V_1(\omega) + h_{j2}^{(k)}(j\omega)^{(k)} \cdot V_2(\omega) \quad (\text{II.6})$$

$$\text{où } h_{ji}^{(k)} = \frac{\partial f_j^{(k)}}{\partial v_i}$$

Une fois exposées les bases du modèle retenu, nous nous devons de décrire comment l'extraction de celui-ci à partir des mesures est envisagée. En fait, le générateur de modèle interpole un polynôme d'ordre M (ordre maximal des sources de courants du modèle) pour s'ajuster sur les mesures de paramètres Y -mesures petits signaux- obtenues à chaque point de mesure pour une fréquence et un point de polarisation donnés.

La dernière étape de l'extraction de modèle consiste à obtenir une description complète de l'espace à deux dimensions constitué par les $h_{ij}^{(k)}$. Ainsi, pour un ordre maximal de 4, il faut réaliser 22 approximations de fonctions bidimensionnelles. Celles-ci sont réalisées grâce à une approximation par polynômes de TChebychev qui fournit ainsi autant de matrices de coefficients d'approximation (voir [Läh93] pour une explication théorique exhaustive de cette approximation).

Enfin, concernant l'exploitation du modèle extrait sous le logiciel APLAC, il est important de noter que nous avons fait le choix d'implémenter un modèle générique, présent dans la bibliothèque du simulateur, pour palier à cette interpolation lourde de type Chebychev. Ainsi, une simulation en balance harmonique sera effectuée sur quatre harmoniques.

Le schéma circuit du modèle générique implémenté sous APLAC est le suivant :

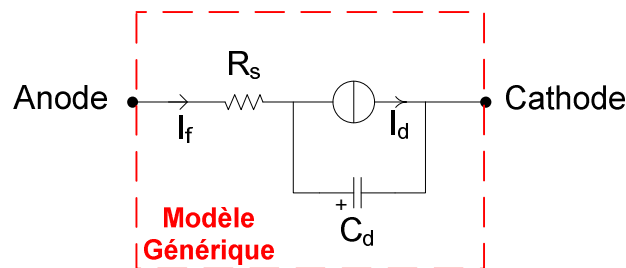


Figure II.7 - Modèle générique de la diode sous APLAC

II.5 MONTAGE EXPERIMENTAL POUR LA MESURE DES PARAMETRES S

II.5.1 Description de l'appareillage

Après avoir détaillé la théorie et les mesures nécessaires à l'obtention du « modèle forts-signaux », nous devons réunir l'appareillage dont les spécifications permettent de réaliser les mesures requises. L'investissement représenté par l'achat d'un analyseur de réseau vectoriel est important, il convient donc d'analyser en premier lieu si l'appareil disponible dans le laboratoire convient aux mesures envisagées. Nous allons étudier la capacité de l'analyseur de réseau HP8720D (de marque Hewlett Packard) à mesurer les paramètres S forts-signaux. Cet appareil est disponible dans le laboratoire. Il possède une plage de fréquence de mesure limitée à 13,5GHz.

Les analyseurs de réseaux permettent la caractérisation d'un objet sous test (composé d'un **réseau** de circuits tel que selfs, condensateurs, résistances, transistors...). L'objet sous test étant généralement un module, filtre, amplificateur, atténuateur, câble ou appareil du domaine de la radiofréquence.

Un analyseur de réseau est constitué d'un générateur RF et d'un détecteur large bande ou sélectif (récepteur). Il est "vectoriel" lorsqu'il dispose d'un phasemètre et scalaire lorsqu'il ne mesure que l'amplitude en fonction de la fréquence. La résistance interne de la source et la charge de l'analyseur est généralement de 50 Ω .

Pour la mesure des paramètres S à forts-signaux l'ajout d'un amplificateur micro-onde externe à l'analyseur de réseau est indispensable. En effet, la puissance maximale pouvant être délivrée par l'analyseur de réseau HP8720D est de 5dBm. De même, il est aussi nécessaire de prélever grâce à un coupleur directif un échantillon de la source issu de cet amplificateur externe pour fournir une référence externe au VNA. Le schéma de ce principe est illustré par la figure II.8 ci-dessous :

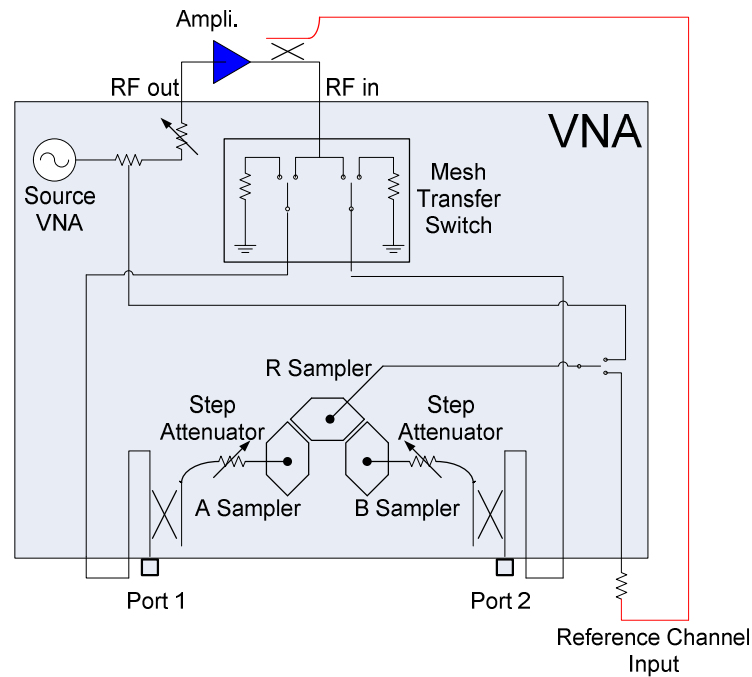


Figure II.8 - Schéma de principe de la connexion fort signal du VNA

Ces mesures de paramètres S s'effectueront, comme défini dans le cahier des charges, pour plusieurs points de fonctionnement. Pour cela, l'ajout d'un générateur DC est nécessaire pour une polarisation directe ou inverse de la diode. Cette polarisation DC doit être combinée à l'attaque fort-signal injectée par l'analyseur de réseau au DUT, ainsi l'utilisation de « T de polarisation » s'avère utile et importante pour l'application visée (voir Fig. II.18). En outre, il s'avère aussi de connaître la puissance injectée par le VNA au DUT, pour cela l'utilisation d'un « puissance mètre » est indispensable et fera partie de l'appareillage à développer autour du banc de mesure.

II.6 IMPLEMENTATION DE LA CALIBRATION TRL

II.6.1 Nécessité de la calibration

Toute mesure hyperfréquence n'a de valeur que si l'on connaît le plan de référence qui lui est associé. En effet, la phase du signal « tourne » lors de la propagation de l'onde et son amplitude peut varier (atténuation des lignes par exemple). Le plan de référence de la mesure correspond en général au plan d'entrée du dispositif sous test (DST ou DUT en anglais). La connaissance de ce plan de référence passe par un calibrage de l'appareil de mesure (analyseur de réseau).

De manière générale, tout appareil, dispositif ou protocole de mesure souffre inévitablement d'erreurs et d'imprécisions qui perturbent par conséquent la précision et la fiabilité des mesures effectuées. Cette remarque universelle dans tous les domaines de la science est d'autant plus fondée en électronique dès lors que l'on aborde des phénomènes ou des technologies hautes-fréquences : chaque élément du dispositif de mesure devient alors

source d'erreur, de perturbation par rapport au phénomène à mesurer, qui serait idéalement isolé de cet environnement de mesure, dans les conditions réelles de fonctionnement. Ainsi, les pertes dans les conducteurs, dans les connecteurs et dans les séparateurs de signaux (type coupleurs), de même que l'analyseur de réseau lui-même introduisent des variations en terme d'amplitude et de phase qu'il convient de caractériser et de corriger préalablement à toute mesure précise d'un circuit. Le but du calibrage est donc d'approcher le comportement d'un appareillage de mesure idéale (dynamique élevée, isolation, directivité, adaptation, réponse fréquentielle uniforme...). Des procédures de calibrage et d'étalonnage de l'analyseur de réseau sont donc nécessaires. Elles suivent des règles et un protocole bien particulier, permettant d'automatiser la correction des mesures : en effet, à l'issue du calibrage, l'analyseur de réseau corrige numériquement en interne les résultats avant de les afficher. Cependant, la qualité d'un calibrage repose sur la précision des étalons utilisés (c'est-à-dire la précision avec laquelle leurs caractéristiques sont connues), ainsi que sur les performances en terme de répétitivité des connecteurs utilisés.

II.6.2 Proposition pour le calibrage du banc de mesure

L'appareillage de mesure mis en oeuvre et détaillé plus haut est destiné à analyser des composants non-linéaires de différents types (transistors, amplificateurs, diodes...) dont il est nécessaire de connaître les caractéristiques précises pour leur modélisation. Ainsi, ces composants seront bien souvent intégrés dans un environnement perturbateur lorsqu'il faudra mesurer les caractéristiques aux bornes de l'élément non-linéaire. C'est pourquoi le calibrage TRL*/LRM* a retenu notre attention [AN8720] [AN8510] [Dav89]. Ainsi, il conviendrait de développer un banc de mesure pour recevoir ces composants destinés à être intégrés sur lignes micro-ruban : celui-ci pourrait se composer de deux parties à écartement variable pour permettre de recevoir les plaquettes nécessaires à la calibration des composants de tailles variées (voir Fig. II.16).

II.6.3 Définition de la calibration TRL*/LRM*⁷

Parmi les différentes méthodes existantes, le calibrage TRL*/LRM* présente l'avantage de pouvoir calibrer un circuit ou un composant dans son environnement normal de fonctionnement (plaquette de test ou ligne micro-ruban). En effet, ces montages ne peuvent être connectés directement à l'analyseur de réseau par les connecteurs coaxiaux classiques. Or, effectuer un calibrage au niveau des ports de mesure d'un analyseur de réseau peut corriger les erreurs systématiques introduites par l'appareil mais ne permet pas de s'affranchir des effets perturbateurs de l'environnement d'implantation du composant.

⁷ C'est la différence entre le calibrage TRL*/LRM* et TRL/LRM : le premier ne tient pas compte des termes en isolation. Les fonctions du VNA ne permettent en effet pas toujours de réaliser le véritable calibrage TRL/LRM : il faudra alors effectuer le calibrage en isolation de manière classique.

Pour cette raison, même des étalons de qualité visant à réaliser un calibrage SOLT ne permettent pas de fixer les plans de mesure de référence aux endroits désirés (c'est-à-dire au niveau du composant ou du circuit). D'autre part, en technologie micro-ruban, la réalisation de court-circuit ou de circuit ouvert n'est pas facile : dans le premier cas, le court-circuit est inductif et dans le second le circuit ouvert rayonne de l'énergie. Le calibrage TRL*/LRM* (Thru Reflection Line / Line Reflection Match) nécessite seulement trois étalonnages plus simples tandis que la technique SOLT en utilise quatre. À la différence d'autres techniques de calibrage, la méthode TRL*/LRM* s'appuie sur les impédances caractéristiques de simples lignes de transmission plutôt que sur des références étalonnées d'impédances discrètes. Les mesures faites au cours du calibrage TRL*/LRM* sont théoriquement insuffisantes pour résoudre totalement le système résultant du modèle d'erreur développé pour un calibrage complet deux ports et qu'il convient d'identifier.

On adapte ainsi le modèle précédent en un nouveau modèle TRL*. Ce dernier suppose que la plaquette de test soit parfaitement équilibrée. S'il est nécessaire de calibrer l'appareil de mesure en isolation, il faudra en outre effectuer deux mesures supplémentaires (mesures des fuites entre ports 1 et 2 avec chacun des ports adaptés à tour de rôle).

II.6.4 Modèle d'erreur deux ports TRL*/LRM*

Nous donnons ici le détail du modèle d'erreur deux ports spécifique au calibrage TRL*/LRM*. Comme il a été mentionné ci-dessus, ce dernier modèle se limite à huit termes d'erreurs : les erreurs en isolation sont négligées et l'on présume d'une certaine symétrie pour le système de mesure.

Le modèle global ainsi que les liens avec le modèle classique complet à deux ports est donné sur la figure ci-dessous :

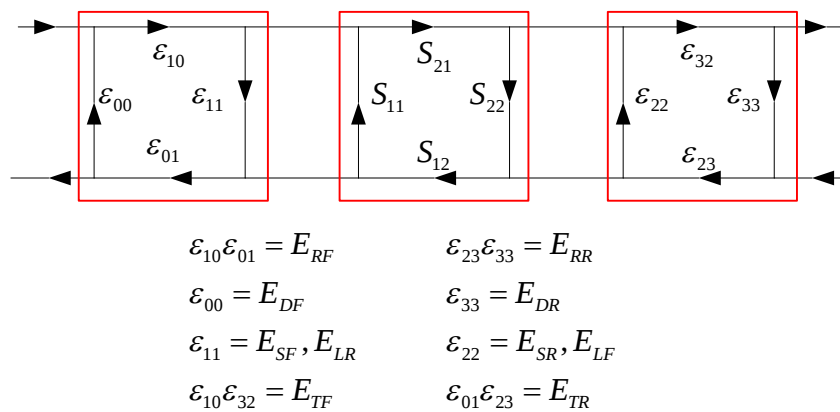


Figure II.9 - Modèle d'erreur TRL*/LRM*

Termes d'erreur :

E_{DF}, E_{DR} : Directivité effective (forward et reverse)

E_{SF}, E_{SR} : Erreur d'adaptation de source (forward et reverse)

E_{LF}, E_{LR} : Erreur d'adaptation de charge (forward et reverse)

E_{RF}, E_{RR} : Erreur de réponse fréquentielle (forward et reverse)

E_{XF}, E_{XR} : Isolation (forward et reverse)

II.6.5 Procédure de calibration

La procédure de calibrage retenue pour l'appareil de mesure envisagé se compose de trois mesures :

- **THRU** : Connexion directe entre les deux bornes de mesure du montage. Le Thru peut être de longueur nulle ou non. Dans le premier cas, il permet de fixer facilement les plans de référence. Dans le second cas, si cette étape du calibrage doit servir à fixer les plans de référence, il faut connaître précisément la longueur électrique introduite par le Thru. Nous avons choisi une longueur de 40mm pour le Thru. Ce qui fixe le plan de référence à 20mm du connecteur, soit le $\frac{1}{4}$ de la longueur d'onde avec comme permittivité effective du substrat + air = $\epsilon_{ff} = 2.54$.

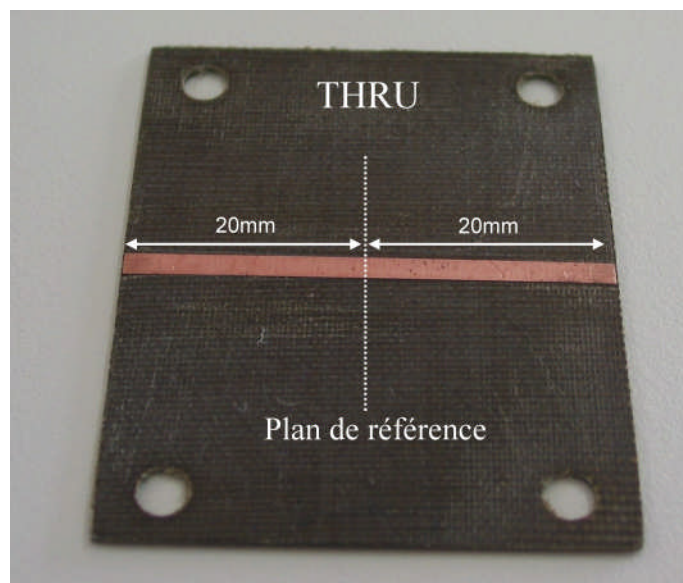


Figure II.10 - Plaquette de calibration : Thru

- **REFLECT** : Idéalement, chacune des bornes de mesure doit présenter un coefficient de réflexion $\Gamma = 1$ mais dans l'hypothèse où ce dernier doit se rapprocher de 1 et être identique aux deux ports, il n'est pas nécessaire qu'il soit connu précisément. Seule sa phase doit être connue à plus ou moins un quart de longueur d'onde soit $\pm 90^\circ$.

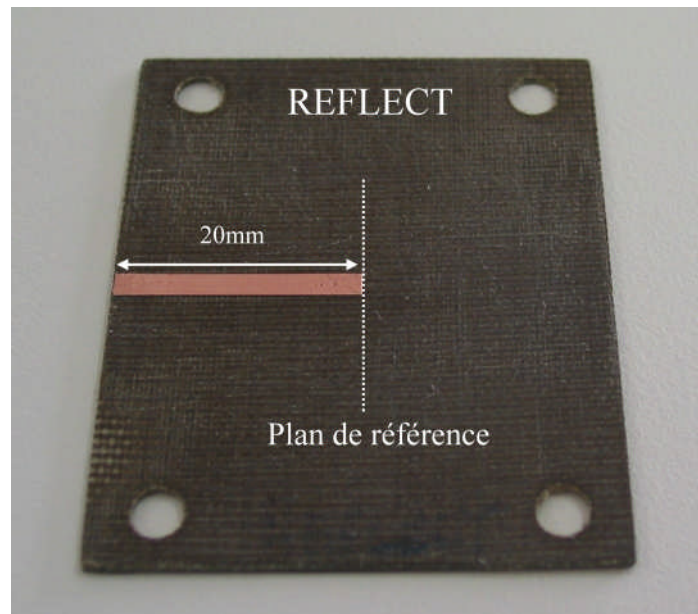


Figure II.11 - Plaquette de calibration : Reflect

- **LINE** : Cette dernière mesure met en oeuvre un élément de ligne de transmission dont les caractéristiques doivent être connues précisément. En effet, cette étape du calibrage fixe de nombreux paramètres. Par conséquent, les contraintes à respecter sont plus sévères que dans les deux premières mesures. L'impédance caractéristique Z_0 de la ligne sert de référence d'impédance pour toutes les mesures ultérieures, elle doit donc être connue. La phase introduite par l'insertion de la ligne doit être différente de celle introduite par le Thru (entre 20° et 160° d'écart). Enfin, la longueur optimale à retenir est un quart de la longueur d'onde associée à la fréquence médiane f_0 de la plage de fréquence pour laquelle on effectue le calibrage. Cette plage de fréquence Δf_{valide} pour laquelle le calibrage reste valide est déterminée par le rapport $\frac{\Delta f_{\text{valide}}}{f} = 8$.

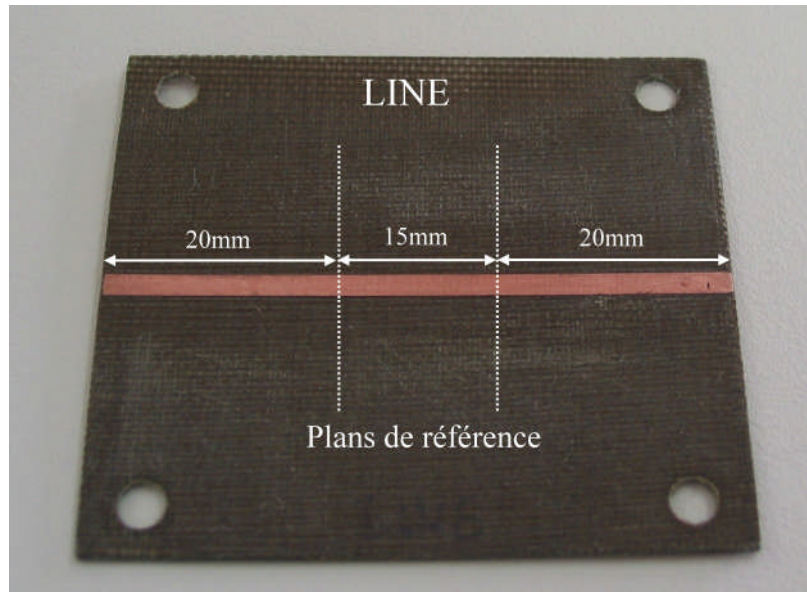


Figure II.12 - Plaquette de calibration : Line

D'après les valeurs du substrat retenues pour la réalisation des plaquettes de calibration (voir tableau IV.1) nous pouvons déduire la longueur électrique ajoutée pour la réalisation de la LINE comme suivant :

Tout d'abord, on calcule la vitesse de propagation de l'onde dans le substrat :

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{ff}}} \quad (II.7)$$

$$v = \frac{c}{(\sqrt{\epsilon_{ff}})} = 188236741 \text{ m/s}$$

avec :

c = vitesse de la lumière dans le vide $3 \cdot 10^8$ m/s.

v = vitesse de propagation en m/s.

f = fréquence fondamentale : 2.45GHz.

ϵ_{ff} = Epsilon effectif : 2.54.

Puis, sachant la longueur de notre ligne ajoutée, respectant l'insertion de phase comprise entre 20° et 160° pour une bande de fréquence comprise entre 1GHz et 5GHz, $l=15\text{mm}$, on obtient une longueur électrique égale à :

$$l_{\text{élect.}} = \frac{0.015}{v} = 80 \text{ ps}$$

II.6.6 Conclusion

Désormais, le dispositif de mesure est calibré comme un simple analyseur de réseau. Les plans de référence pour la mesure sont déterminés et permettent ainsi la correction de toutes erreurs pouvant émaner des câbles SMA des adaptateurs N/SMA etc... Dans le cas de mesures nécessitant une attaque forts-signaux, on peut améliorer le calibrage en plaçant des atténuateurs à chaque port entre le composant et l'analyseur. On peut en outre insérer les T de polarisation dans le montage de calibrage pour remédier à leurs effets perturbateurs (voir Fig. II.18).

II.7 CONCEPTION ET REALISATION D'UN BANC DE MESURE AUTOMATISE

II.7.1 Introduction

Pour permettre avec précision la mesure des paramètres S dans un environnement donné et sans contraintes de reproductibilité, la conception et la réalisation d'un banc de mesure ont été mises en oeuvre. En effet, en vue des différentes mesures à réaliser sur le DUT, dans un premier temps en petits signaux pour plusieurs points de polarisation et sur une large bande de fréquence, puis à forts signaux et de la même manière pour plusieurs point de polarisation, la reproductibilité des mesures constitue un point primordial à respecter et doit être prise en compte.

De même, pour la calibration TRL du VNA, le banc de mesure doit permettre une intégration aisée des différentes plaquettes en technologie micro-ruban, nécessaire à une bonne calibration, tout en évitant l'addition d'erreurs pouvant émaner de mauvaises manipulations.

Ainsi, pour garantir cette reproductibilité, le banc de test devra répondre à des contraintes de robustesse, de poids et de fiabilité. Pour cela, le choix du matériau pour la conception est indispensable sachant qu'il devra également être un bon conducteur du fait de la technologie micro-ruban employée pour la réalisation des différentes plaquettes, possédant un plan de masse en-dessous et une partie conductrice au-dessus. Ce banc doit aussi garantir une excellente connectivité entre l'appareillage de mesure et les plaquettes de test accueillant le DUT.

II.7.2 Réalisation du banc de mesure

Suite à la description de l'appareillage à utiliser et au choix de calibration, la réalisation du banc de mesure conforme aux attentes du cahier des charges a été effectuée.

Le premier travail consiste tout d'abord à effectuer le choix du matériau. Ce choix fut porté sur un matériau possédant des propriétés de bon conducteur, robuste et de densité importante, à savoir le cuivre.

La conception du banc de mesure a ensuite été imaginée, pensée puis effectuée sous un logiciel de dessin industriel nommé « AUTOCAD ». Les dimensions du banc devant répondre aux attentes décrites dans l'introduction, il a fallu pour cela faire un compromis pour que ces dimensions lui permettent à la fois d'obtenir une bonne stabilité avec un poids adéquat et de s'intégrer facilement dans un environnement de mesure restreint et précis.

Pour se mettre dans les meilleures conditions de mesure, le banc doit posséder plusieurs degrés de liberté dans ses mouvements pour accueillir les plaquettes de calibration et la plaquette de test. Ces différents mouvements doivent également lui permettre d'obtenir un alignement parfait entre le connecteur et les plaquettes micro-ruban afin de satisfaire un excellent contact. La figure ci-dessous illustre ces différents degrés de mouvement.

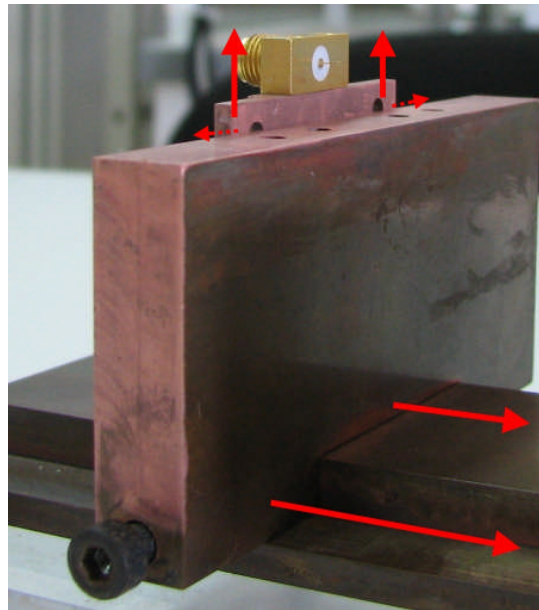


Figure II.13 - Degrés de liberté du banc de mesure

Le choix du connecteur a été pris en fonction des besoins de la mesure. Un choix de connecteur à tête plate a été adopté pour satisfaire une plus grande surface de contact diminuant ainsi les pertes liées à la connexion.

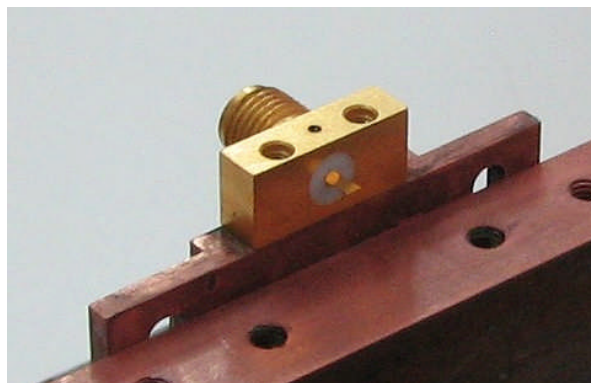


Figure II.14 - Connecteur SMA à tête plate

Une fois la réalisation du banc effectuée, comme nous l'avons souligné au début de cette partie, il nous faudra après fixation de la plaquette de test faire les mesures de paramètres S du DUT pour plusieurs points de fonctionnement. Ces mesures étant longues et répétitives dans le temps, nous avons songé à automatiser les mesures grâce à un logiciel de programmation industriel. Ce logiciel nommé « LABVIEW », très sollicité dans le domaine de l'automatique, permet une mesure automatisée après une saisie des données nécessaires à l'initialisation de l'appareillage et des directives de mesure.

II.7.3 Automatisation des mesures grâce au logiciel LabView

Le langage de programmation graphique, appelé LabView pour « Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench » est un environnement de programmation à caractère universel particulièrement bien adapté à la mesure, au test, à l'instrumentation et à l'automatisation. À l'inverse des langages de programmation textuels dans lesquels des instructions déterminent l'exécution du programme, LabView utilise une programmation par flux de données, ce flux déterminant l'exécution. Couplé à des cartes d'entrées/sorties, il permet de gérer ces flux d'informations numériques ou analogiques et de créer ou de simuler des instruments de mesures (oscilloscope, analyseur de réseau, multimètre, etc.). Dans LabView, vous construisez une interface utilisateur en utilisant un ensemble d'outils et d'objets. L'interface utilisateur d'un VIA est appelée la « face avant » (voir Fig. II.16). Ensuite, vous devez ajouter du code en utilisant les représentations graphiques des fonctions pour contrôler les objets de la face avant. Le diagramme contient ce code. D'une certaine manière, le diagramme ressemble à un organigramme. La figure II.15 nous montre la connexion entre les différents appareils de mesure mis en place pour l'automatisation de notre banc de test.

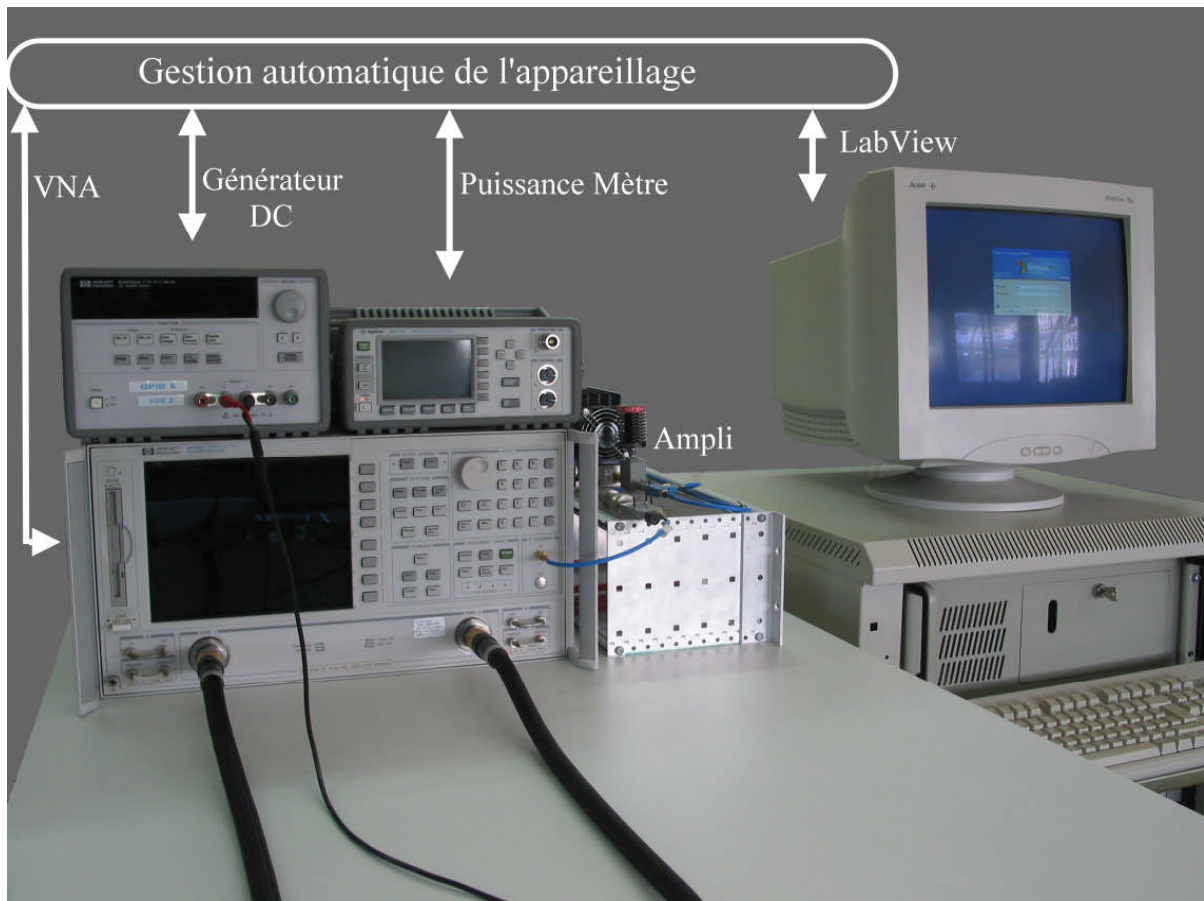


Figure II.15 - Connectivité de l'appareillage automatisé par LabView

La figure suivante nous montre l'exemple d'une page d'initialisation d'un programme avant la mesure des données. Dans ce cas précis, l'exemple choisi est le programme permettant l'initialisation du VNA pour une calibration TRL.

ON / OFF GLOBAL



**DEFINITION DU KIT TRL ET CALIBRATION
DU VNA**

! BANDE DE FREQUENCE LIMITEE !



Le Kit TRL est composé de :

THRU : Une ligne définissant les plans de références de longueur L_{thru}
 OPEN : Un circuit ouvert consistant en une ligne ouverte de longueur $L_{thru} / 2$
 LINE : Une ligne d'impédance caractéristique Z_0 de longueur $L_{thru} + L_{line}$ tel que $L_{line} = \lambda/4$ @ fréquence centrale
 Ligne doit aussi permettre de respecter la condition suivante : " le déphasage introduit par Lline doit être compris entre 0° et 180° exclus dans la bande de fréquence de travail "

Note:
 les largeurs de lignes et connections (coax vers pstrip) doivent être identiques
 que cela soit pour le kit ou les circuits mesurés après calibration à l'aide de ce kit.

IMPORTANT:
 Ce VI ne génère pas la bande fréquentielle de mesure

Paramètres

Fréquence minimum de travail (exemple 3.1 GHz)

Fréquence maximum de travail

Longueur de Lline en ps

Impédance caractéristique de LINE (Les mesures seront référencées sur 50 Ohm automatiquement)

Nom du Kit (10 caractères maximum)

Calibration réalisée 

Figure II.16 - Exemple de page d'initialisation des paramètres de mesure sous LabView

Dans ce programme les données à initialiser sont :

- La fréquence minimale et maximale de mesure.
- La longueur électrique de la LINE qui définit la bande de fréquence de calibration.
- L'impédance de la ligne micor-ruban en générale prise à 50Ω.
- Enfin, on entre un nom pour la calibration effectuée.

L'organigramme de programmation permettant la démarche complète de la mesure automatisée des paramètres S du composant non-linéaire est détaillé par la suite.

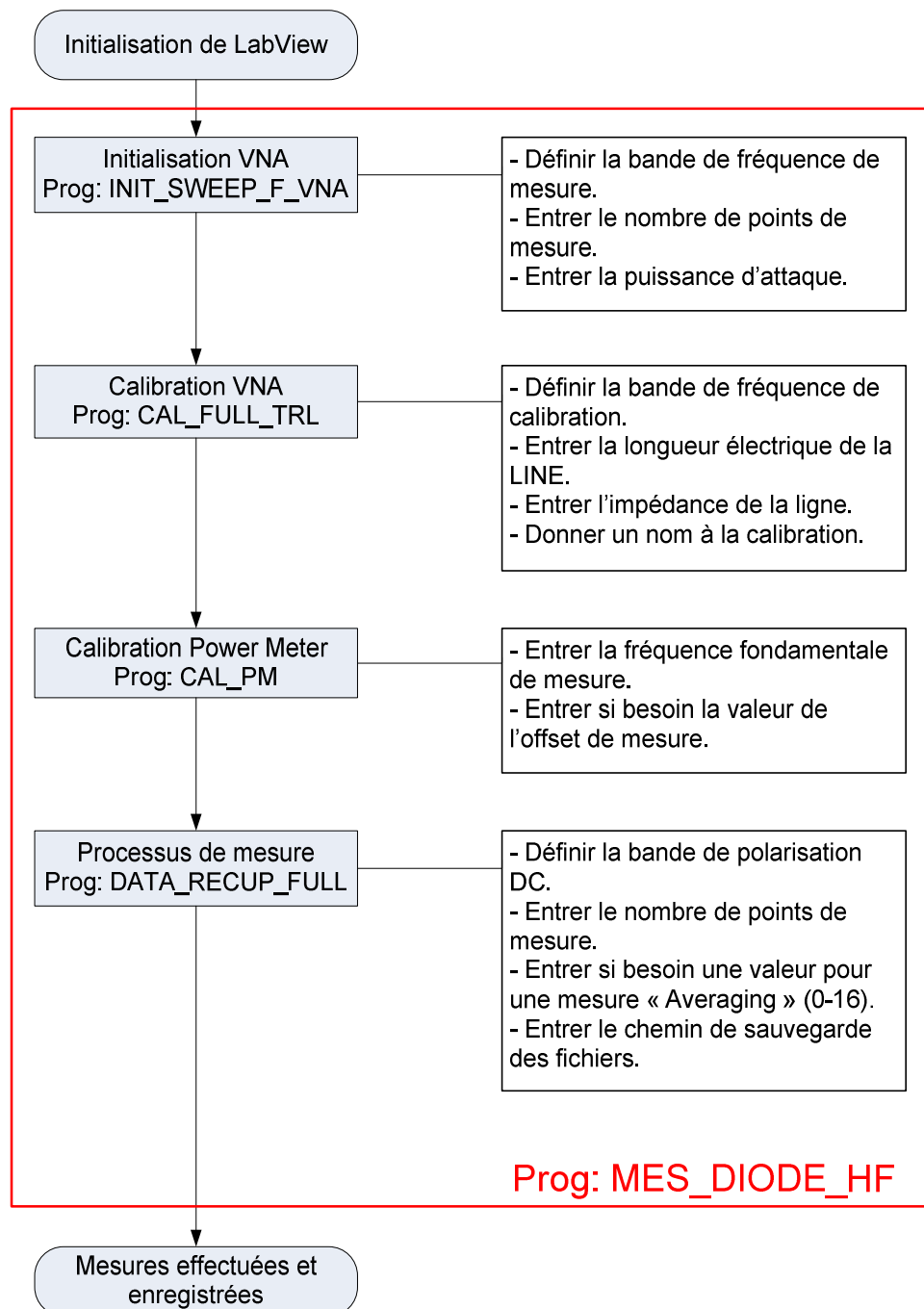


Figure II.17 - Organigramme de mesure des paramètres S du DUT

II.7.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le banc de mesure développé et basé sur le principe de mesure de paramètres S à forts-signaux. On a notamment détaillé les principes de fonctionnement ainsi que l'ensemble des procédures de calibrage à mettre en oeuvre pour effectuer des mesures rigoureuses. On a également montré toutes les potentialités de ce système de caractérisation par l'intermédiaire d'une caractérisation complète d'une diode Schottky sur large bande de fréquence et ce pour plusieurs points de polarisation. Un des atouts de ce banc de mesure réside dans le fait qu'il permet une mesure automatique des

paramètres S pour chaque point de polarisation. Une fois la mesure réalisée, elle sera ensuite enregistrée dans un répertoire et identifiée grâce à un en-tête contenant : la puissance d'attaque du VNA, la tension et le courant de polarisation de la diode.

II.8 EXTRACTION ET STOCKAGE DES PARAMETRES S

II.8.1 Introduction

Le banc de mesure étant réalisé, fonctionnel et automatisé, l'extraction et le stockage des paramètres S passent désormais par deux grandes étapes de mesure :

- la première étape fait appel uniquement au VNA accompagné du générateur de tension dédié à la polarisation du DUT. Les mesures se déroulent sur une large bande de fréquence allant de 1GHz à 5GHz, divisée en 401 points de mesure, pour une puissance incidente variant de 0dBm à 5dBm et une variation de la polarisation comprise entre 1V et -5V.
- la deuxième étape fait intervenir un amplificateur micro-onde branché en externe et couplé au VNA pour une utilisation à plus fortes puissances. Dans ce cas, la mesure est effectuée uniquement à la fréquence fondamentale 2.45GHz, pour une puissance incidente variant de 5dBm à 14dBm et une polarisation comprise entre 1V et -5V.

Ces deux étapes doivent se faire indépendamment du fait du branchement de l'amplificateur en externe, nous allons ainsi présenter dans la suite de cette partie la démarche mise en œuvre pour la récupération et le stockage des paramètres S propres à chaque étape de mesure.

II.8.2 Mesure des paramètres S sur large bande de fréquence et pour plusieurs points de polarisation.

La figure ci-dessous nous montre le positionnement de la plaquette de test sur le banc de test. Celle-ci est fixée au banc par quatre vis en plastique de manière à ne pas perturber les mesures.

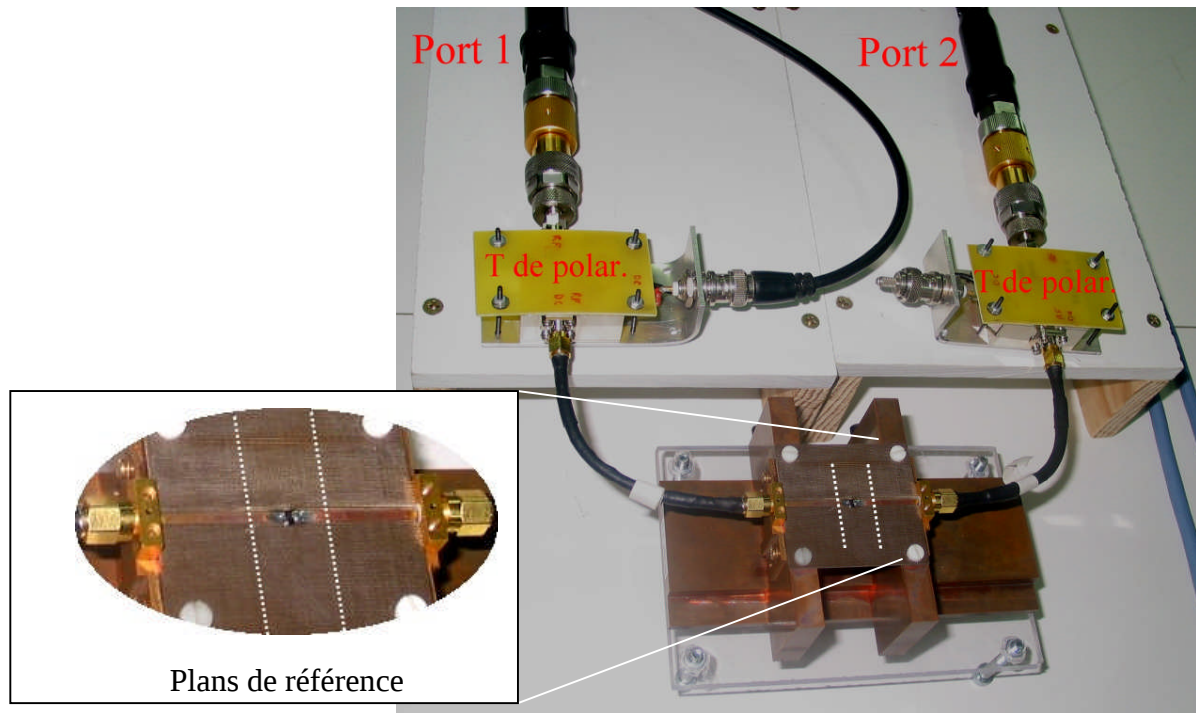
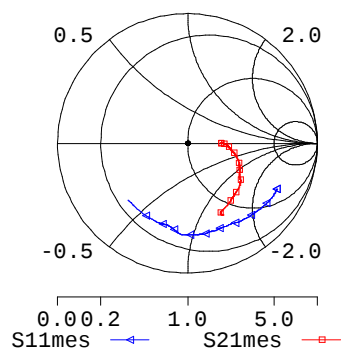


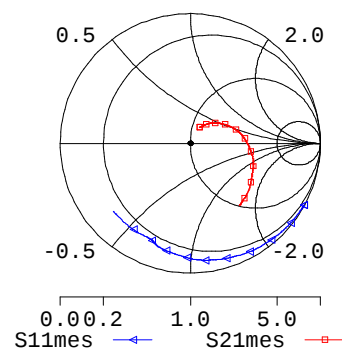
Figure II.18 - Plaquette de test sur banc de mesure

Dans un premier temps, nous procédons à l'extraction des paramètres S à faible puissance dans une bande de fréquence comprise entre 1GHz et 5GHz, sous plusieurs points de polarisation. Les figures suivantes nous montrent la mesure de l'impédance du DUT soumis aux différents points de polarisation pour une puissance incidente de 0dBm.

Impédance PIN=0dBm Polar=0V



Impédance PIN=0dBm Polar=-1V



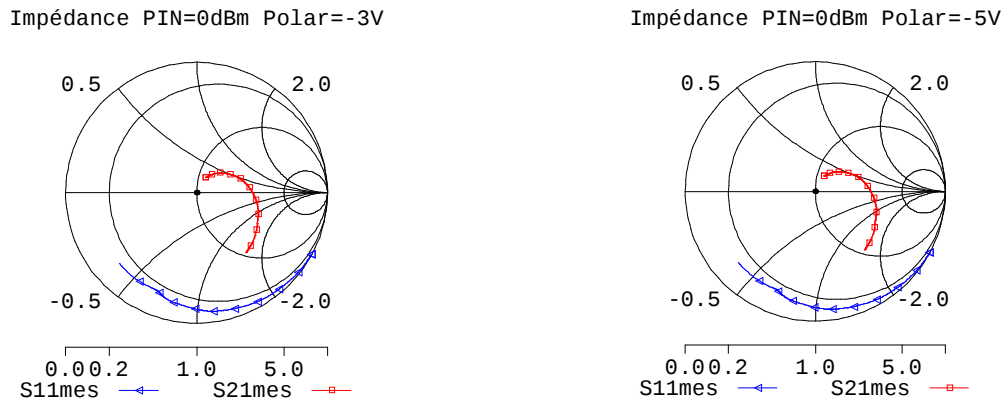
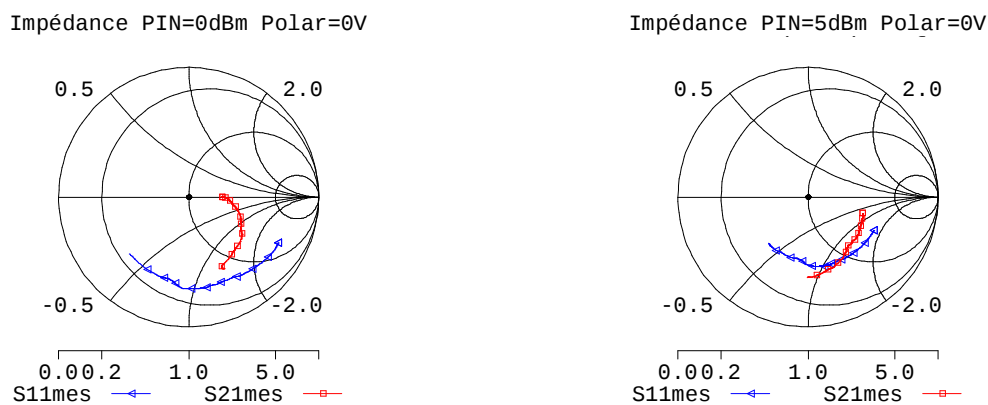


Figure II.19 - Paramètres S11 & S21 de la diode pour plusieurs points de polarisation

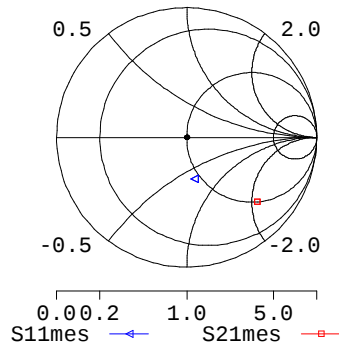
On peut observer sur ces différentes figures que l'impédance de la diode ne varie quasiment plus de -1V à -5V.

II.8.3 Mesure des paramètres S sur large bande pour plusieurs puissances incidentes

Puis, la mesure est effectuée pour plusieurs puissances incidentes. Dans ce cas, nous devons relancer la procédure d'extraction des paramètres avec le logiciel LabView. En effet, l'analyseur de réseau ne permet pas, lorsqu'il a été calibré pour une puissance incidente donnée, de changer celle-ci et d'enregistrer de nouveaux paramètres. On note également que les mesures faites à fortes puissances ne sont effectuées qu'à la fréquence fondamentale 2.45GHz, dues à l'étroite bande passante de l'amplificateur.



Impédance PIN=10dBm Polar=0V



Impédance PIN=14dBm Polar=0V

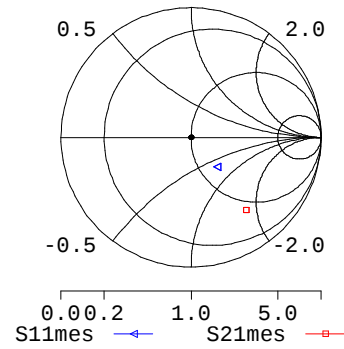


Figure II.20 - Paramètres S11 & S21 de la diode pour plusieurs puissances incidentes

II.8.4 Reproductibilité du banc de mesure

De manière à valider la conception du banc de mesure, nous avons voulu chiffrer le pourcentage d'erreur émanant de la reproductibilité des mesures. Pour cela, celles-ci ont été réalisées à plusieurs reprises avec pour chaque expérimentation effectuée une réinitialisation complète du procédé de mesure. Les figures suivantes montrent les paramètres S mesurés à quatre reprises pour un point de fonctionnement en l'occurrence $P_{in}=5\text{dBm}$ et $Polar=-1\text{V}$.

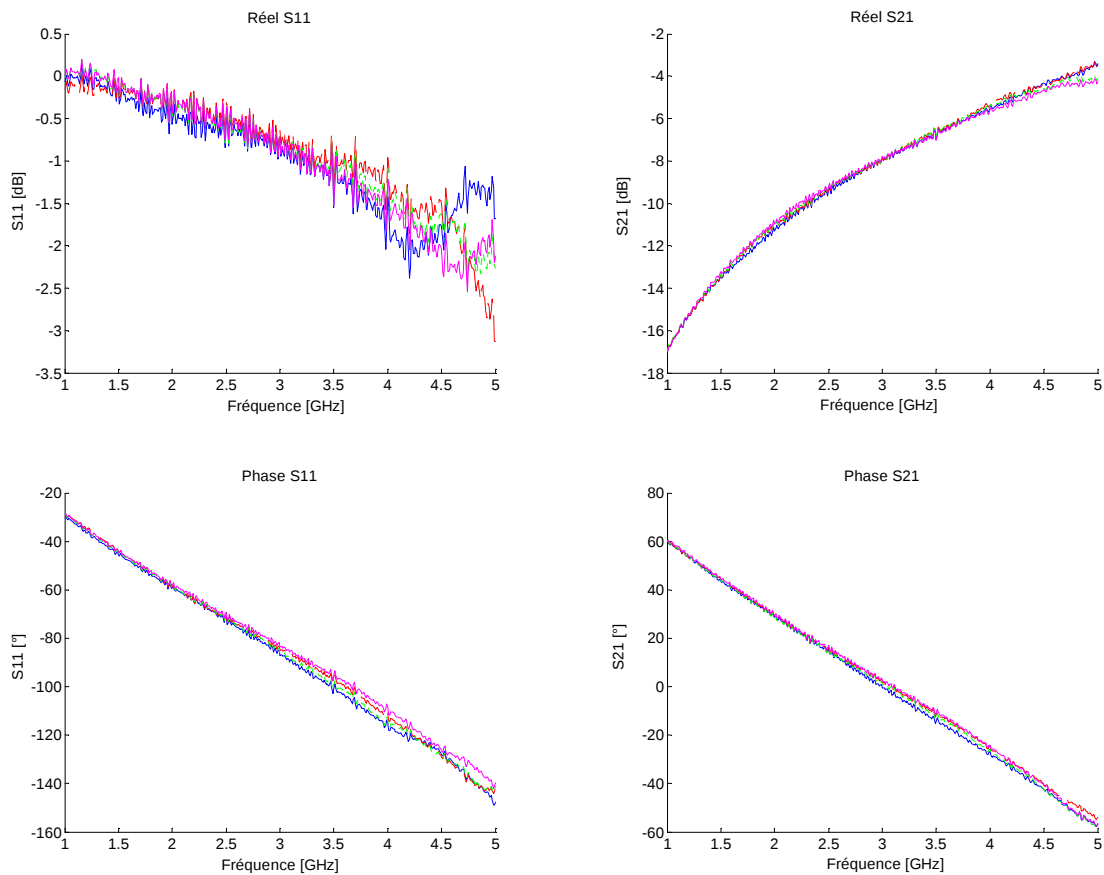


Figure II.21 - Comparaison entre 4 fichiers de mesure de paramètres S

L'erreur quadratique moyenne en fonction de chaque mesure est ensuite calculée et exposée dans le tableau suivant :

Erreur entre la mesure :			1 et 2	1 et 3	2 et 3	1 et 4	2 et 4	3 et 4	Moyenne des moyennes
Erreur quadratique moyenne [%]	Module	S11	8.2	7	3.32	6.4	5.1	2.7	5.4
		S21	0.7	1.1	0.6	1.4	1.4	0.9	1
	Phase	S11	1.4	0.8	0.7	2.6	1.5	2	1.25
		S21	1.4	0.6	0.9	1.5	0.5	1	0.9

Tableau II.2 – Erreur quadratique moyenne de la reproductibilité du banc de mesure

On s'aperçoit que l'erreur quadratique moyenne du réel de S11 est de l'ordre de 5.4% surtout due aux écarts lorsque l'on se trouve dans la bande de fréquence comprise entre 4.5GHz et 5GHz. Celle-ci nous montre ainsi la limite de validité de la calibration TRL dès lors que l'on s'approche de 5GHz. Cependant, à la fréquence fondamentale de 2.45GHz la reproductibilité du banc est correctement décrite.

II.9 OPTIMISATION ET IDENTIFICATION DES ELEMENTS DU MODELE DE LA DIODE

II.9.1 Introduction

La méthodologie d'extraction d'un modèle pourrait se résumer avec la figure II.22 même si cela peut paraître totalement subjectif. Elle se compose des deux axes principaux que sont la modélisation des mesures et la validation du dit modèle.

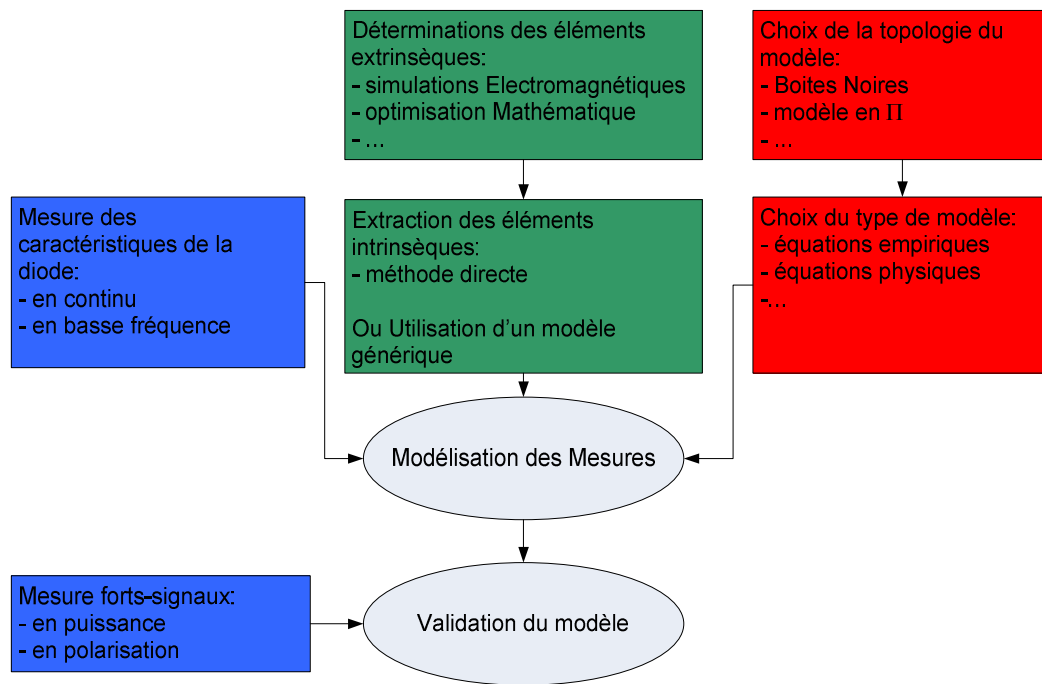


Figure II.22 - Etapes constitutives de l'extraction d'un modèle

Même si ces deux étapes semblent distinctes, elles font toutes les deux intégralement partie du processus de modélisation. La validation permettant de mettre en lumière d'éventuels problèmes/erreurs survenus lors de chacune des étapes permettant la modélisation des mesures.

II.9.2 Modélisation et optimisation des effets de bords des plots de connexion de la diode

Comme nous l'avons vu au chapitre II.2.2 les effets de bords des plots de connexion de la diode peuvent être modélisés par trois capacités. L'extraction des paramètres S du trou, en absence de connexion de la diode, se fait grâce au banc de mesure et suivant le cahier des charges et la procédure d'extraction décrite au chapitre II.7.3. L'optimisation des trois capacités par rapport aux paramètres S mesurés est réalisée par une méthode d'optimisation mathématique appelée « Gradient », effectuée sous APLAC.

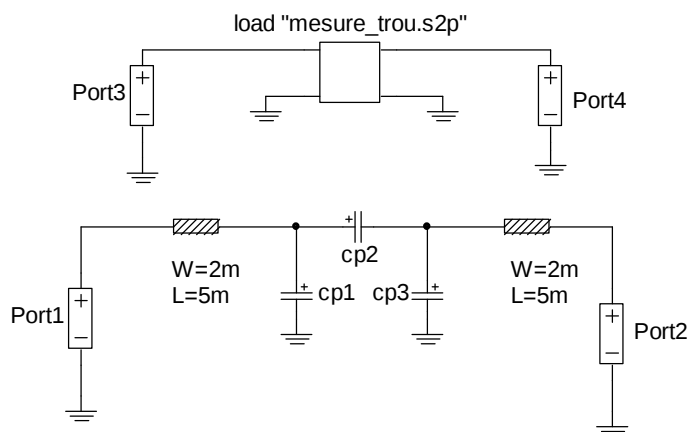


Figure II.23 - Circuit équivalent du trou pour optimisation

On note la présence de deux portions de ligne micro-ruban car elles sont définies après les plans de références de la calibration TRL et doivent être prise en compte lors de l'optimisation des trois capacités.

La figure II.24 ci-dessous nous montre la comparaison des paramètres S entre la mesure et le circuit équivalent optimisé sur une large bande de fréquence.

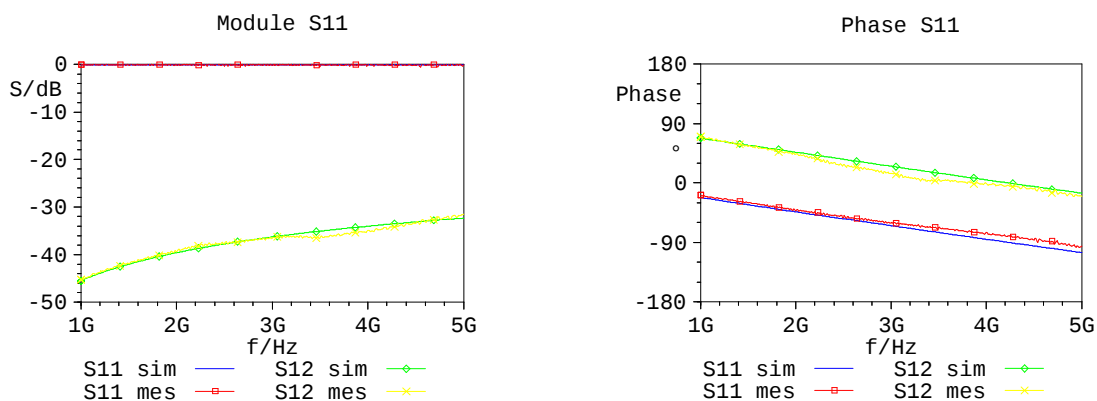


Figure II.24 - Comparaison entre les paramètres S du trou simulés et ceux mesurés

Les valeurs des éléments optimisés sont présentées dans le tableau II.3 ci-dessous :

	Cp1	Cp2	Cp3
Valeurs	0.023pF	0.00852pF	0.023pF

Tableau II.3 - Valeurs des capacités optimisées modélisant les plots de connexion

II.9.3 Optimisation des éléments parasites propre au boîtier de la diode

Après modélisation et optimisation des effets de bords des plots de connexion, on passe maintenant à l'extraction des éléments extrinsèques (ou éléments parasites). Les éléments

extrinsèques sont la matérialisation des phénomènes que l'on qualifie de parasites. Ils ne participent pas à l'effet redressement qui se produit dans la diode. Ils sont engendrés le plus souvent par les métallisations d'accès à la zone active. Il est nécessaire de commencer à déterminer leurs valeurs pour rendre possible l'optimisation des données principales et primordiales du modèle. Plusieurs méthodes nous sont proposées pour leur extraction :

Par **simulation électromagnétique** [Cid99] [Lar98] [Lar99]: à l'aide de simulateur électromagnétique du type Momentun, Sonnet, Ansys, HFSS ; on matérialise les métallisations d'accès à la zone active du transistor, et l'on simule les paramètres S associés sur une bande de fréquences données. De ces paramètres S on en déduit des éléments extrinsèques localisés. C'est une technique rapide, relativement précise.

Par **Méthode statistique** [Ras97]: elle est basée sur une technique de régression linéaire. Elle permet à partir d'une mesure de paramètres S à un point de polarisation donnée de faire coïncider une expression analytique avec les paramètres Z, puis de faire une régression linéaire pour obtenir les paramètres Z à une fréquence hypothétique infinie et en déduire ainsi les éléments extrinsèques.

Par **Calcul analytique**: elle nécessite une bonne connaissance des propriétés physiques et géométriques des matériaux du transistor. En utilisant les simples lois Ohmiques, on approche les valeurs de ces composants extrinsèques. Cependant, cette technique n'est pas une fin en soit, elle permet juste d'avoir un point de départ, une idée pour les autres méthodes, et en particulier pour l'optimisation.

Enfin, la méthode retenue pour notre application est celle par **Optimisation** [Rao96]: On trouve des algorithmes de gradient, de recuit simulé, de diffusion simulée, des algorithmes génétiques... Ces méthodes consistent à trouver le minimum global d'une fonction objective (ou fonction erreur) entre valeurs mesurées et valeurs simulées. Pratiquement, on optimise les valeurs des composants extrinsèques de telle sorte que le modèle équivalent (composants extrinsèques + composants modélisant les plots de connexion + modèle générique) obtient une réponse électrique la plus proche possible des mesures. Extrêmement performante et rapide, cette méthode nécessite cependant de connaître la valeur d'échelle des paramètres recherchés afin d'éviter de tomber dans des minimums locaux de la fonction d'erreur.

La méthode par optimisation est alors utilisée pour affiner les valeurs. Nous utiliserons ici, une méthode basée sur la technique du gradient du fait de sa rapidité et dans la mesure où elle a été éprouvée avec succès dans le cadre de la conception de circuit [Per88], [Olo92], [Hen93] [Mar93], [Ker94]. Si un ensemble de valeurs d'éléments extrinsèques est trouvé pour un point de polarisation donné, il convient de le vérifier sur un autre point de polarisation.

Schéma d'optimisation utilisé sous APLAC :

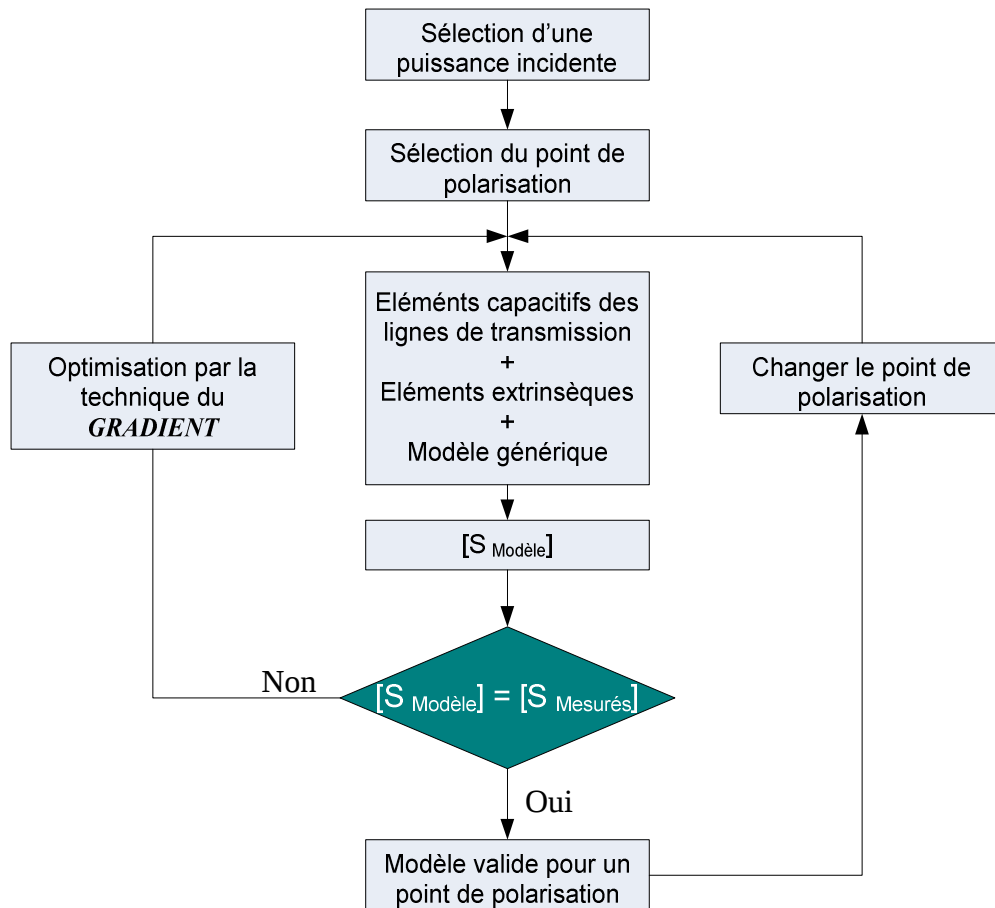


Figure II.25 - Processus d'extraction des paramètres extrinsèques du modèle global

La procédure de l'algorithme de l'optimisation Gradient implémenté dans APLAC [Fle64] [Cut83] est la suivante :

1. x^0 (point de départ de l'optimisation)
2. $s^0 = -g^0$ (première direction = l'opposé du gradient du point de départ)
3. $x^{k+1} = x^k + t_k s^k$ (ligne de direction vers le minimum)
4. $g^{k+1} = g(x^{k+1})$
5. $h_k = \frac{(g^{k+1} - g^k) \cdot g^{k+1}}{s^k \cdot (g^{k+1} - g^k)}$
6. $s^{k+1} = -g^{k+1} + h_k s^k$
7. $s^{k+1} = -g^{k+1}$
8. $k = k + 1$
9. Go to #3

Suite au modèle de la diode Schottky proposé à la section II.2.2, l'optimisation est donc effectuée pour quelques points de fonctionnement du composant sur une large bande de fréquence. Les résultats obtenus pour les éléments extrinsèques de la figure II.2 sont présentés dans le tableau ci-dessous :

	Lp	Cp	Lb1	Lb2
Valeurs	0.7nH	0.18pF	0.5nH	0.5nH

Tableau II.4 – Valeurs des éléments extrinsèques optimisées

II.9.4 Comparaison et validation du modèle optimisé

Les études préliminaires nous donnent une bonne connaissance des limites pour les mesures et les simulations. Nous ne pouvons certes tout maîtriser mais la connaissance des caractéristiques, des particularités du banc de mesure nous évitent de tomber dans le piège « nous ne simulons pas ce que nous avons mesuré ». La reproduction du banc de mesure sous APLAC doit présenter les mêmes impédances aux accès de la diode qu'en réalité, les puissances et autres quantités électriques doivent être les mêmes (valeur moyenne, efficace, crête ...). La figure II.26 ci-dessous nous montre le circuit utilisé pour la mesure des paramètres S de la diode en simulation et qui a également servi à optimiser les éléments du modèle par rapport aux données obtenues en pratique.

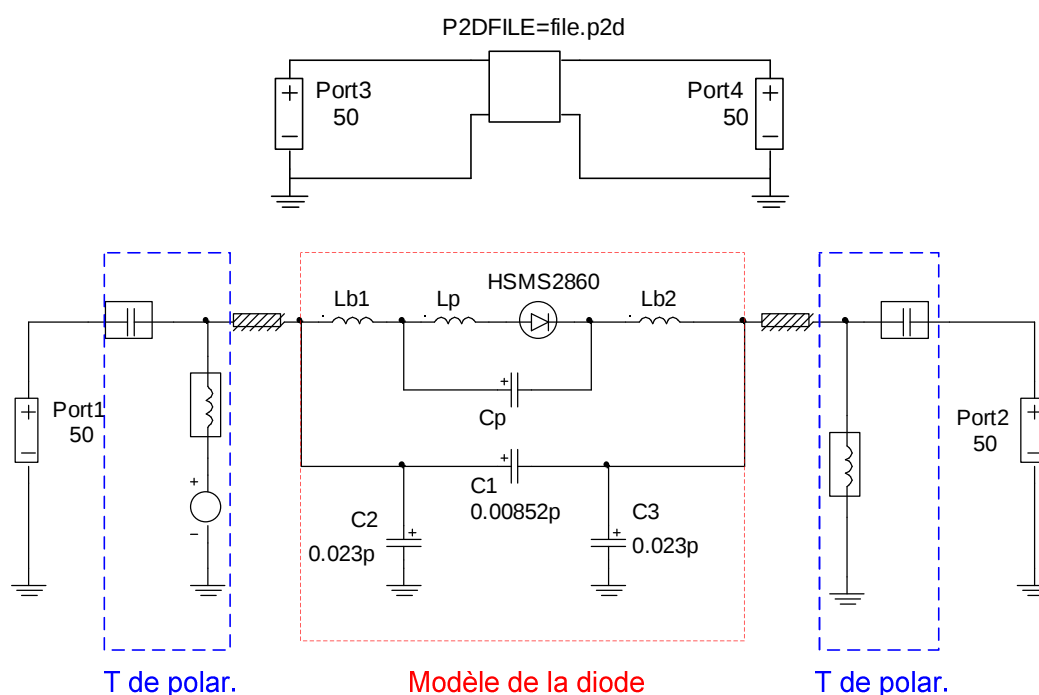
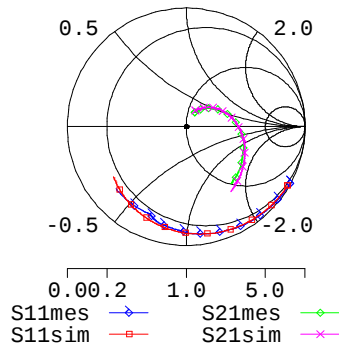


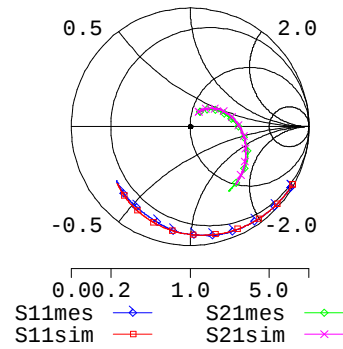
Figure II.26 - Circuit équivalent du banc de mesure pour extraction des paramètres S

Les figures II.27 ci-dessous nous exposent la comparaison entre les paramètres S mesurés et ceux simulés après optimisation. Celle-ci a été faite pour divers points de fonctionnements.

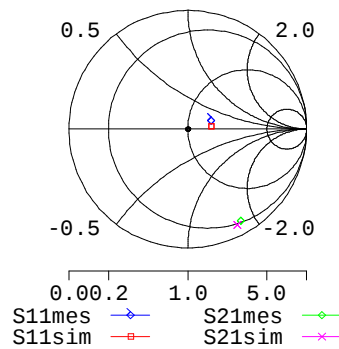
Impédance PIN=0dBm Polar.=-1V



Impédance PIN=5dBm Polar.=-3V



Impédance PIN=10dBm Polar.=0.5V



Impédance PIN=14dBm Polar.=0V

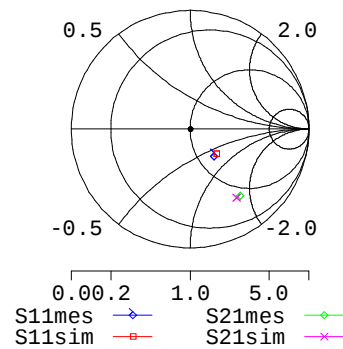
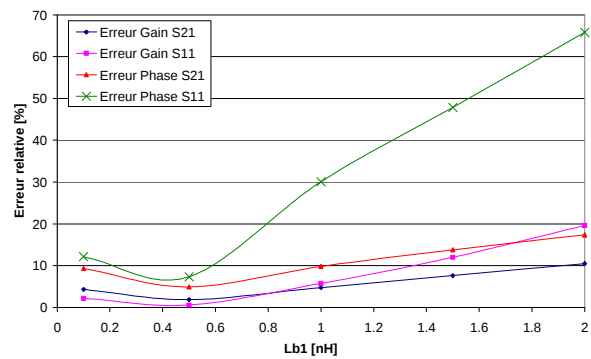
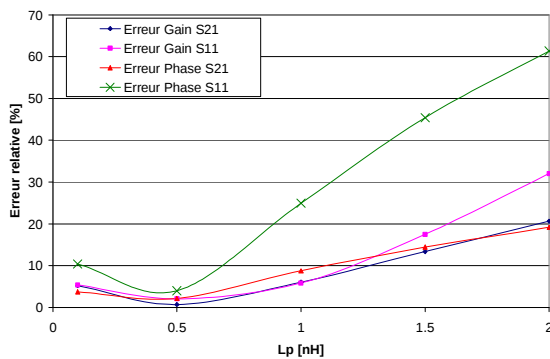


Figure II.27 - Comparaison entre les paramètres S de la diode simulés et ceux mesurés après optimisation

Une étude sur la sensibilité de l'erreur de chaque éléments constituant le modèle a été réalisée et est présentée sur les figures suivantes pour un point de fonctionnement en l'occurrence $P_{in}=14\text{dBm}$ $V_{polar}=0\text{V}$ et par pas de 0.5nH pour L_{b1} , L_{b2} , L_p et 0.1pF pour C_p :



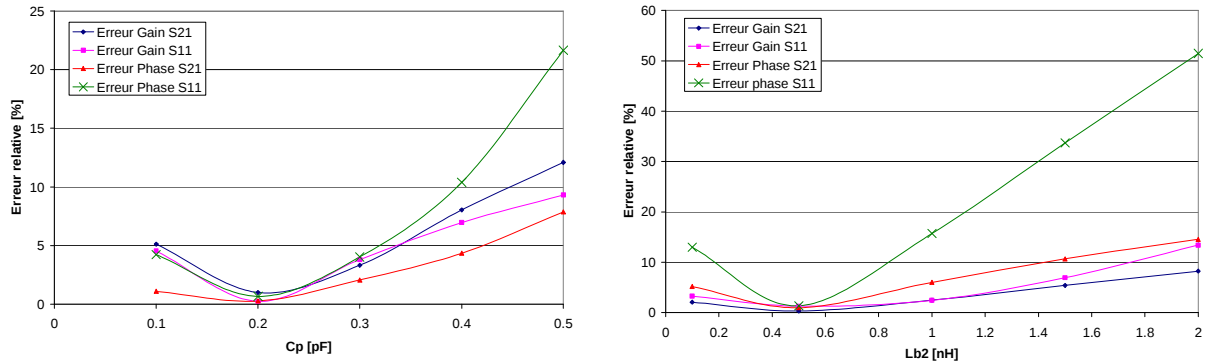


Figure II.28 - Sensibilité de l'erreur pour chaque élément du modèle

Il en résulte de cette étude une forte sensibilité de la phase du coefficient de réflexion S11 à une variation de chaque composant, plus précisément celle de L_{b1} situé en entrée. L'erreur relative moyenne sur chaque élément oscille entre 0% et 5% pour nos valeurs optimisées en simulation.

Nous pouvons conclure de ces résultats qu'ils sont tout à fait cohérents et viennent valider la méthode que nous avons mise en œuvre. Quelque soit la puissance incidente ou le point de polarisation, l'impédance de la diode est bien décrite par le modèle que ce soit en coefficient de réflexion S_{11} qu'en coefficient de transmission S_{21} lorsque l'on se situe à 2.45GHz. Pour de plus faible puissance cette modélisation est valable pour une bande de fréquence comprise entre 1GHz et 5GHz.

II.9.5 Conclusion

L'ultime étape de nos travaux qui est la validation du modèle est importante. Elle nous a permis de vérifier expérimentalement la validité de notre approche : validité de la caractérisation initiale et de la modélisation de son comportement électrique. Au-delà de la simple comparaison mesures/modèle, il est important de bien comprendre ce que l'on mesure et ce que l'on simule. La bonne compréhension des méthodes numériques pour la simulation du comportement électrique de la diode est vitale afin de reproduire au mieux les conditions dans lesquelles les mesures ont été effectuées: prise en compte des impédances aux fréquences harmoniques, convergence numérique ...

II.10 CONCLUSION

La conception rigoureuse d'une radiopile n'est envisageable qu'avec la mise en oeuvre de techniques de caractérisation qui permettent une connaissance du comportement en régime non-linéaire de la diode Schottky. Plusieurs enseignements peuvent être tirés à l'issue de ce chapitre.

Tout d'abord, la modélisation permet, à partir de mesures et d'une technique d'extraction de paramètres S à forts-signaux, de déterminer les effets de bord des lignes de transmission et des éléments extrinsèques, qui couplés à un modèle générique, régissent le fonctionnement *grand signal* du composant. Ce modèle est nécessaire si l'objectif du concepteur est d'utiliser un logiciel de simulation non-linéaire pour optimiser les performances de la radiopile. A l'heure actuelle, même si les séries de *Volterra* peuvent être envisagées pour résoudre des problèmes faiblement non-linéaires, le principe de l'équilibrage harmonique (Balance Harmonique) est le plus répandu parmi les outils de simulation *grand signal*. Ainsi, l'utilisation d'un modèle non-linéaire dans un logiciel de CAO est le quotidien d'un grand nombre de concepteurs.

La conception et la réalisation d'un banc de mesure permettant la caractérisation expérimentale du composant actif apparaissent également comme une solution efficace pour déterminer les conditions optimales d'utilisation. Mais, la multiplication et la répétition des mesures pour plusieurs points de fonctionnement sont les principaux inconvénients de ce type de caractérisation.

De ce fait, nous avons proposé un environnement de programmation sous LabView nous garantissant la mesure exacte et le stockage automatiques des paramètres S du DUT. La détermination des paramètres du modèle est par la suite optimisée par la technique du gradient pour trouver le minimum global de la fonction erreur.

L'utilisation de ce modèle, couplé à la modélisation circuit d'une antenne, ainsi que la présentation de notre méthode permettant l'optimisation du rendement de conversion de l'énergie, feront l'objet des prochains chapitres.

II.11 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [AN1124] Agilent Technologies, "Linear Models for Diode Surface Mount Packages", Agilent Technologies, Inc., 1999.
- [AN8510] Agilent Product Note, "Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements", Product Note 8720-8A, 2000.
- [AN8720] Agilent Product Note, "In-Fixture Microstrip Device Measurements Using TRL* Calibration", Product Note 8720-2, 2000.
- [Cal02] Call J.B., "Large-Signal Characterization and Modelling of Nonlinear Devices Using Scattering Parameters", Thesis submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic, 2002.
- [Cid99] Cidronali A. and Collodi G., "A New Approach to FET Model Scaling and MMIC Design Based on Electromagnetic Analysis", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, n°6, June 1999.
- [Cut83] Cuthbert C., "Circuit Design Using Personal Computers", John Wiley & Sons, Inc., 1983.
- [Dav89] Davidson A., Strid E. and Jones K., "Achieving Greater on Wafer S-Parameters Accuracy with the LRM Calibration Technique", 34th ARFTG Conf. Dig., pp. 61-66, 1989.
- [Fad03] Fade J. "Caractérisation de composants non-linéaires", rapport de stage, Laboratoire de Génie Industriel, Université de la REUNION, 2003.
- [Fle64] Fletcher R. and Reeves C., "Function Minimization by Conjugate Gradient", Computer Journal, Vol. 7, pp. 149-154, July 1964.
- [Läh93] Lähepelto M., "A Measurement-Based MESFET Model For APLAC Circuit Simulator", Master's Thesis, 1993.
- [Läh94] Lähepelto M. & Al., "Measurement-Based MESFET Model in APLAC", Circuit Theory Laboratory Report CT-22, October 1994.
- [Lar98] Larigue E., Mons S. and Baillargeat D., "Electromagnetic Analysis for Microwave FET Modelling", IEEE Microwave and guided wave letters, vol. 8, n°1, January 1998.
- [Lar99] Larigue E., Mons S. and Baillargeat D., "Linear and Nonlinear FET Modelling Applying an Electromagnetic and Electrical Hybrid Software", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, n°6, June 1999..
- [Rao96] Raoux J.J., "Modélisation non-linéaire des composants électroniques : du modèle analytique au modèle tubulaire paramétrique", Rapport de thèse, Université de Limoges, Limoges 1996.

- [Ras97] Raskin J.P., Dambrine G. and Gillon R., "Direct Extraction of the Series Equivalent Circuit Parameters for the Small-Signal Model of SOI MOSFET's", IEEE Microwave and guided wave letters, vol. 7, n°12, December 1997.

CHAPITRE III

Modélisation circuit de différentes antennes et d'un canal de transmission d'énergie

III.1. INTRODUCTION.....	73
III.2. EXEMPLES D'ANTENNES UTILISEES EN TESF.....	74
III.3. DIFFERENTES METHODES DE MODELISATION D'ANTENNE.....	79
III.4. MODELISATION CIRCUIT D'UN DIPOLE.....	83
III.5. MODELISATION CIRCUIT D'ANTENNES PLAQUEES	88
III.6. MODELISATION D'UN CANAL DE TRANSMISSION D'ENERGIE	97
III.7. VALIDATION DE LA MODELISATION DU CANAL DE TRANSMISSION	100
III.8. CONCLUSION	104
III.9. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	105

III.1. INTRODUCTION

Durant ces dernières années, grâce à la téléphonie sans fil qui est le principal segment de développement technologique des moyens de communication, l'étude et l'optimisation d'antennes de toutes sortes n'ont cessé de se perfectionner. Ainsi, les systèmes d'émission-réception qui sont inhérents à ces applications sont devenus de plus en plus complexes afin de préserver la qualité et la capacité d'informations à transmettre. Pour cela, l'architecture des systèmes de communication s'est diversifiée, nous sommes passés d'un système composé d'une simple-entrée simple-sortie (SISO) à un système multiples-entrées multiples-sorties (MIMO). Certaines de ces recherches visent également à miniaturiser ces antennes, autorisant une intégration aisée du dispositif suivant l'application recherchée.

Cependant, la nécessité que les caractéristiques de l'étage de réception du signal puissent compenser les déperditions d'énergie est aussi indispensable. Ceci se vérifie quelque soit ce que l'on cherche à transmettre, à savoir de l'information ou de l'énergie.

Ce chapitre s'inspire de cette évolution architecturale des systèmes immergeant dans le domaine de la communication. Il présente ainsi, dans un premier temps, la modélisation et l'optimisation d'antennes s'appuyant sur les travaux développés par Gerrits [Ger03] en schéma électrique équivalent, composé principalement d'éléments passifs. Ce modèle simplifié de l'antenne traduit au mieux l'évolution de l'impédance d'entrée Z_{in} à travers son coefficient de réflexion S_{11} . De plus, la rapidité d'optimisation de cette méthode, faisant abstraction aux traditionnels simulateurs électromagnétiques, est un atout primordial pour notre étude. En effet, cela aura pour avantage par la suite de permettre une optimisation complète de la radiopile sous un même environnement de simulation.

Cette étude débutera par la modélisation d'une antenne filaire de type « dipôle $\lambda/2$ », pour ensuite être appliquée aux antennes plaquées.

Puis, la modélisation d'un canal de transmission d'énergie sera effectuée pour de courtes distances à travers son coefficient de transmission S_{21} .

Enfin, nous validerons cette approche circuit en comparant le paramètre S_{21} mesuré et celui simulé d'un canal de transmission pour différentes combinaisons d'antennes en émission et en réception.

III.2. EXEMPLES D'ANTENNES UTILISEES EN TESF

III.2.1. Introduction

Dans le domaine de la radiofréquence, on définit une antenne comme un dispositif permettant de rayonner (en émission) ou de capter (en réception) des ondes électromagnétiques.

D'un point de vue physique, le rayonnement d'une onde électromagnétique résulte de l'accélération de charges électriques et donc, notamment, de la circulation de courants. En effet, le champ électrique d'une onde électromagnétique induit une tension dans chaque petit segment de tout conducteur électrique. La tension induite dépend évidemment de la valeur du champ électrique et de la longueur du segment. Mais la tension dépend aussi de l'orientation du segment par rapport au champ électrique. En résumé, l'antenne est un conducteur plus ou moins complexe et peut être définie par les caractéristiques suivantes : ses fréquences de résonance, son gain, sa directivité, sa polarisation etc...

Le choix d'une antenne est conditionné en partie par la technologie que l'on veut adopter pour sa conception. En réception, pour une application en TESF, on distinguera selon la topologie de radiopile choisie une technologie de type filaire ou plaquée. Les puissances mises en jeu lors de son utilisation sont également importantes tandis que le dimensionnement de l'antenne est, lui, inversement proportionnel à la longueur d'onde de la fréquence d'utilisation.

Ainsi, nous débuterons cette étude par un bref rappel sur les caractéristiques que doivent posséder les antennes utilisées en TESF. Puis, une présentation de différentes topologies d'antennes développées jusqu'à présent en TESF sera exposée.

III.2.2. Caractéristiques de l'antenne d'émission en TESF

En première approche, l'onde rayonnée par une antenne peut être caractérisée par sa densité de puissance (exprimée en watts par mètre carré dans le système international S.I.). Cette densité est directement liée à la puissance susceptible d'être captée par une antenne de réception (voir partie suivante). À l'émission, l'excitation est assurée par un générateur branché directement à l'antenne ou par l'intermédiaire d'une liaison (ligne coaxiale, guide d'ondes...).

L'antenne d'émission utilisée pour notre application de transport d'énergie sans fil doit être nécessairement directive dans le but de focaliser l'énergie micro-onde émise vers le réseau de radiopile en réception. En effet, les pertes d'énergie dans le vide sont à éviter pour des raisons de sécurité et de protection de l'environnement et doivent être par conséquent minimisées [Ric97].

III.2.3. Caractéristiques de l'antenne de réception en TESF

En régime de réception, l'antenne est soumise au rayonnement d'une source électromagnétique. Elle et son infrastructure doivent être robustes pour des raisons de tenue

aux agents atmosphériques et en CEM¹. Ainsi, nous devons garder à l'esprit que les contraintes sécuritaires et environnementales sont importantes si l'on utilise ce concept à de fortes puissances [Lan97]. Nous devons pour cela se mettre dans les conditions de fonctionnement qui respectent les normes actuelles, à savoir :

- Faible densité de puissance de l'onde hyperfréquence.
- Intégration de l'antenne dans l'environnement.

L'antenne de réception doit alors présenter un gain acceptable et être la moins sensible possible à la dépolarisation.

Supposons un système SISO dont les deux antennes possèdent des polarisations adaptées, la densité de puissance arrivant à l'antenne réceptrice vaut (on suppose $LT=1$) :

$$S_{(W/m^2)} = \frac{P_T \cdot G_T}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (III.1)$$

La puissance reçue par l'antenne est donnée par :

$$P_{R(W)} = \frac{P_T \cdot G_T \cdot A_r}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (III.2)$$

où A_{er} est la surface effective de l'antenne de réception.

Le rendement d'une antenne est défini par :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (III.3)$$

A titre d'exemple, pour une parabole nous avons typiquement $\eta=0.55$ et $(S_{(W/m^2)}) = \left(\frac{\pi \cdot D^2}{4} \right)$.

Les valeurs maximales précédentes ne sont atteintes qu'à deux conditions. La première exprime l'**adaptation** de l'impédance d'entrée du récepteur à celle de l'antenne. La seconde concerne la **polarisation** de l'onde incidente comparée à celle de l'onde qui serait rayonnée par l'antenne en régime d'émission.

III.2.4. Antenne de réception en technologie filaire

La première radiopile réalisée pour le concept de transport d'énergie sans fil (Solar Power Satellite) était de technologie filaire et fut développée par Brown [Bro78]. La radiopile est composée d'une antenne dipôle $\lambda/2$ connectée à deux bras d'aluminium représentant les lignes de transmission. Ces bras en aluminium réalisent de part leur conception, un filtre passe bas entre l'antenne et la diode de redressement, puis nous retrouvons la diode et une capacité pour le filtrage DC. La figure ci-dessous nous montre le détail de conception de la radiopile.

¹ Acronyme français : CEM pour Compatibilité ElectroMagnétique.

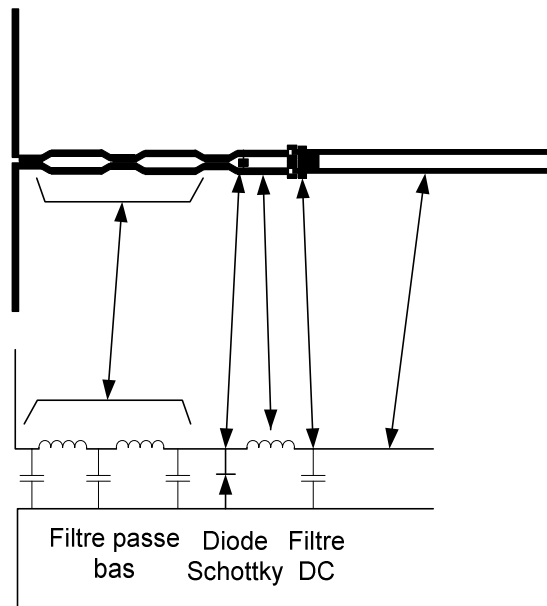


Figure III.1 - Radiopile en technologie filaire

Un inconvénient que possède l'antenne dipôle est celui de sa polarisation linéaire. En effet, l'utilisation d'une double polarisation ou d'une polarisation circulaire permet une plus grande liberté d'application et serait par exemple mieux adaptée à une radiopile positionnée sur un objet en mouvement. De plus, un autre inconvénient est l'encombrement spatial de cette technologie. Typiquement, dans ce cas, la radiopile doit être placée à l'avant d'un plan réflecteur situé approximativement à une distance de $\lambda/4$ (environ 30.6mm à 2.45GHz) pour minimiser les déperditions d'énergie. De même, la technologie de fabrication n'est pas si simple de mettre en œuvre.

Une solution possible à ces inconvénients serait celle de la technologie imprimée sur substrat (typiquement de l'ordre de 0.76mm à 1.5mm d'épaisseur) où ces problèmes peuvent être évités. Grâce à cette technologie, les radiopiles imprimées sont légères, planaires, de faibles dimensions, conforme à une structure et facile à fabriquer.

Pour ces raisons, nous allons maintenant aborder la suite de notre chapitre avec cette technologie dite plaquée.

III.2.5. Antenne de réception en technologie plaquée

III.2.5.1. Simple radiopile avec une antenne patch carré

La figure suivante nous montre le schéma d'une radiopile en topologie parallèle connectée à une antenne patch carré développée par YOO [Yoo92]. Les dimensions et l'impédance d'entrée du patch carré sont réalisées sur un substrat RT/Duroid en utilisant le modèle de cavité de [Car81]. On note la présence d'un réseau d'adaptation positionné entre l'antenne et la diode. La cathode de la diode se retrouve reliée à la masse à travers un via et l'énergie DC de la radiopile est récupérée au centre du côté non-rayonnant de l'antenne patch carré.

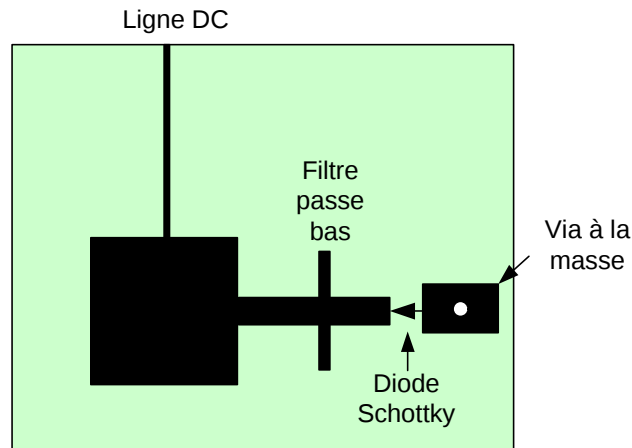


Figure III.2 - Radiopile de technologie plaquée de type patch carré

Cette configuration est très compacte mais le positionnement de la diode en parallèle peut susciter quelques difficultés de conception et d'optimisation énergétique. De plus, la radiopile devra être orientée dans le même sens de polarisation que l'antenne d'émission du fait de la polarisation linéaire du patch. Pour se soustraire à cette contrainte, une solution serait celle de l'antenne patch circulaire moins sensible à la dépolarisation de part sa forme géométrique.

III.2.5.2. Double radiopile avec une antenne patch circulaire

Alors que la diode produit des harmoniques intégrés, l'antenne patch circulaire résonne aux harmoniques non-intégrés. Par conséquent, le rayonnement des harmoniques de la diode à travers l'antenne est minimisé. Comme il sera souligné au chapitre 4, la suppression de ces harmoniques rayonnés est importante, surtout pour un fonctionnement à fortes puissances. L'avantage avec le patch circulaire est que sa polarisation peut être soit circulaire soit double (horizontale et verticale).

Dans l'exemple suivant, on présente une double radiopile connectée à un patch circulaire développé par J. O. McSpadden et K. Chang [McS94]. La structure de la radiopile connectée au patch circulaire est présentée sur la figure III.3. Le patch est gravé sur un substrat RT/DUROID 5870 possédant une constante diélectrique de 2.23.

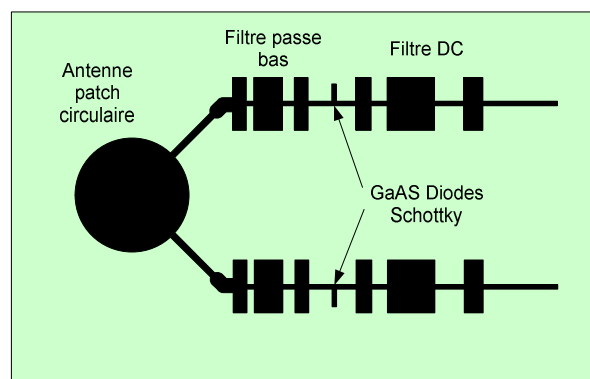


Figure III.3 - Double radiopiles connectées à une antenne patch circulaire

Le rayon du patch est conçu de manière à résonner au mode dominant TM_{11} et est calculé par [Bah80]:

$$f_r = \frac{1.8418 \cdot c}{2 \cdot \pi \cdot a_e \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (III.4)$$

Où c représente la vitesse de la lumière et a_e le rayon effectif du patch. Le rayon effectif est donné par :

$$a_e = a \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot h}{\pi \cdot a \cdot \epsilon_r} \left[\ln\left(\frac{a}{2 \cdot h}\right) + (1.41 \cdot \epsilon_r + 1.77) + \frac{h}{a} (0.268 \cdot \epsilon_r + 1.65) \right]} \quad (III.5)$$

Où h est la hauteur du substrat, a est le rayon du patch et ϵ_r est la constante diélectrique.

Les performances de cette double radiopile ont été estimées à 48% d'efficacité. Pour une antenne en émission en position 1, selon la position de la radiopile en réception, on peut observer sur les courbes suivantes que le rendement varie entre 40% et 48%.

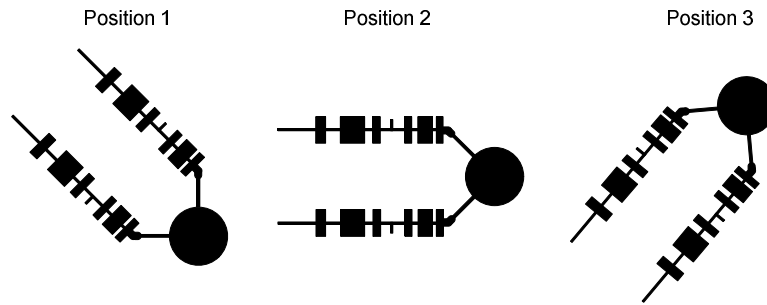


Figure III.4 - Variation de position de la double radiopile

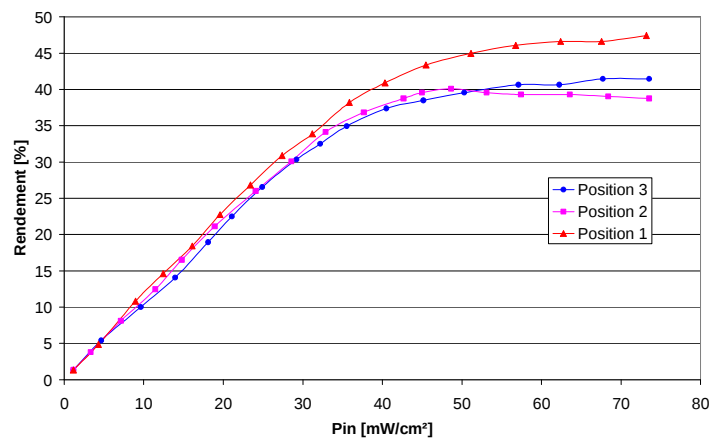


Figure III.5 - Evolution du rendement en fonction de la position

Cette technologie autorise ainsi une variation de position de la radiopile en réception évitant ainsi toutes pertes énergétiques par dépolarisation. Néanmoins, sa conception et sa réalisation restent délicates.

III.2.5.3. Antenne couplée à fente

N. Shinohara et H. Matsumoto [Shi98] ont été les premiers à développer une radiopile constituée d'une antenne patch circulaire couplée électromagnétiquement à un circuit de conversion RF/DC à travers une fente. Un pont de 16 diodes a été adopté pour la partie redressement. La radiopile est structurée en 3 couches :

- Une couche pour l'antenne.
- Une couche pour la fente et le plan de masse.
- Une couche pour les filtres et le circuit de redressement.

La figure III.6 nous montre une vue d'ensemble de cette radiopile. Entre chaque couche est inséré un substrat à base de verre téflon avec une constante diélectrique de 2.6 et une épaisseur de 0.8mm.

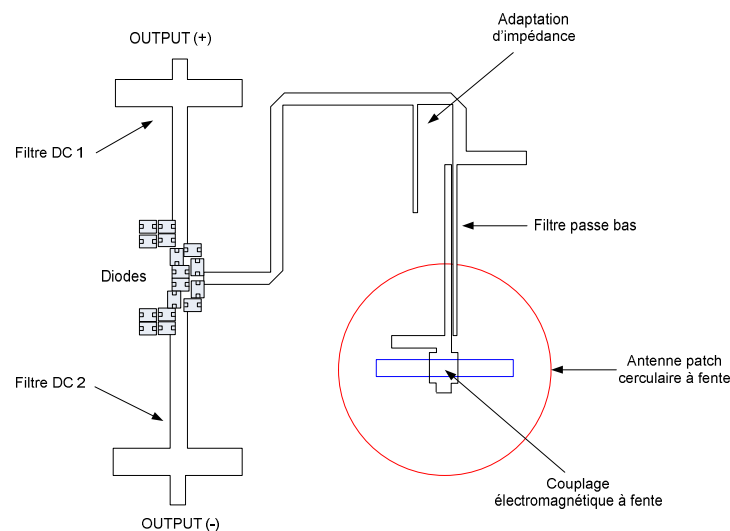


Figure III.6 - Radiopile en technologie plaquée, couplée à une antenne à fente

Nous obtenons un rendement de conversion de l'ordre de 64% avec une puissance d'entrée de l'ordre de 2.5W. L'évolution technologique apportée par cette structure est d'une part l'isolation électrique entre l'antenne et le circuit de redressement et l'aspect compact de la radiopile.

III.3. DIFFERENTES METHODES DE MODELISATION D'ANTENNE

III.3.1. Introduction

Afin d'optimiser la structure complète de la radiopile sous un même environnement de simulation, la prochaine étape de notre étude vise à modéliser l'antenne de réception connectée à la radiopile.

Pour une antenne donnée, la détermination de l'onde rayonnée passe par la résolution des équations de Maxwell [Kon65]. Ce difficile problème de physique-mathématique n'est en général pas soluble analytiquement, même pour les structures les plus simples. De nos jours,

grâce à l'ordinateur et avec l'utilisation de codes électromagnétiques ou numériques, la conception d'antennes complexes devient possible.

Ainsi, les **simulateurs** électromagnétiques sont devenus des outils incontournables pour l'aide à la conception des dispositifs et systèmes. Ils sont basés sur des méthodes numériques exactes (*full wave*) qui donnent des résultats précis. Ces méthodes solutionnent les équations de Maxwell ou des formes dérivées et sont appliquées sur des formulations différentes possédant toutes leurs avantages et inconvénients. Cependant, leur utilisation implique un temps de calcul le plus souvent prohibitif car il s'agit de discrétiser le volume ou la surface à analyser. Ceci constitue un des maillons faibles dans la procédure de conception assistée par ordinateur (CAO). Un compromis est donc à faire entre la recherche de performance et une modélisation simple de l'antenne en fonction de l'application.

Dans le cadre de notre étude, reposant sur une méthodologie d'optimisation de radiopile à hauts rendements sous un même environnement de simulation, nous avons opté pour une modélisation dite « **comportementale** » s'appuyant sur des données mesurées. Cette modélisation simple, rapide et facile d'intégration, moyennant quelques contraintes de mesure, répond au cahier des charges recherché pour notre application.

La modélisation « comportementale » peut être décrite en deux sous-ensembles distincts :

- Nous avons d'un côté une modélisation à base de « quadripôle » avec des entrées et des sorties modélisés par une base de données de mesure de paramètres S.
- Puis, nous avons une modélisation plus complexe en « système d'état » qui, contrairement au point précédent, apporte d'avantage de précisions sur la nature physique de l'antenne. Le but de cette modélisation est de se rapprocher de l'évolution des paramètres S mesurés d'une antenne grâce à une optimisation rapide et simple d'éléments. Ces éléments peuvent être de nature localisés, sous forme de circuit RLC, ou peuvent se mettre sous la forme de polynômes d'une fonction de transfert. Elle peut être considérée comme une modélisation mixte entre un modèle comportemental et physique.

La suite de ce chapitre introduit alors les différentes approches pour cette modélisation comportementale.

III.3.2. Modèle comportemental

III.3.2.1. Quadripôle : boîte de paramètres [S]

Cette méthode est la plus simple et la plus commune des modélisations d'antenne. L'objectif revient à mesurer le paramètre S_{11} de l'antenne désirée et de l'utiliser ensuite directement sous un environnement de simulation grâce à une boîte de paramètres S. Cette modélisation nécessite néanmoins la mise en place d'une mesure précise et reproductible de l'antenne dans un espace libre et sera effectuée sous une calibration spécifique pour éviter toutes erreurs de mesure.

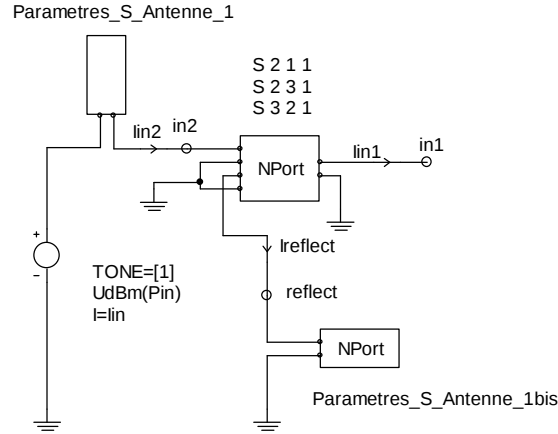


Figure III.7 - Simulation d'antenne par boîte de paramètres S

Cependant, un des inconvénients que présente la méthode est l'impossibilité d'optimiser l'antenne en simulation. On ne peut agir sur les dimensions de l'antenne qu'en pratique, ce qui impose alors une réalisation de l'antenne adéquate avant simulation. Cette méthode est plus dédiée à l'optimisation du circuit connecté en aval de l'antenne, dans le cas où le choix de l'antenne est définitif. De plus, la bande de fréquence de mesure nous interdit l'étude de l'antenne à très large bande. En effet, dès que l'on s'écarte de la bande de fréquence de mesure la simulation n'est plus valide.

III.3.2.2. Dipôle : Identification des coefficients du polynôme [Ako03]

Cette méthode numérique permet d'approcher au mieux une fonction de transfert, type impédance à valeurs complexes, par des fractions rationnelles de la variable s de Laplace à coefficients réels. Grâce à cette étude, il est possible de faire une simulation temporelle de l'impédance d'une antenne dans un simulateur de type PSpice [Mic97] ou Saber. Cette méthode s'inscrit dans le développement du Code Hybride [Ako00], c'est-à-dire la possibilité de coupler le code électromagnétique 3D et le code de SPICE. Elle est basée sur la méthode de la compression fréquentielle qui transforme une structure EM maillée en triangles du second ordre en fils minces. La bande de fréquence d'étude est divisée en sous-bandes NB et en supposant que l'impédance complexe mesurée Z_{mes} peut être approchée par une somme de NB fonctions d'approximation Z_{app}^k , on a donc une décomposition en fonctions de base sur chaque sous-bande égale à :

$$Z_{mes}(j\omega) \cong Z_{app}(j\omega) = \sum_{K=1}^{NB} Z_{app}^k(j\omega) \quad \text{pour } \omega \in \Omega \quad (III.6)$$

Puis la meilleure approximation Z_{app}^k au sens des moindres carrés est réalisée pour chaque sous bande. Enfin, nous pouvons passer aux écritures des équations différentielles du second ordre en temporel, qui peuvent être simulées dans un simulateur de type PSpice ou Saber.

En résumé, rappelons que le code hybride est identifié comme un outil à fort potentiel dans la mesure ou il offre la possibilité de prendre en compte de façon simple et rigoureuse les phénomènes liés à la CEM au niveau des simulations temporelles incorporant des phénomènes non linéaires.

III.3.2.3. Dipôle : Choix circuit électrique équivalent [Ger03]

Avec certaines contraintes sur le domaine de validité, une autre approche alternative peut se substituer au modèle électromagnétique. Par exemple, des techniques de modèles équivalents de dispositifs ont été élaborées. Une structure peut être avantageusement remplacée par un circuit électrique équivalent dont le calcul des paramètres de sortie se fait relativement rapidement.

Ce type de modélisation a été introduit par Gerrits [Ger03] et a pour objectif de minimiser le temps d'optimisation, de caractérisation et d'étude d'une antenne. Ce procédé assez simpliste revient à modéliser l'antenne par des éléments passifs permettant une optimisation rapide sous un environnement de simulation électronique classique. En effet, cela semble être tout à fait évident qu'il soit possible de modéliser une antenne par un circuit équivalent du fait de son comportement électromagnétique. D'ailleurs, ce comportement électromagnétique est caractérisé par une résonance de l'antenne à la fréquence fondamentale de fonctionnement, ce qui peut être identifié par un circuit résonnant RLC composé d'une inductance L_1 , d'une capacité C_1 et d'une résistance R . Cette résistance R peut être définie comme la somme de deux résistances en série correspondant à la résistance de conduction R_c et celle de rayonnement R_r d'une antenne avec $R=R_r+R_c$.

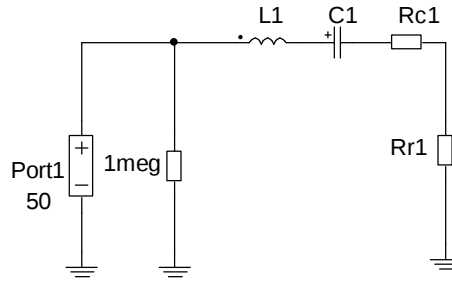


Figure III.8 - Circuit résonant RLC

Ce circuit a son minimum d'impédance (R_r+R_c) à la fréquence fondamentale f_0 . Le calcul de l'impédance équivalente de l'antenne Z_a et du facteur de qualité Q peut être défini comme :

$$Z_{\text{antenne}} = \frac{V}{I} = (R_r + R_c) \left[1 + j\omega \frac{L_1}{(R_r + R_c)} - j \frac{1}{\omega(R_r + R_c)C_1} \right] \quad (\text{III.7})$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (\text{III.8})$$

Le facteur de qualité Q de tous circuits résonnants est défini comme [Col02] :

$$Q = 2 \cdot \pi \cdot \frac{(\text{énergie stockée à la résonance})}{(\text{énergie dissipée par cycle})} \quad (\text{III.9})$$

Pour un simple circuit résonnant possédant une inductance L_1 , une capacité C_1 et une résistance de pertes ($R=R_c+R_r$), il peut être montré que :

$$Q = \frac{\omega_0 L_1}{R_r + R_c} = \frac{1}{R_r + R_c} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (\text{III.10})$$

Les absorptions majeures de la puissance de ce modèle simplifié sont localisées dans la résistance constante de rayonnement R_r et de la résistance de conduction R_c . La puissance dissipée dans la résistance de rayonnement correspond à la puissance rayonnée par l'antenne.

En outre, l'avantage apporté par cette méthode est qu'elle facilite l'analyse des pertes énergétiques de l'antenne sur une bande de fréquence et permet de les quantifier en fonction des éléments localisés (pertes par conduction ou par rayonnement).

C'est pour toutes ces raisons que dans la partie suivante nous avons opté pour l'alternative proposée par Gerrits qui consiste à modéliser une antenne quelconque en schéma électrique équivalent et à valider le procédé par une comparaison théorie-pratique.

III.4. MODELISATION CIRCUIT D'UN DIPOLE

III.4.1. Introduction

Cette modélisation circuit a dans un premier temps été appliquée à une antenne dipôle connue pour sa simplicité de réalisation et de caractérisation. Cette modélisation est faite sur une large bande de fréquence. La mesure en pratique est effectuée grâce à un analyseur de réseau sous une calibration standard 3.5mm. Cette étude débute par une introduction brève de l'antenne dipôle suivie de sa modélisation circuit en passant par la mesure et l'optimisation des éléments localisés.

III.4.2. Antenne dipôle

L'antenne dipôle a été inventée en 1886 par Heinrich Rudolph Hertz. C'est l'antenne la plus simple d'étude d'un point de vue théorique. Comme son nom l'indique, le dipôle est constitué de deux branches conductrices, ou « pôles », à l'intérieur desquels circule un courant RF. Ce courant RF, ainsi que la tension associée, provoquent le rayonnement d'une onde électromagnétique. La fréquence de résonance est déterminée par la longueur du conducteur. Dans la plupart des cas, une simple longueur de $\lambda/2$ est utilisée, bien que des longueurs de $3\lambda/2$, $5\lambda/2$ soient également possibles. La distribution du courant à travers le dipôle est sinusoïdale. Cette distribution est à zéro aux extrémités des conducteurs et au maximum en son centre. Conventionnellement la tension est faible au centre et tend vers son maximum aux extrémités du conducteur.

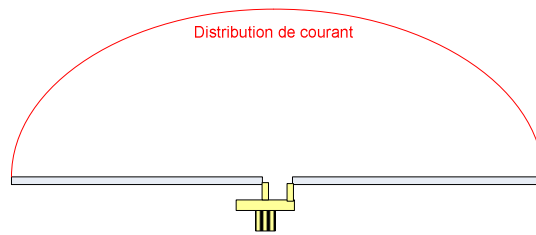


Figure III.9 - Distribution de courant d'un dipôle $\lambda/2$

L'impédance d'alimentation du dipôle dépend de nombreux facteurs, à savoir : sa longueur, la position de l'alimentation, l'environnement etc. Un dipôle de longueur $\lambda/2$ alimenté en son centre possède une impédance $Z=73.3+j*42.5$ dans le vide.

Cette impédance peut être changée en rajoutant à proximité d'autres objets rayonnants. Il faut savoir également que le sol exerce un effet majeur sur l'impédance du dipôle.

La forme de son diagramme de rayonnement est souvent comparée à celle d'une pomme, c'est-à-dire que le minimum de rayonnement se situe à chaque extrémité de l'antenne. Si la longueur du dipôle est changée alors le diagramme de rayonnement est perturbé.

III.4.3. Modélisation circuit sur large bande

III.4.3.1. Bande passante de 1GHz à 5GHz

Nous appliquons maintenant la modélisation circuit à l'antenne dipôle décrite précédemment. Le schéma électrique simple et intuitif de l'antenne dipôle présenté dans cette partie peut être utilisé dans n'importe quel simulateur SPICE, pour une large bande de fréquence et sans la nécessité d'avoir recours aux outils de simulation électromagnétique. Le port 1 représente la source de puissance RF incidente. Les éléments TLINE, Lp, Cp et Rp ont été rajoutés afin d'ajuster la longueur électrique équivalente de l'antenne et du gain en hautes fréquences.

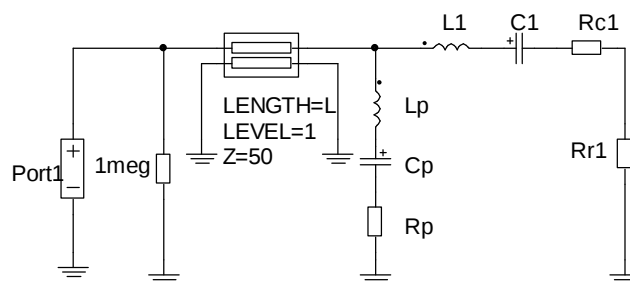


Figure III.10 - Circuit équivalent d'une antenne dipôle (1GHz-5GHz)

L'optimisation du circuit est effectuée par la méthode du « Gradient », utilisée dans le logiciel APLAC qui a pour but de minimiser la somme au carré des fonctions erreurs entre le paramètre S_{11} simulé et celui mesuré. D'après les formules décrites précédemment, l'optimisation du circuit débute par les éléments L_1 , C_1 définissant la fréquence de résonance du circuit. Puis, l'optimisation de $R=R_{c1}+R_{r1}$ permet de fixer le facteur de qualité Q. Sur les

figures suivantes, on peut observer le paramètre mesuré S_{11} comparé à celui simulé après optimisation.

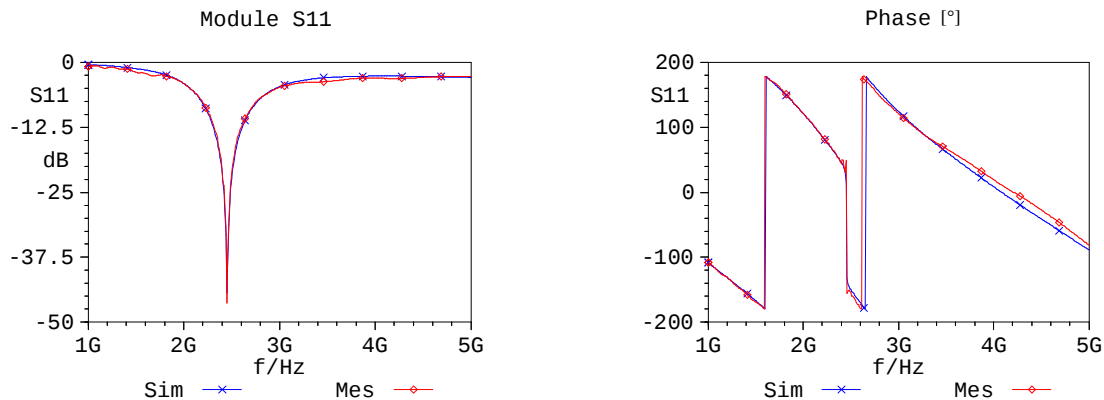


Figure III.11 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé d'une antenne dipôle (1GHz-5GHz) après optimisation

Les valeurs des éléments optimisés sont présentées dans le tableau suivant :

L_1	C_1	R_r1	R_{c1}	L
13.88nH	0.313pF	48.5 Ω	1 Ω	0.0379m

L_p	C_p	R_p
0.93nH	0.174pF	70 Ω

Tableau III.1 – Valeurs optimisées des éléments circuit pour une antenne dipôle de 1GHz à 5 GHz

L'optimisation ayant portée sur les éléments RLC à chaque résonance et le jeu de possibilité des valeurs obtenues pour L et C étant importantes, la détermination du facteur de qualité Q en fonction de L se retrouve alors faussée et inexploitable. Pour cela, nous utilisons la technique directe par mesure expérimentale avec :

Le facteur de qualité Q à f_0 défini par :

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_0} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 2.45 \cdot 10^9}{2 \cdot \pi \cdot 0.77 \cdot 10^9} = 3.18 \quad (\text{III.11})$$

La confrontation simulation-expérience est satisfaisante. Une erreur quadratique moyenne de 1.04% est observée sur le gain ainsi qu'une erreur de 2.74% sur la phase. Nous disposons d'une modélisation simple et efficace de l'antenne dipôle $\lambda/2$. L'impédance de l'antenne est correctement décrite sur toute la plage de fréquence. De plus, en vertu du théorème de réciprocité (Carson), les antennes ont des propriétés identiques, il est donc possible d'utiliser cette modélisation circuit aussi bien en émission qu'en réception.

III.4.3.2. Bande passante de 1GHz à 10GHz

Nous allons maintenant modéliser le dipôle sur une plus large bande de fréquence. Le nouveau schéma électrique est composé de deux principales cellules RLC avec L1, C1, L2, C2 correspondant à chaque résonance de l'antenne dans la plage de fréquence utilisée. Le procédé reste le même à savoir une optimisation alternée des éléments L_n , C_n pour les deux fréquences de résonance. Puis, les résistances R_{r1} , R_{r2} , R_{c1} , R_{c2} sont optimisées et nous permettront par la suite de déterminer l'efficacité de rayonnement de l'antenne à chaque résonance. De même, on note également que deux autres circuits résonants RLC ont été rajoutés au schéma électrique pour les mêmes raisons évoquées précédemment.

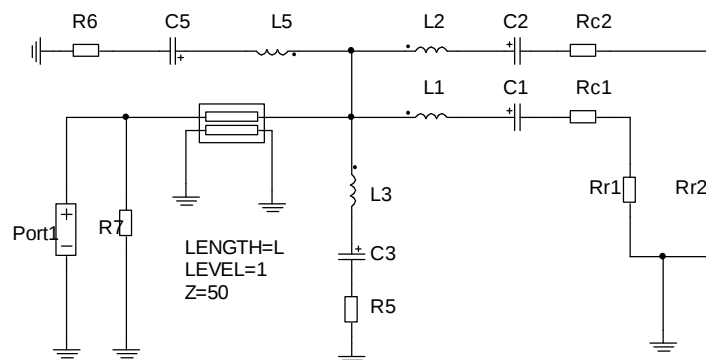


Figure III.12 - Circuit équivalent d'une antenne dipôle (1GHz-10GHz)

De la même façon, une optimisation basée sur la méthode du « *Gradient* » est appliquée succinctement par bande de fréquence. Le mode opératoire se déroule par étape selon le schéma synoptique présenté ci-dessous :

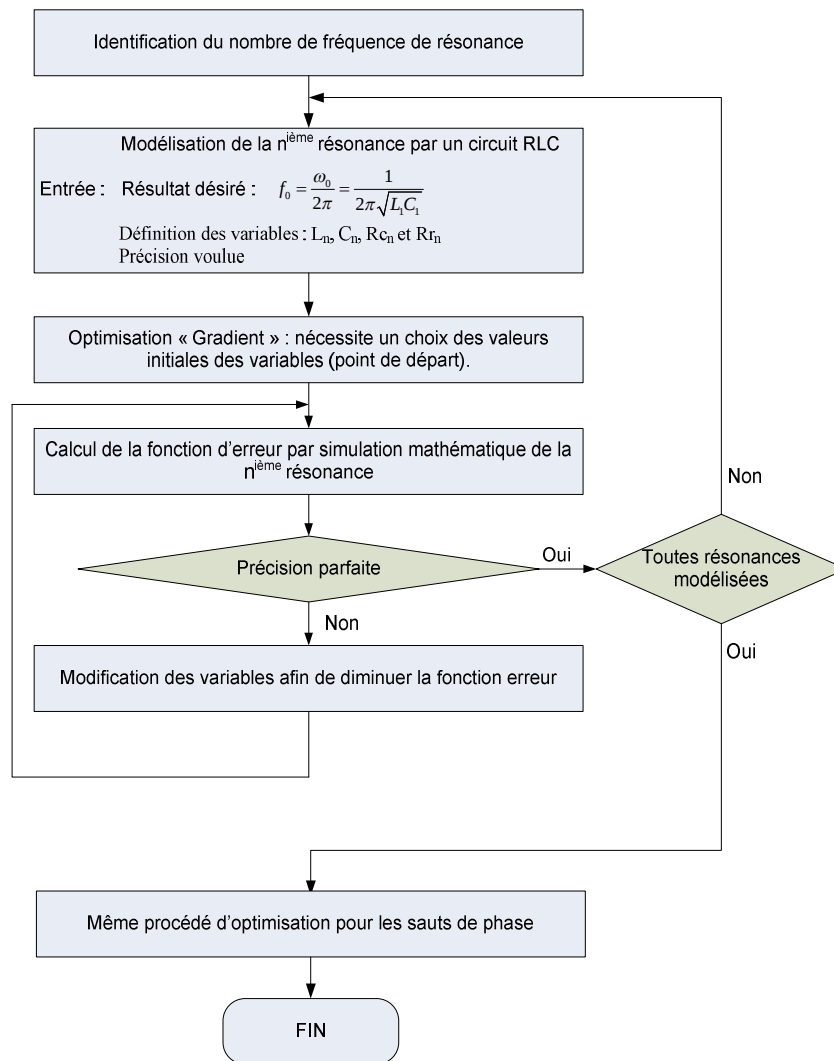


Figure III.13 - Schéma synoptique de l'optimisation Gradient appliquée au circuit équivalent

Les figures suivantes nous exposent ainsi le paramètre S_{11} mesuré à celui simulé après optimisation.

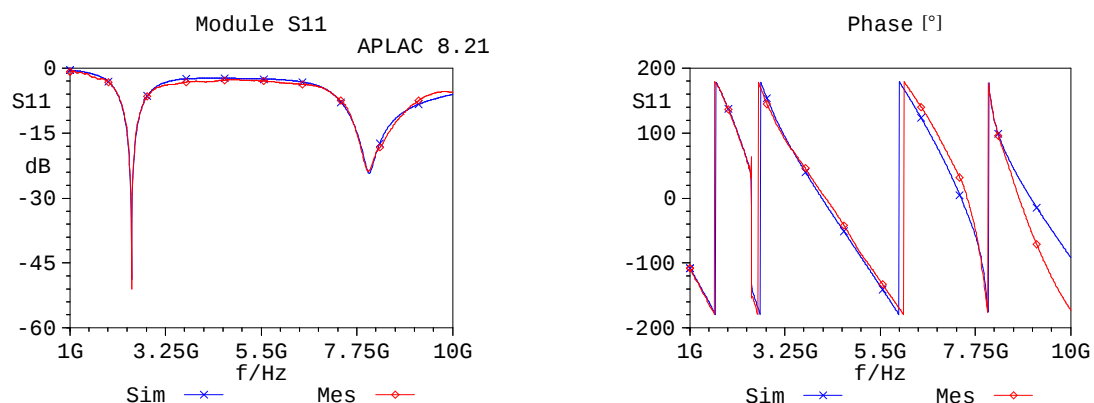


Figure III.14 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé d'une antenne dipôle (1GHZ-10GHz) après optimisation

Les sauts de phase qui apparaissent proviennent à la fois de l'adaptateur N/SMA, du connecteur SMA soudé à la plaque micro-ruban, à la longueur électrique de la ligne d'alimentation, etc.

Les valeurs des éléments caractérisant les deux résonances en schéma électrique équivalent de l'antenne sont présentées dans ce tableau :

L_1	C_1	R_{r1}	R_{c1}	L
13.88nH	0.313pF	48.5Ω	1Ω	0.0379m

L_2	C_2	R_{r2}	R_{c2}
4.38nH	0.091pF	43Ω	1Ω

Tableau III.2 - Valeurs optimisées des éléments circuit pour une antenne dipôle de 1GHz à 10 GHz

Nous en déduisons le facteur de qualité Q à f_0 défini par :

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_0} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 2.45 \cdot 10^9}{2 \cdot \pi \cdot 0.77 \cdot 10^9} = 3.18 \quad (\text{III.12})$$

Et celui à f_1 par :

$$Q_1 = \frac{\omega_1}{\Delta\omega_1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 8 \cdot 10^9}{2 \cdot \pi \cdot 2.36 \cdot 10^9} = 3.38 \quad (\text{III.13})$$

Une fois de plus, les résultats restent conformes aux espérances prédites par la méthode de modélisation. On distingue une erreur quadratique moyenne de 1.4% sur le gain mais une erreur de 7% apparaît sur la phase. En effet, celle-ci s'explique par une légère dérive de la phase à très hautes fréquences indiquant la nécessité d'ajouter un autre circuit RLC pour compenser le dernier saut de phase. Néanmoins, les erreurs trouvées aux trois premières harmoniques sont acceptables.

III.5. MODELISATION CIRCUIT D'ANTENNES PLAQUEES

III.5.1. Introduction

Les antennes plaquées sont de nos jours très populaires pour les applications où la nécessité d'un faible encombrement spatial est demandée, c'est-à-dire pour des longueurs d'ondes $\lambda < 3m$. La structure de ce type d'antenne consiste en une simple couche conductrice déposée sur un diélectrique, lui-même sur une deuxième couche conductrice formant le plan de masse. La forme de la couche conductrice peut être de différentes géométries et cela permet d'obtenir parfois des avantages au niveau du gain, de la directivité ou encore sur l'adaptation de l'antenne. Cependant, les formes les plus utilisées restent la forme rectangulaire et carrée offrant une plus grande simplicité d'étude et de réalisation. De plus,

ces antennes présentent d'énormes avantages lorsqu'elles sont mises en réseau, en particulier, la possibilité d'obtenir des caractéristiques de rayonnement très intéressantes qui ne sont pas réalisables avec un seul élément imprimé.

Une modélisation circuit du patch imprimé est développée dans la partie suivante selon le même principe étudié précédemment. Nous débuterons cette partie par une introduction succincte aux calculs nécessaires à la réalisation d'une antenne patch carré.

III.5.2. Modélisation d'un patch carré

III.5.2.1. Définition

Typiquement, les dimensions d'un patch en fonction de la fréquence d'utilisation, à savoir sa longueur, sa largeur et son épaisseur, sans oublier l'alimentation en son centre par une ligne micro-ruban sont indiquées sur la figure ci-dessous :

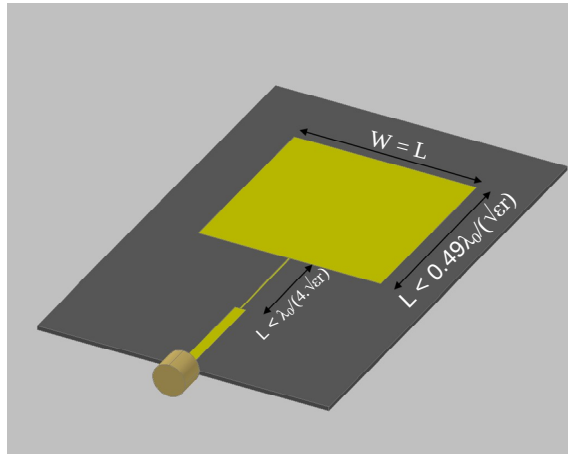


Figure III.15 - Dimensions typiques d'un patch imprimé

- La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par ailleurs, elle joue un rôle pour l'impédance d'entrée de l'antenne et la bande passante à ses résonances :

$$Z_{in} = 90 \cdot \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right)^2 \quad (III.14) \text{ \& \& (III.15)}$$

$$B = 3.77 \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \left(\frac{W}{L} \right) \left(\frac{t}{\lambda_0} \right)$$

Pour obtenir un bon rendement de l'antenne, une largeur W pratique est :

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (III.16)$$

où le terme f_0 représente la fréquence fondamentale de l'antenne.

En contrepartie, le diagramme de rayonnement se dégrade (apparition de plusieurs lobes secondaires).

- La longueur du patch détermine les fréquences de résonance de l'antenne. Il ne faut surtout pas oublier de retrancher la longueur ΔL correspondante aux extensions des champs.

$$L = \frac{\lambda_{\text{dielectrique}}}{2} - 2\Delta L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (\text{III.17})$$

La composante horizontale du champ électrique du bord gauche et droit du patch part dans la même direction, garantissant ainsi un rayonnement polarisé avec une phase linéaire.

III.5.2.2. Modélisation

Comme il a été introduit précédemment, le schéma électrique d'une antenne possédant deux fréquences de résonance peut être modélisé par deux circuits RLC résonants comme présentés ci-dessous :

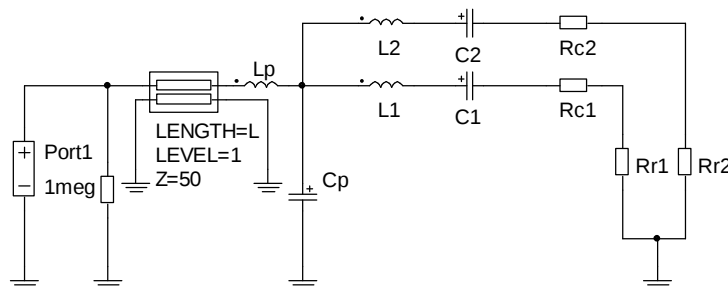


Figure III.16 - Circuit équivalent d'une antenne patch carré

Les éléments L_p , C_p et TLINE compensent les effets de sauts de phases rencontrés lors de la mesure. L'adaptation à 50Ω est effectuée grâce une ligne de longueur $\lambda/4$ et de largeur spécifique permettant de ramener l'impédance du patch à celle du générateur.

La différence avec le dipôle vient du facteur de qualité, étroitement lié à la bande passante, ou nous observons ici une plus étroite bande passante. La figure III.17 ci-dessous nous montre le paramètre S_{11} de l'antenne patch mesuré et celui simulé après optimisation :

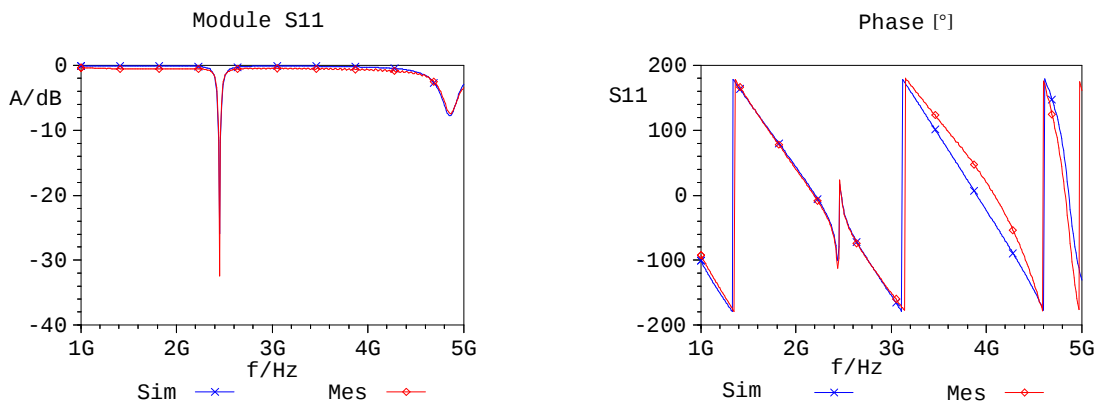


Figure III.17 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé d'une antenne patch carré après optimisation

Le calcul de l'erreur quadratique moyenne sur toute la bande de fréquence nous donne pour le gain une erreur de 1.3% et de 4% pour la phase.

Les valeurs des éléments caractérisant les deux résonances en schéma électrique équivalent de l'antenne sont présentées dans ce tableau :

L_1	C_1	R_{r1}	R_{c1}	L
235nH	0.018pF	47.5Ω	1Ω	0.0297m

L_2	C_2	R_{r2}	R_{c2}
32.3nH	0.064pF	20Ω	1Ω

Tableau III.2 - Valeurs optimisées des éléments circuit pour une antenne dipôle de 1GHz à 10 GHz

Nous en déduisons le facteur de qualité Q à f_0 défini par :

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_0} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 2.45 \cdot 10^9}{2 \cdot \pi \cdot 0.06 \cdot 10^9} = 40 \quad (\text{III.18})$$

Et celui à f_1 par :

$$Q_1 = \frac{\omega_1}{\Delta\omega_1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 4.86 \cdot 10^9}{2 \cdot \pi \cdot 0.25 \cdot 10^9} = 19.4 \quad (\text{III.19})$$

Le facteur de qualité de l'antenne patch est plus important que le dipôle, d'où une meilleure directivité de l'antenne et un transfert d'énergie optimal. Néanmoins, au détriment d'une meilleure directivité, sa bande passante est très étroite ce qui impliquera une chute du rendement de la radiopile dès lors qu'une perturbation surviendra sur la fréquence de résonance de l'antenne (voir partie 4.4.4.3.1).

III.5.3. Modélisation d'un réseau de 2 patches carré

III.5.3.1. Définition

Dans la partie précédente, nous avons fait l'étude d'un patch carré composé d'un seul élément imprimé. Habituellement, le diagramme de rayonnement d'un simple élément est relativement peu directif. Hors, dans notre cas d'étude concernant le transport d'énergie sans fil, nous savons que pour éviter les pertes d'énergie en transmission, il est nécessaire que l'antenne d'émission possède des caractéristiques très directives (méthode qui peut être appliquée également en réception). Cela peut être réalisé en augmentant la surface électrique de l'antenne. Ainsi l'élargissement des dimensions d'un seul élément imprimé offre souvent des caractéristiques plus directives. Mais une autre solution reste possible et consiste à former un ensemble d'éléments rayonnants dans une configuration géométrique et électrique

particulière. Cette nouvelle antenne formée par plusieurs éléments est appelée un « réseau d'antenne ». Dans la plupart des cas, tous les éléments constituant le réseau sont pris de même dimensions pour des raisons pratiques d'étude et de réalisation.

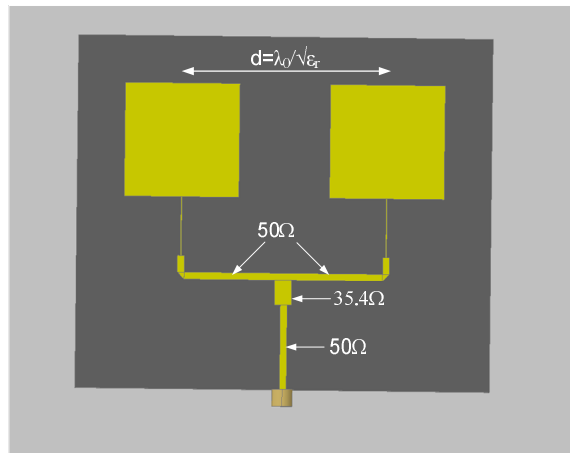


Figure III.18 - Réseau de 2 patchs imprimés

Le champ total rayonné par le réseau est la somme du champ que rayonne chaque élément du réseau, en supposant que le courant dans chaque élément est le même que celui de l'élément isolé (couplage négligeable) ; ce qui n'est pas souvent le cas et dépend de la distance de séparation entre les éléments imprimés. Le champ total du réseau est égal au champ d'un seul élément, positionné à l'origine, multiplié par un facteur, lequel est appelé « facteur de réseau ». Ainsi pour un réseau de deux éléments d'amplitude constante, le facteur réseau est donné par :

$$AF = 2 \cdot \cos \left[\frac{1}{2} \cdot (k \cdot d \cdot \cos(\theta + \beta)) \right] \quad (\text{III.20})$$

où d représente la distance de séparation entre les éléments

β est l'excitation de phase

θ est l'angle

Le facteur réseau est fonction de la géométrie du réseau et de l'excitation de phase. En faisant varier ces deux caractéristiques, le champ total du réseau peut être contrôlé.

III.5.3.2. Modélisation

La modélisation en schéma électrique d'un réseau de deux patchs ne diffère guère de celui d'un patch. Le schéma électrique reste pratiquement le même, car on peut toujours observer la présence de deux résonances pour une bande de fréquence comprise entre 1GHz et 5GHz. Le facteur de qualité diffère cependant de celui d'un patch à la deuxième résonance, c'est-à-dire à 4.9GHz. Le schéma électrique équivalent est représenté sur la figure suivante :

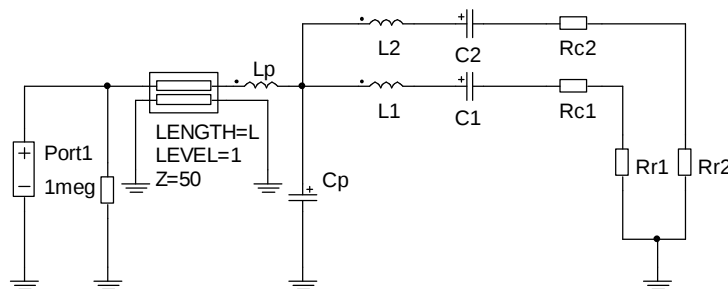


Figure III.19 - Circuit équivalent d'un réseau d'antenne de deux patches carré

Les éléments TLINE, L_p et C_p , jouent encore leur rôle de compensation de la longueur électrique et de sauts de phase etc...

Après optimisation des éléments localisés, on peut voir sur la figure III.20 ci-dessous le paramètre S_{11} mesuré et celui simulé après optimisation.

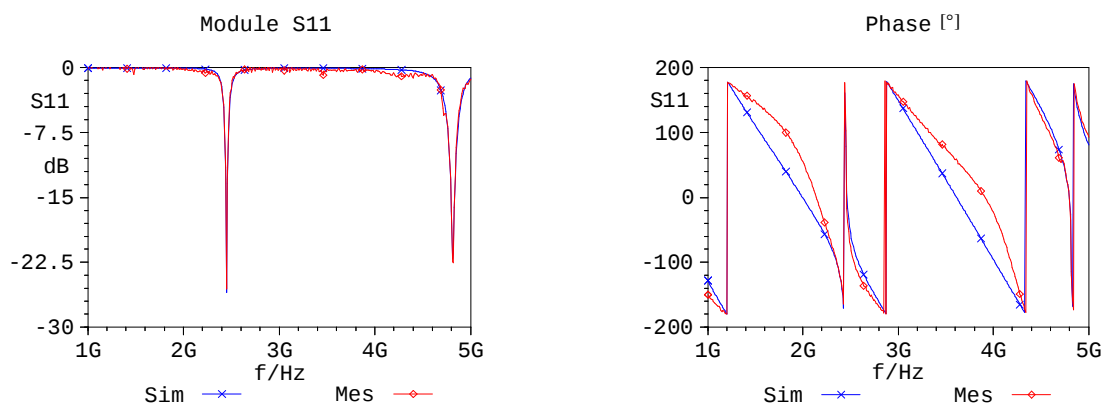


Figure III.20 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé d'un réseau d'antenne de deux patches carré après optimisation

On distingue une erreur quadratique moyenne de 1.07% sur le gain et une erreur de 6% sur la phase due à la présence d'offset entre la mesure et la simulation pour deux bandes de fréquences, mais une fois de plus cette erreur est minimale pour 2.45GHz et 4.9GHz.

Il est bien évident que la principale différence entre un seul patch et un réseau de deux patches n'est apparente que sur un diagramme de rayonnement. Le réseau de deux patches sera nécessairement plus directif, avec un lobe principal plus étroit que celui d'un patch.

III.5.4. Modélisation d'un réseau de 4 patches carré

III.5.4.1. Définition

Dans le but d'obtenir une antenne d'émission directive ou une surface de collecte plus importante, un réseau de 4 patches de forme carrée a été réalisé. Maintenant que la mise en réseau de deux éléments a été introduite et illustrée, nous allons généraliser la méthode en incluant N éléments. Puisque le facteur réseau total pour un réseau uniforme est la somme des exponentiels, il peut alors être représenté par la somme du vecteur de chaque N phaseurs d'unité d'amplitude et de phase progressive ψ relative au précédent [Kra02]. Si le point de

référence est au centre physique du réseau, le facteur d'un réseau de N éléments de sources isotropes est donc défini par :

$$AF = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2} \cdot \psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} \cdot \psi\right)} \right] \quad (III.21)$$

III.5.4.2. Modélisation

La réalisation d'un réseau de quatre patches de forme carrée nous a permis, grâce à ses caractéristiques plus directives, de pouvoir transmettre de l'énergie sur de plus grandes distances. Cette antenne utilisée en émission, nous permettra par la suite de valider le fonctionnement du système TESF pour une application concrète à des distances plus éloignées. De la même manière, sa modélisation en circuit électrique équivalent diffère peu du réseau d'antenne à deux patches avec une caractéristique en gain possédant deux fréquences de résonances. La différence précédemment mentionnée ne sera percevable que sur son diagramme de rayonnement caractérisé par un lobe principal encore plus étroit.

III.5.5. Modélisation d'une antenne patch carré couplée à fente

III.5.5.1. Définition

Les antennes à fentes sont très utilisées dans le domaine des hautes fréquences. Elles peuvent être de différentes configurations géométriques avec certaines formes plus populaires que d'autres. L'avantage apporté par leur configuration géométrique demeure leur capacité à utiliser un substrat différent pour la ligne d'alimentation et le patch rayonnant. Dans leur structure usuelle, un patch imprimé sur un substrat de faible constante diélectrique est excité à travers une fente dans le plan de masse par une ligne micro-ruban imprimée sur un substrat séparé couvrant l'autre côté du plan de masse.

En effet, l'alimentation du patch rayonnant se fait par couplage électromagnétique à travers une fente, garantissant ainsi une isolation électrique entre l'antenne et le circuit d'alimentation ou de réception. Cette topologie réduit également les effets d'onde de surface sur le patch et augmente sa bande passante. La figure III.21 nous illustre le schéma simple d'une antenne micro-ruban alimentée par fente proposé par Pozard [Poz85].

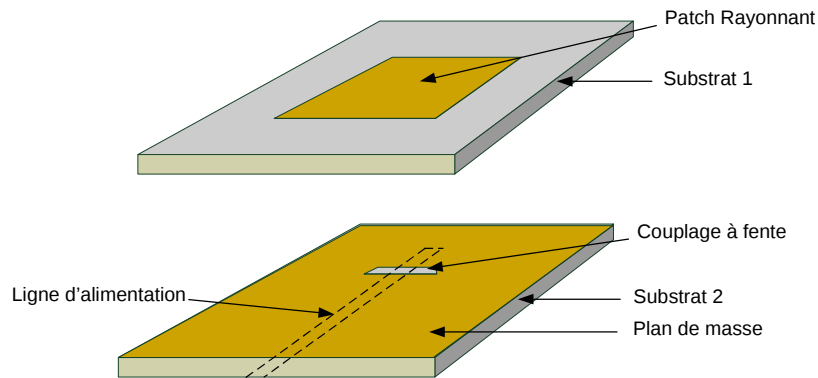


Figure III.21 - Géométrie basique de l'antenne micro-ruban alimentée par fente

Concernant le couplage entre la ligne d'alimentation micro-ruban et la fente, il a été démontré en [Her91] que l'ouverture doit être perpendiculaire à la ligne d'attaque et doit être assez petite pour que la perturbation du champ de la ligne (mode quasi-TEM) soit faible. Cependant, la longueur de l'ouverture doit permettre une bonne interaction entre la ligne d'attaque et le bord de la fente. L'avantage apporté par cette structure permettra l'insertion du système de conversion d'énergie RF/DC à la ligne d'alimentation se trouvant sur le substrat opposé au patch rayonnant, diminuant ainsi la taille de la radiopile.

III.5.5.2. Modélisation

Comme il est précisé dans [Her91] et déjà approuvé par tous les autres investigateurs dans ce domaine, l'impédance de la fente ainsi que celle de l'antenne toute entière apparaissent comme un élément en série (Z_{series}) à la ligne micro-ruban d'alimentation. En simulation, comme en pratique, la mesure de l'impédance (ou du coefficient de réflexion) de l'antenne se fait par rapport à la ligne d'alimentation.

Le problème qui persiste consiste à trouver une relation entre la fréquence de résonance de la structure entière (qui devrait être identique à la fréquence de fonctionnement) et celle de la fente. Ceci peut être fait par un circuit équivalent [Kyr99] ; celui-ci est composé d'un circuit résonnant de série RLC pour le patch et d'un circuit résonnant parallèle pour la fente suivant les indications de la figure III.21. Le couplage électromagnétique entre le patch et la fente et entre la fente et la ligne d'alimentation est modélisé par des transformateurs. La fente agit comme une impédance de série vue de la ligne d'alimentation, [Poz96] [Got94] [Bha92] et possède un comportement inductif presque pur lorsqu'elle fonctionne au-dessous de la résonance, alors qu'elle peut être représentée par un circuit résonnant parallèle en fonctionnement général.

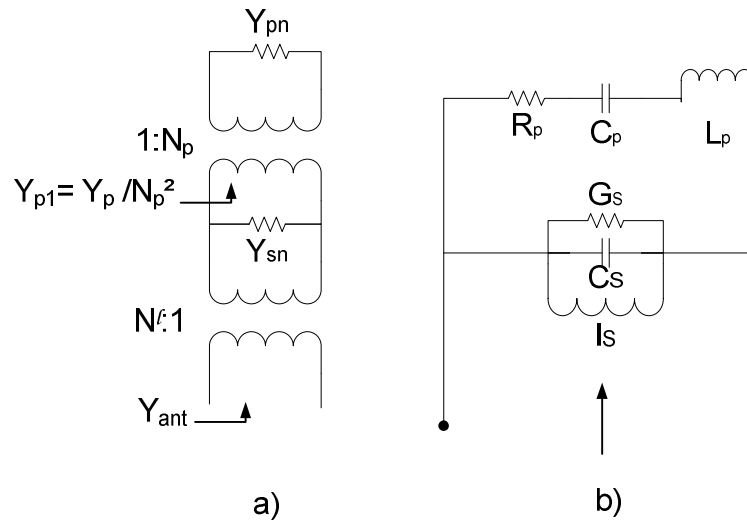


Figure III.22 - a) Circuit équivalent de l'antenne couplée à fente selon [Kyr99].

b) Circuit équivalent pour le mode dominant au niveau de la fente.

Ce circuit équivalent de l'antenne à fente proposé par George A. Kyriacou ressemble beaucoup à notre modélisation circuit développée jusqu'à présent pour les autres antennes. Il est composé de deux circuits résonants : un en série pour le patch et l'autre en parallèle pour la fente. La figure II.23 ci-dessous nous montre le paramètre S_{11} mesuré et celui simulé avec notre modélisation circuit après optimisation :

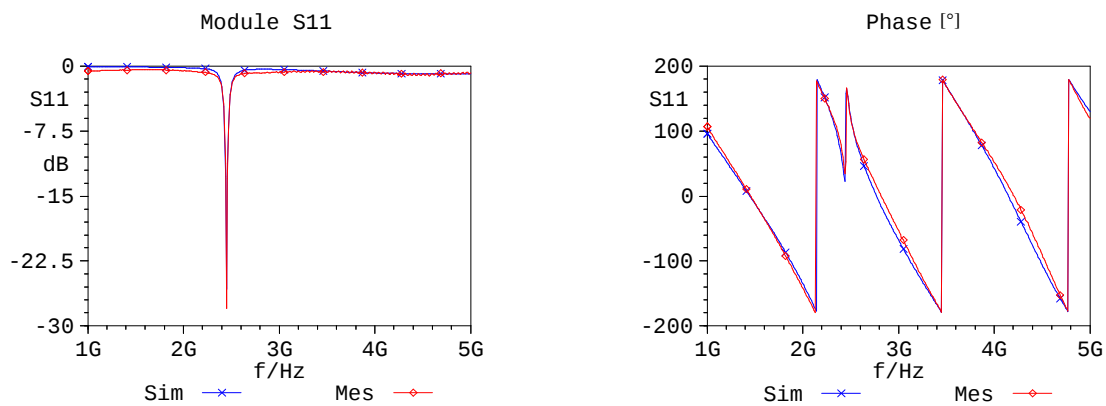


Figure III.23 - Paramètre S_{11} mesuré et simulé de l'antenne à fente après optimisation

L'erreur quadratique moyenne calculée est acceptable, de l'ordre de 1.3% pour le gain et de 2.6% pour la phase.

L'approche de la modélisation circuit d'antennes maintenant validée, cela nous conduit naturellement à la prochaine étape indispensable à une transmission d'énergie sans fil, à savoir le canal de transmission.

III.6. MODELISATION D'UN CANAL DE TRANSMISSION D'ENERGIE

III.6.1. Introduction

Pour que le système TESH soit modélisé dans sa globalité sous un même environnement de simulation, les pertes rencontrées dans le canal de transmission de l'énergie entre les deux antennes doivent être quantifiées en fonction de la distance. En effet, dans une liaison sans fil, le signal envoyé par l'émetteur est atténué et la fraction arrivant au récepteur est réduite, malgré les gains des antennes et de l'amplificateur si bien que le signal est alors dégradé. Le travail présenté dans cette partie est inspiré des travaux de Gerrits montre qu'il est possible, grâce à un procédé simple, de modéliser un canal de transmission d'énergie en fonction de la distance.

III.6.2. Propagation des ondes planes dans un canal

III.6.2.1. Introduction

Le canal de transmission représente le support permettant de transmettre de l'information mais aussi de la puissance. On distingue généralement deux catégories de propagation des ondes :

- La propagation dans l'espace libre (le vide, la troposphère, l'air, etc.)
- La propagation guidée (les câbles coaxiaux, la fibre optique, le guide d'onde, etc.)

On s'intéressera dans cette partie à une propagation en espace libre. Pour certains cas d'étude, on supposera que la transmission se fait dans un canal dépourvu de perturbations (absorption, réflexion, réfraction, diffraction), infiniment loin de la terre (son coefficient de réflexion est négligeable), et le signal arrivant au récepteur est uniquement fonction de la distance à l'émetteur (loi de rayonnement en fonction de l'inverse du carré de la distance - optique).

L'atténuation en propagation est l'affaiblissement du signal entre l'antenne d'émission et celle de réception, cela se produisant en l'absence de réflexion qui pourrait renforcer le signal, ou en l'absence d'obstacles situés sur le trajet qui ajouterait une atténuation supplémentaire. Prenons le cas où les antennes sont supposées être isotropes.

Cet affaiblissement en champ lointain peut être aisément calculé à l'aide de la formule :

$$A_{p(dB)} = 10 \cdot \log(d^2 \cdot f^2 \cdot 1755) \quad (III.22)$$

Par conséquent, nous voyons que l'affaiblissement s'accroît avec le carré de la distance et de la fréquence.

III.6.2.2. Rendement de transmission

Plusieurs paramètres permettent de définir les caractéristiques et le rendement d'une transmission. Dans les conditions d'une transmission d'énergie à fortes puissances (faisceau faiblement divergent), l'expression de la densité de puissance χ obtenue au centre de

l'ouverture de réception, dans l'axe de l'ouverture d'émission de surface A_e , à une distance d , délivrant une puissance P avec un rayonnement micro-onde de longueur λ est donnée par :

$$\chi = \frac{A_e \cdot P}{(\lambda \cdot d)^2} \quad (\text{III.23})$$

Cette expression montre l'intérêt de travailler avec une faible longueur d'onde pour maximiser χ . Le rendement de la transmission dépend des paramètres A_e , A_r (ouverture de réception), d , λ . En reprenant la formule I.1, la taille de l'ouverture d'émission croît avec la distance à laquelle on veut transférer l'énergie.

III.6.3. Modélisation circuit d'un canal de transmission

III.6.3.1. Mesures des pertes d'un canal

Le premier travail consiste à mesurer les pertes en puissance rencontrées entre l'antenne d'émission et celle de réception en fonction de la distance de séparation. Pour cela, un banc de mesure a été mis en œuvre, composé d'un générateur à hautes fréquences associé à l'antenne d'émission et d'un puissance mètre associé à l'antenne de réception. Tous deux sont fixés sur des bras en PVC pour une meilleure stabilité du système, puis montés sur une règle graduée permettant une mesure précise et reproductible de la distance. Les figures ci-dessous nous exposent par rapport à la puissance émise par un dipôle $\lambda/2$, l'évolution de la puissance collectée par un autre dipôle $\lambda/2$ identique en fonction de la distance.

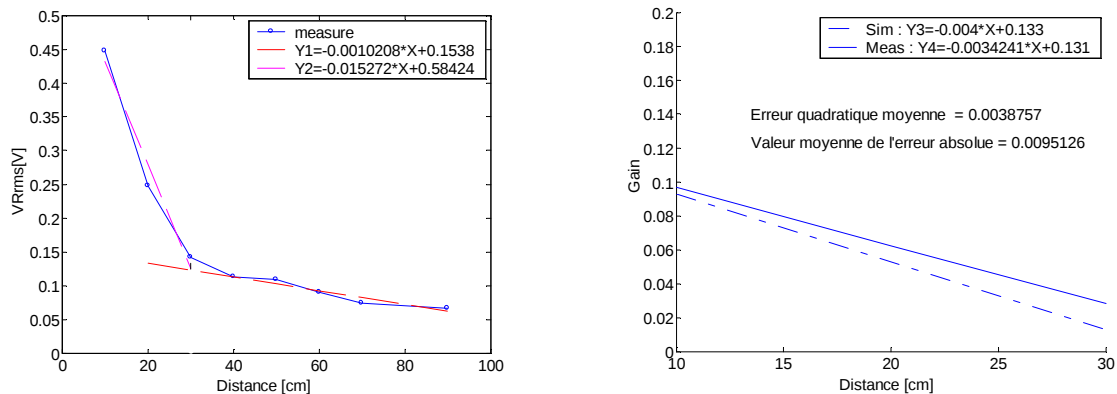


Figure III.24 - Evolution du gain du canal de transmission en fonction de la distance entre deux antennes dipôles

Une optimisation sous le logiciel MATLAB nous a permis de tracer deux courbes de tendance. La première nous a permis d'estimer le gain en tension du canal entre 10cm et 30cm pour permettre par la suite de valider la confrontation du coefficient de transmission S_{21} en mesure et en simulation.

Lorsque l'on se trouve au delà de 30cm de l'antenne d'émission, l'atténuation devient alors pratiquement constante en fonction de la distance. Si l'on se réfère à [Kra02], la frontière entre le champ lointain et le champ proche d'une antenne dipôle peut être prise arbitrairement avec un cercle de rayon :

$$R_{(m)} = \frac{2 \cdot L^2}{\lambda} \quad (\text{III.24})$$

où L est la dimension maximale de l'antenne (m).

λ est la longueur d'onde (m).

Après validation de la méthode (voir partie suivante), le même travail a été effectué avec un réseau d'antenne de deux patches carré à l'émission et avec un dipôle en réception. De même, les figures nous montrent, la puissance collectée par le dipôle et les courbes de tendance de l'évolution du gain, en fonction de la distance.

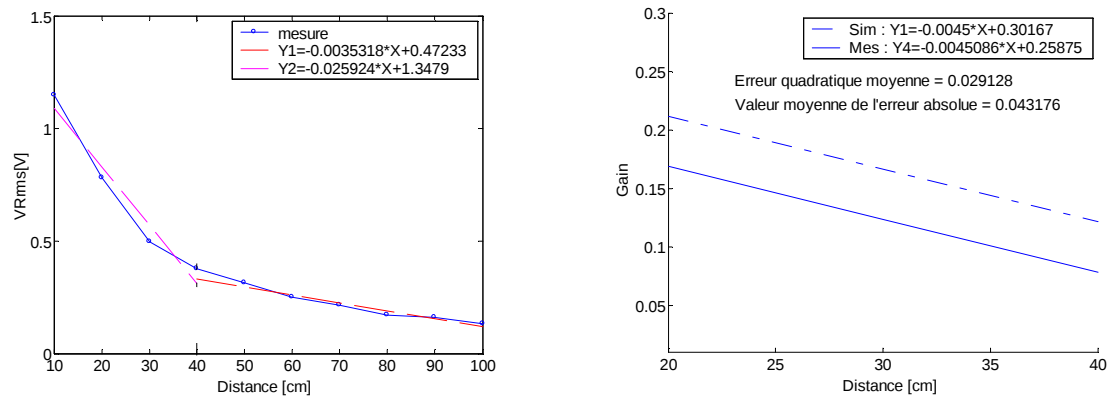


Figure III.25 - Evolution du gain du canal de transmission en fonction de la distance entre un réseau de deux patches et un dipôle

La courbe de tendance calculée possède le même coefficient directeur que celui trouvé en pratique, mais un offset persiste entre les deux prédictions de l'ordre de 0.05 sur l'échelle des gains. Une correction est alors à apporter en simulation en tenant compte de cet offset. Grâce à la caractéristique plus directive du réseau de deux patches en émission, il devient évident que la puissance collectée est plus importante en réception de la radiopile que dans le cas précédent.

III.6.3.2. Modélisation du canal

Comme nous l'avons constaté précédemment, l'atténuation d'une onde dans un canal de transmission est inversement proportionnelle à la distance. Cette atténuation peut donc être identifiée à un coefficient qui serait fonction de la distance. D'après les travaux de Gerrits [Ger03], il est concevable de remplacer ce coefficient par un convertisseur tension-tension et son coefficient multiplicateur. Par conséquent, l'équation des courbes de tendance calculées ci-dessus et représentant l'évolution de la puissance en fonction de la distance est intégrée au convertisseur. La figure III.26 nous décrit la modélisation circuit du canal de transmission.

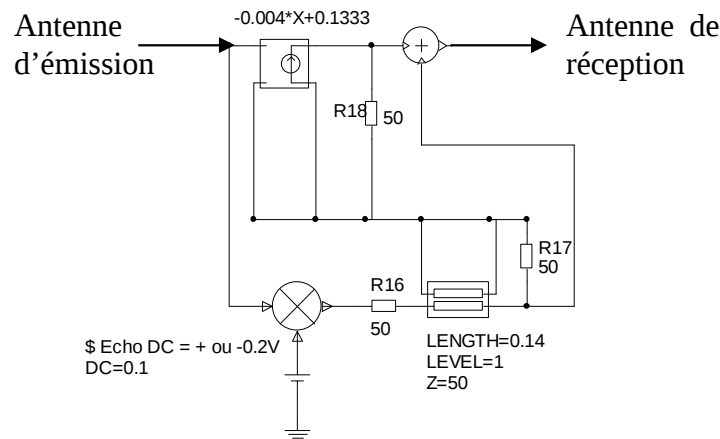


Figure III.26 - Modélisation circuit du gain d'un canal de transmission

On note sur le schéma équivalent la présence d'un générateur DC qui permet de modéliser de manière simpliste la réflexion de l'onde sur l'environnement et qui provoquerait alors l'addition d'une tension DC à la tension DC rayonnée. L'élément TLINE modélise quant à lui la distance à laquelle se trouveraient ces obstacles.

III.7. VALIDATION DE LA MODELISATION DU CANAL DE TRANSMISSION

III.7.1. Entre deux dipôles identiques [Dou06]

La modélisation des antennes et du canal de transmission maintenant effectuée, nous validons la méthode en simulation grâce au schéma électrique équivalent d'un système complet de TESF point à point. Dans un premier temps, nous prenons en émission et en réception, une antenne dipôle $\lambda/2$ caractérisée pour 1GHZ à 3GHz :

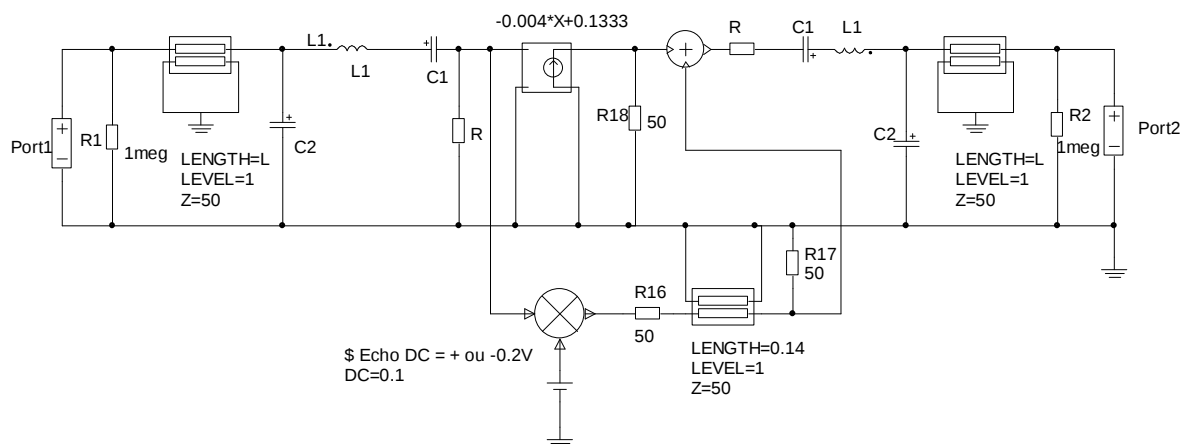


Figure III.27 - Modélisation circuit d'un canal de transmission d'énergie entre deux dipôles

Remarquons que l'expression du coefficient multiplicateur du convertisseur tension-tension désigne l'équation de la droite de gain du canal de transmission calculée précédemment en fonction de la distance.

Les figures suivantes nous représentent la comparaison entre le paramètre S_{21} de transmission mesuré et celui simulé pour différentes distances :

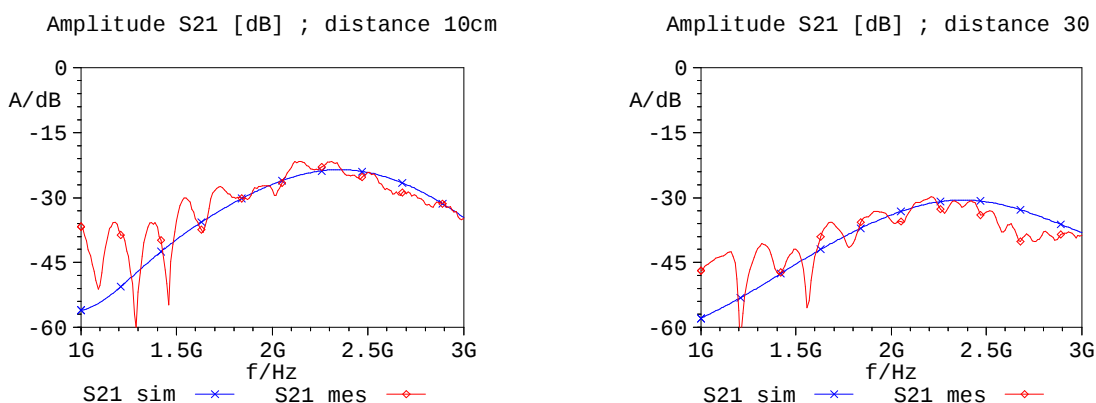


Figure III.28 - Paramètre S_{21} mesuré et simulé d'une transmission d'énergie entre deux dipôles pour différentes distances

Cette distance a été prise par rapport aux contraintes imposées par l'analyseur de réseau. En effet, la puissance maximale que délivre l'analyseur de réseau est de l'ordre de 5dBm et à une distance supérieure à 30cm nous obtenons une atténuation du signal trop considérable pour qu'une mesure fiable soit effectuée en réception.

III.7.2. Entre un réseau de deux patches en émission et un dipôle en réception [Dou06-2]

De même, le travail peut être validé avec un réseau d'antenne de deux patches carrés en émission. Ci-dessous, nous retrouvons le schéma électrique du système global.

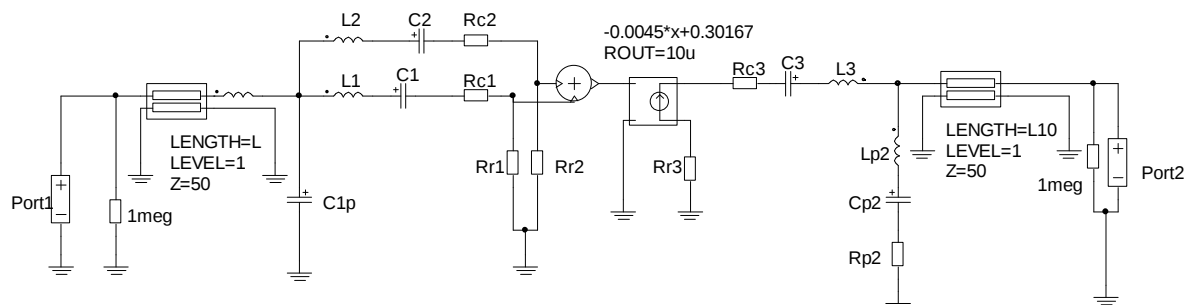


Figure III.29 - Modélisation circuit d'un canal de transmission d'énergie entre un réseau de deux patches et un dipôle

Dans cette configuration, nous utilisons un additionneur pour sommer la tension de rayonnement obtenu à $f_0=2.45\text{GHz}$ à celle de $f_1=4.9\text{GHz}$. De nouveau, nous comparons le paramètre S_{21} de transmission mesuré à celui simulé pour une distance de 30cm.

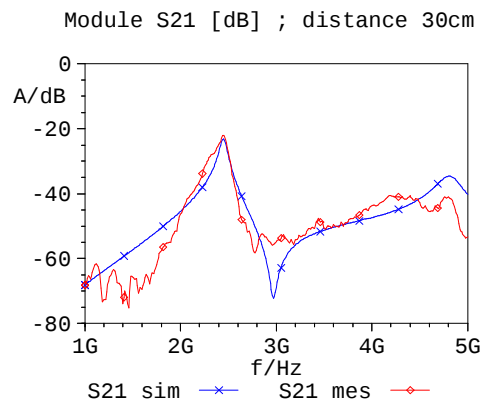


Figure III.30 - Paramètre S_{21} mesuré et simulé d'une transmission d'énergie entre un réseau de deux patchs et un dipôle à 30cm

L'énergie moyenne transmise autour de 2.45GHz est correctement décrite par le modèle proposé, implémenté dans un simple logiciel de simulation. En réception, à $f_1=4.9\text{GHz}$, on se retrouve avec un coefficient de transmission atténué dû à l'absence de cette résonance pour le dipôle.

III.7.3. Entre un réseau de deux patchs en émission et un patch en réception

Dans ce cas d'étude, le but recherché reste la validation de notre approche de modélisation circuit d'un canal de transmission d'énergie. Cette fois-ci, l'antenne d'émission se compose d'un réseau de deux patchs carré et l'antenne de réception se retrouve être une simple antenne patch. Le schéma électrique de l'ensemble est présenté ci-dessous :

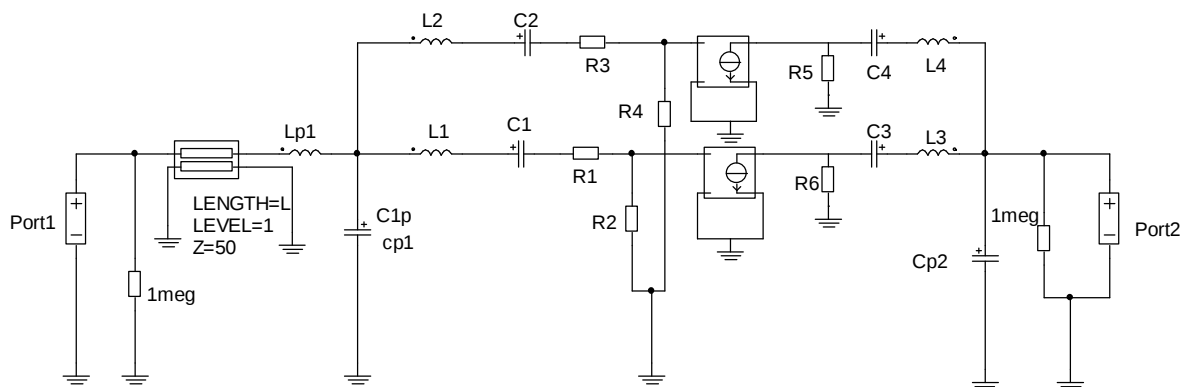


Figure III.31 - Modélisation circuit d'un canal de transmission d'énergie entre un réseau de deux patchs et un patch

Par rapport aux autres modèles de transmission validés précédemment, on se retrouve à présent avec une antenne en émission et en réception possédant chacune deux fréquences de résonances : $f_0=2.45\text{GHz}$ et $f_1=4.9\text{GHz}$. Ainsi, on se retrouve avec un schéma électrique équivalent contenant deux convertisseurs tension-tension, attribués à chaque fréquence de résonance pour une meilleure répartition de l'énergie. De même, une comparaison entre le paramètre S_{21} mesuré et celui simulé est exposée par la figure suivante :

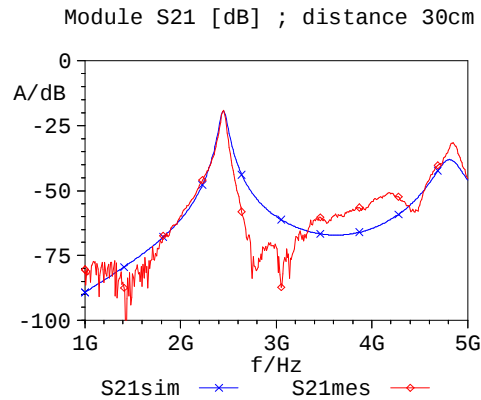


Figure III.32 - Paramètre S_{21} mesuré et simulé d'une transmission d'énergie entre un réseau de deux patches et un patch à 30cm

Le gain obtenu à 2.45GHz est particulièrement bien représenté par notre modèle à une distance de 30cm. Ce résultat nous conforte encore un peu plus dans la validation de notre modèle global de transmission d'énergie et nous autorisera ainsi par la suite à optimiser ce système en connectant notre radiopile modélisée à l'antenne de réception. Ce qui nous conduit naturellement au chapitre 4, où après modélisation et optimisation de la radiopile, il nous sera possible de prédire à une distance donnée et pour une charge et une puissance incidente données, la tension DC redressée.

III.8. CONCLUSION

Les travaux décrits dans ce chapitre nous ont permis de valider au niveau de la simulation plusieurs modèles optimisés et distincts d'antenne de plusieurs technologies. La méthode de modélisation des antennes en schéma électrique équivalent est vérifiée et reste conforme à nos attentes, à savoir une simulation aisée et rapide. De plus, l'intégration du modèle de ces antennes à la modélisation d'un canal de transmission d'énergie offre une simulation globale du système sous plusieurs logiciels commerciaux disponibles, sans avoir recours aux outils de simulation électromagnétique. L'intérêt majeur de cette approche est la capacité du modèle à prédire les pertes engendrées dans un canal de transmission pour nous permettre d'anticiper sur la puissance qui serait collectée par la radiopile en réception à une distance donnée.

Nous avons désormais la modélisation de l'antenne et de la diode, disponible sous un même environnement de simulation. Ce qui nous amène au chapitre 4, où après conception des filtres et du circuit d'adaptation, il nous sera possible alors d'optimiser la radiopile complète.

III.9. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [Ako00] Akoun G., “Développement d’un code Hybride pour l’étude CEM de cartes, de composants électronique mais aussi de micro systèmes”, CEM 2000, Clermont-Ferrand (France), Session E2-I.4, mars 2000.
- [Ako03] Akoun G., Alestra S., Pichon L., Guyot J-C., “Approximation moindres carrés d’impédances complexes à l’aide de fractions rationnelles de la variables de Laplace”, JINA, 2002.
- [Bha92] Bhattacharyya A., Antar Y. M. N. and Ittipiboon A., “Spectral Domain Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Patch Antennas”, IEE Proc., Part-H, Vol. 139, n°5, pp. 459-464, Oct. 1992.
- [Bro78] Brown W.C., “The Design of Large Scale Terrestrial Rectennas for Low-Cost Production and Erection”, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., 1978.
- [Car81] K.R. Carver and J.W. Mink, “Microstrip antenna technology,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-29, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [Col02] Cole P.H., “Level 3 Fields Lines and Guides – Radiation Made Easy”, Lecture Notes, 2002.
- [Dou06] Douyère A., Lan Sun Luk J-D., CELESTE A. and Chabriat J-P., “Modelling and Simulation of a Complete System of Energy transmission”, IEEE AP-S International Symposium on antenna and Propagation, New Mexico, USA, July 2006.
- [Dou06-2] Douyère A., Lan Sun Luk J-D., CELESTE A. and Alicalapa F., “Equivalent Circuit Modelling of a Point to Point Wireless Power Transmission System”, EUCAP 2006, Nice, FRANCE, Novembre 2006.
- [Ger03] Gerrits J., Hutter A., Ayadi J., Farserotu J, “Modelling and simulation of a dipole antenna for UWB applications using equivalent SPICE circuit”, International Workshop on Ultra Wideband Systems (IWUWBS), Oulu, Finland, June 2003.
- [Got94] Gothelf U. V., “A Computational Model of an Aperture Coupled Microstrip Antenna”, Report n°. LD110, Department of Electromagnetic Systems, Technical University of Denmark, Dec. 1994.
- [Her91] Herscovici N. and Pozar D. M., “Full Waves Analysis of Aperture Coupled Microstrip Lines”, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-39, pp.1108-1114, July 1991.
- [Kon00] Kong J.A., “Electromagnetic Wave Theory”, EMW Publishing, Cambridge, 2000.
- [Kra02] Kraus J. D., Marhefka R. J., “Antennas: For All Application”, Book, Vol. Third Edition, pp-326-327, 2002.
- [Kyr99] George Kyriacou and Olav Breinbjerg, “Aperture Coupled Microstrip Antennas: A Design Approach”, Department of Electromagnetic Systems, Technical University of Denmark, June 1999.

- [Lan97] Lan Sun Luk J. D., Celeste A., Romanacce P., Chane Kuang Sang L., Gatina J. C., “*Point to point wireless power transportation in Reunion Island*”, Equipe ACTES, Congrès IAF97, Turin, Oct. 1997.
- [Mic97] Microsim Inc., Fairbanks USA. Microsim PSPICE, “*Reference Manual and Applications Notes*”, V 8.0, edition 1997.
- [Ney06] Ney M., “*Simulation Electromagnétique : Modèles et optimisation*”, Techniques de l’Ingénieur, Traité Electronique, E 1031, 2006.
- [Pio04] Piolé P., “*Comment caractériser une antenne*”, fiche savoir +, SAV0123, juillet 2004.
- [Poz85] Pozar D. M., “*A Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line*”, Electronics Letters, Vol. 21, N°2, pp.49-50, January 1985.
- [Poz96] Pozar D. M., “*A Reciprocity Method of Analysis of Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas*”, Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-34, pp. 1439-1446, Dec. 1996.
- [Ric67] Rice P. L. & Al, “*Transmission Loss Prediction for Tropospheric communication circuits-vol01*”, US Department of Commerce, National Technical Information Service, AD-687 820, January 1967.
- [Rog01] Roger J., “*Antennes : Bases et Principes*”, Techniques de l’Ingénieur, Traité Electronique, E 3280, 2001.
- [Shi98] Shinohara N. and Matsumoto H., “*Experimental Study of Large Rectenna Array for Microwave Energy Transmission*”, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 46, N°3, march 1998.
- [Yoo92] Yoo T., Mc Spadden J. and Chang K., “*35 GHz Rectenna Implemented With a Patch and a Microstrip Dipole Antenna*”, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. ,pp 341-348, 1992.

CHAPITRE IV

Simulation et optimisation d'une radiopile à haut rendement

IV.1. INTRODUCTION.....	108
IV.2. CHOIX DU REDRESSEUR.....	109
IV.3. ETUDE DES FILTRES	111
IV.4. OPTIMISATION DE LA RADIOPILE.....	119
IV.5. BILAN ENERGETIQUE D'UN SYSTEME GLOBAL DE TESF	133
IV.6. CONCLUSION	137
IV.7. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	138

IV.1. INTRODUCTION

L'optimisation d'une radiopile est un processus complexe et délicat à appréhender d'un point de vue autant théorique que pratique, du fait de la non-linéarité de la diode schottky. Cette difficulté à observer et à prédire les effets apportés par chaque élément en fonction de la puissance incidente, de la charge, en passant par les pertes en conduction, thermiques etc..., fait que l'optimisation globale du circuit doit agir sur l'ensemble des paramètres de la radiopile. Pour comprendre cette subtilité d'optimisation, la figure suivante nous illustre une représentation en petits signaux de la radiopile complète :

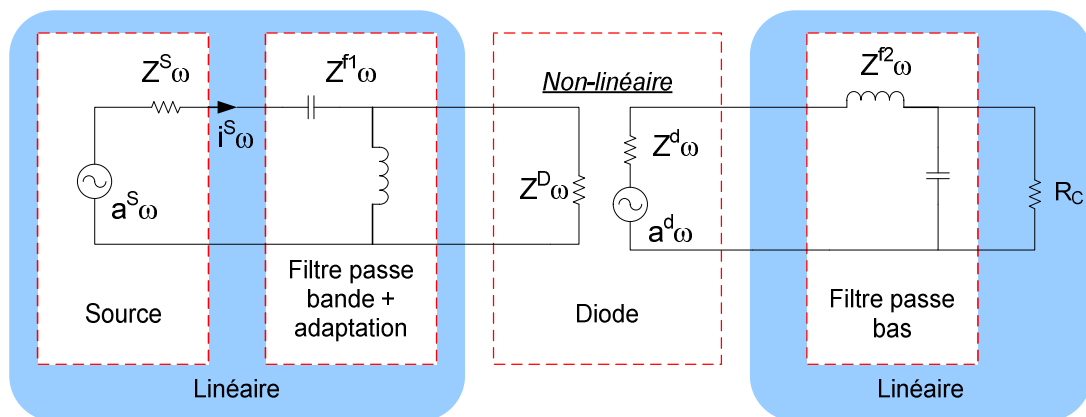


Figure IV.1 – Schéma en petits signaux de la radiopile

Tous les éléments sont dépendants entre eux, pour une puissance incidente, la variation de l'impédance de charge en sortie perturbera l'impédance du filtre passe bas pour le fondamental et les harmoniques de rangs supérieurs, ce qui modifiera la polarisation de la diode et de même que l'adaptation en entrée de la radiopile. Cette réaction en chaîne peut être évaluée en simulation à condition de posséder un modèle reproductible pour chaque élément.

Suite aux études menées dans les précédents chapitres, nous possédons désormais la modélisation de deux éléments indispensables à l'optimisation d'une radiopile, en l'occurrence l'antenne de réception et la diode Schottky. Pour que cette modélisation soit complète et rigoureuse, il nous reste maintenant à décrire la méthode utilisée pour caractériser les éléments de filtrage et le circuit d'adaptation.

En outre, pour notre cas d'étude, ce travail se positionne dans un contexte de recherche en laboratoire. Le choix d'une conception et d'une réalisation à petite échelle et par conséquent à faible densité de puissance a donc été adopté. L'avantage qui ressort de ce choix de conception peut être appliqué à d'autres domaines d'utilisation. En effet, il semble envisageable, grâce à ce principe de Transport d'Energie Sans Fil à faibles puissances, d'autoalimenter des capteurs à distance et de l'orienter vers le domaine RFID. De plus, on peut suggérer une utilisation du procédé dans un système TESF à fortes puissances mais

positionné sur le bord d'un réseau de radiopiles en réception, là où la densité de puissance est moindre par rapport à celle du centre.

L'optimisation consiste alors à atteindre, pour une puissance micro-onde incidente donnée, le signal détecté maximal et un rendement de conversion élevé de l'énergie RF en énergie DC.

Pour cela, nous nous sommes attachés dans ce quatrième chapitre à valider la méthodologie de synthèse d'une radiopile sous un même environnement de simulation électronique pour une caractérisation à 50Ω de chaque élément.

Pour ce faire, nous avons dans un premier temps fait un choix de topologie et de technologie en fonction des avantages et des inconvénients liés à la conception et à la réalisation de la radiopile.

Ainsi, à l'issue de cette étude, l'adaptation en entrée de la radiopile nous conduira vers un maximum d'efficacité de celle-ci pour un domaine de fonctionnement. Cette optimisation sera optimale pour une puissance incidente et pour une charge donnée. Après validation du modèle adopté pour chaque élément, nous établirons un bilan des pertes énergétiques dans la radiopile et essayerons grâce à la simulation d'agir ensuite sur l'ensemble des éléments pour améliorer ce rendement.

Nous débuterons notre analyse par la justification du choix de substrat pris pour la réalisation de notre radiopile et celui pris pour la diode.

IV.2. CHOIX DU REDRESSEUR

IV.2.1. *Choix du substrat hyperfréquence*

Le choix d'une technologie micro-onde et de son procédé de fabrication est lié à sa fonction à réaliser et au niveau d'intégration désiré. Pour notre étude, le niveau de complexité de la radiopile reste simple et se situe dans le domaine des MICs¹, qui intègre des lignes de transmission sur le substrat et où les autres éléments (passif et actifs) se retrouvent également reportés. Le type de ligne de transmission utilisé pour la réalisation de ces circuits micro-onde est la ligne micro-ruban. Il existe plusieurs types de matériau qui entrent dans la composition d'un substrat, possédant une permittivité, une épaisseur et une conductivité différentes. Les facteurs qui déterminent le choix du matériau sont :

- Le facteur de dissipation, qui rend compte des pertes dans le matériau : pertes en rayonnement, en conduction et dans le diélectrique afin d'obtenir un bon rendement.
- Un choix correct de la constante diélectrique : suffisamment élevée afin de réduire les dimensions de la carte.

¹ Acronyme anglais : MICs pour Microwave Integrated Circuit.

- Robustesse et facilité d'usinage.
- Faible prix.

Le tableau suivant présente certaines caractéristiques de matériaux classiques :

Matériau	Substrat	ϵ_r	Tan δ	Epaisseur (mm)
ARLON AR320	Verre-téflon	3.2	0,003	0,762
TEXOLYTE 11635	Verre-epoxy	4.2	0,019	1,6
FR404 GOLDLAM	Epoxy	4.25	0,025	0.2
EPSILAM 10	Céramique-téflon	10.3	0,035	1,27

Tableau IV.1 - Caractéristiques de différents substrats

Nous avons choisi de réaliser nos circuits sur un substrat verre-téflon (dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau ci-dessus) car la faible épaisseur de ce substrat entraîne une suppression des modes de propagation d'ordre supérieur (autre que TEM), une réduction des pertes par rayonnement et une réduction des dimensions du circuit. De plus, la stabilité du matériau de ce substrat garantit une permittivité $\epsilon_r=3.2$ constante à ± 0.05 sur une bande de fréquence allant jusqu'à 10GHz. Dans le cadre de la conception de circuits hyperfréquences, ces paramètres de substrat peuvent être intégrés à un logiciel de simulation (exemple : M_{Sub} pour APLAC) afin de modéliser le comportement réel des lignes de transmission.

IV.2.2. Référence de la diode Schottky

La référence choisie pour nos travaux en laboratoire pour de faibles densités de puissance est la diode Schottky de la série HSMS 286X d'Agilent Technologies [TD04]. L'avantage de cette diode est sa performance dans les détections de faibles puissances. Elle a été conçue et optimisée pour un fonctionnement en fréquence de 915MHz à 5.8GHz. Elle est idéale aussi bien pour les applications RFID que pour les détections à large bande, pour la modulation ou la conversion RF/DC. A 2.45GHz, elle possède une forte sensibilité de détection supérieure à 35mV/ μ W. De plus, grâce à sa faible résistance série de l'ordre de $R_s=6\Omega$ (voir Tableau IV.1), les pertes localisées dans la diode se retrouvent minimisées. Sa faible tension inverse de claquage l'autorise à fonctionner à de faibles densités de puissance permettant un rendement de conversion élevé à bas niveau de puissance. Les paramètres SPICE de cette diode sont détaillés dans le tableau suivant :

Paramètres	Unités	Valeur
B_V	V	10.0
C_{j0}	pF	0.10
E_g	eV	0.69
I_{BV}	A	1E-5
I_S	A	5E-8
N		1.08
R_S	Ω	6.0
$P_B(V_j)$	V	0.65
$P_T(XTI)$		2
M		0.5

Tableau IV.2 – Paramètres SPICE (HSMS2860)

IV.2.3. Choix de la topologie

D'après l'analyse effectuée sur les différentes topologies au chapitre 1 et de la technologie à adopter pour la conception de l'antenne au chapitre 3, notre choix s'est porté sur la configuration dite série en raison des avantages suivants [Raz83] :

- En technologie « micro-ruban », la réalisation des « filtres parallèles » pour la topologie série est plus simple car ils nécessitent des capacités parallèles qui sont réalisables avec des lignes à basse impédance. Tandis que pour la topologie parallèle, la configuration des filtres se retrouve en série, les capacités étant placées en série, elles ne sont alors pas réalisables avec des structures simples de lignes.
- De plus, en topologie parallèle, la diode est reliée à la masse, ce qui rend la réalisation d'autant plus difficile en pratique. En outre, pour assurer le contact avec le plan de masse, il faut traverser le substrat, ce qui introduit des parasites difficiles à apprécier et augmente ainsi les pertes. De même, la modélisation de la diode développée au chapitre 2 aurait été plus délicate dans cette configuration-ci, due à une modélisation précise et reproductible du via connecté à la masse.

IV.3. ETUDE DES FILTRES

IV.3.1. Introduction

Le problème qui se pose lors de la conception des filtres en lignes micro-ruban hyperfréquences est que les éléments que l'on utilise sont à paramètres distribués. Le comportement fréquentiel des éléments de circuits micro-ondes (lignes de transmission, cavités) est alors complexe, rendant ainsi le développement d'une procédure de synthèse générale et complète délicat.

Cependant, en dépit de ces complications additionnelles, de nombreuses techniques ont été développées (filtres à bande étroite), permettant de concevoir des filtres micro-ondes [Rho76] [Mal79] [Mat80].

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour réaliser un filtre en micro-ruban [Raz81_1]:

- **Filtres classiques** : les réponses « BUTHERWORTH », « TCHEBYCHEFF », « CAUER », etc., restent les plus utilisées en micro-ruban [Raz81_2]. Les figures IV.2 et IV.3 présentent différentes formes de filtres passe bas en micro-ruban.

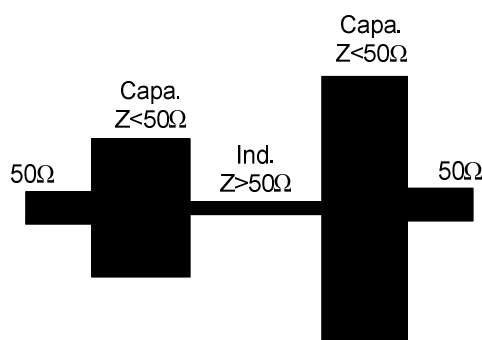


Figure IV.2 – Filtre de Butherworth

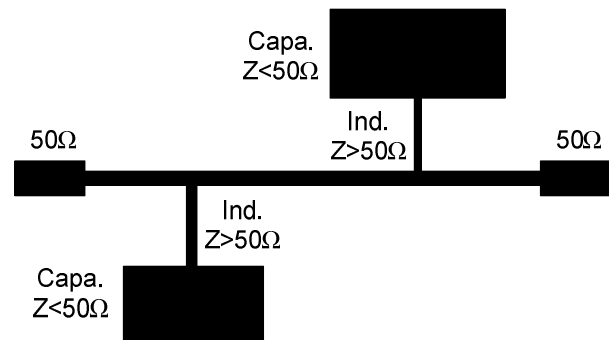


Figure IV.3 - Filtre de Cauer

Pour la conception de ces filtres, les lignes à hautes impédances permettent d'obtenir les inductances et les lignes à basses impédances fournissent les capacitances. Ces filtres de type passe bas fonctionnent très bien dans la bande atténuée sur une plage d'une octave au dessus de la fréquence de coupure, mais au-delà, ils n'empêchent pas la sortie de certaines fréquences [Raz81_2]. En effet, la variation de longueur d'onde modifie les valeurs des inductances et des capacitances réalisées par des tronçons de lignes. De plus, pour certains filtres, dans la bande atténuée, les signaux sont éliminés en sortie, mais restent présents à l'entrée du filtre.

- **Filtres à lignes résonnantes** : les filtres à lignes résonnantes sont assez simples à mettre en œuvre : ils s'appuient sur la théorie des lignes de propagation qui définit la fréquence de résonance d'un tronçon de ligne en fonction de sa longueur. Ainsi, en fonction de sa longueur et de sa terminaison « ouverte ou court-circuitée », il est possible de filtrer une ou plusieurs fréquences de résonances. En effet, une fois des longueurs correctes choisies, les éléments du circuit inductifs et capacitifs sont automatiquement réalisés dans la forme des lignes de transmission. Les impédances pour ces lignes terminées par un court-circuit ou un circuit ouvert sont obtenues à partir de l'équation suivante et sont dès lors facilement définies :

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \left(\frac{Z_l + jZ_0 \cdot \tan \beta l}{Z_0 + jZ_l \cdot \tan \beta l} \right) \quad (IV.1)$$

Pour le court circuit $Z_l=0$ et on a :

$$Z_{sc} = jZ_0 \cdot \tan \beta l \quad (IV.2)$$

Pour le circuit ouvert $Z_l \rightarrow \infty$ et on a :

$$Z_{oc} = -jZ_0 \cdot \cot \beta l \quad (IV.3)$$

De plus, afin de minimiser l'encombrement total du filtre, les tronçons de ligne peuvent être courbés et modifiés.

- **Filtres à base de cristaux photoniques ultracompacts** : À l'instar des cristaux solides où le potentiel cristallin périodique impose les propriétés de conduction des électrons, les cristaux photoniques offrent la perspective de contrôler le flux de photons dans les matériaux diélectriques ou métalliques [Lou03].

En effet, ces **cristaux photoniques** représentent des structures périodiques de matériaux diélectriques ou métalliques conçues pour modifier la propagation des ondes électromagnétiques de la même manière qu'un potentiel périodique dans un cristal semi-conducteur affecte le déplacement des électrons en créant des bandes d'énergie autorisées et interdites. L'absence de modes propagatifs des ondes électromagnétiques (EM) dans de telles structures, dans une plage de fréquences ou de longueurs d'onde, est alors qualifiée de bande interdite².

En micro-ondes ces cristaux photoniques sont parfois appelés matériaux à bande électromagnétique interdite. Ils permettent la réalisation de filtres, d'antennes et de différents composants utilisés en télécommunications.

La figure IV.4 présente un exemple d'application de ces cristaux photoniques utilisant différents motifs métalliques périodiques et de complexité croissante pour la réalisation d'un substrat.

² Nommé « Band Gap » en Anglais.

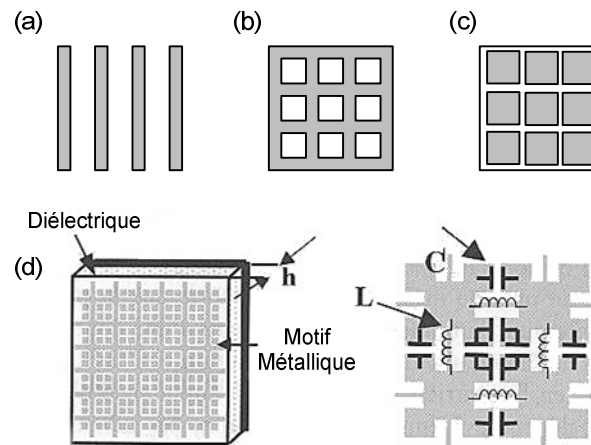


Figure IV.4 - Schéma montrant la progression depuis les grilles métalliques jusqu'aux cristaux photoniques ultracompacts (CPUC) pour les circuits micro-ondes.

Tout d'abord les réseaux 1D de fils ou rubans métalliques (a) sont utilisés depuis longtemps comme filtres sélectifs en polarisation grâce au couplages inductifs entre fils. Un ensemble de deux réseaux croisés formant une grille (b) permettra de traiter les deux polarisations et se comportera comme un filtre passe haut. De façon opposée, le système dual qui consiste en des plots métalliques périodiques, séparés les uns des autres (c), mettra en jeu des couplages capacitifs et se comportera comme un filtre passe-bas. Le motif en « croix de Jérusalem » (d), proposé pour la première fois par le groupe de T. Itoh [YAN99] combine à la fois des effets capacitifs et des effets inductifs, de telle sorte qu'une bande interdite électromagnétique peut être véritablement obtenue autour de la fréquence ω définie par : $LC\omega^2=1$.

Néanmoins, de façon pratique, même si l'association des cristaux photoniques avec des antennes ou des circuits micro-ondes a permis d'envisager des applications potentielles importantes, face à la diversité des techniques existantes en micro-onde, il est encore trop tôt pour juger de leurs débouchés effectifs.

Ainsi, pour des raisons de performances, de simplicité de conception et de réalisation, notre choix de conception des filtres en micro-ruban s'est tourné vers les filtres à lignes résonnantes.

IV.3.2. Filtre d'entrée

IV.3.2.1. Introduction

Le rôle du filtre d'entrée comme nous l'avons déjà cité précédemment est d'empêcher le rayonnement des harmoniques générés par la diode vers l'antenne de réception.

En technologie « lignes résonnantes », le filtre d'entrée est constitué d'une ligne de longueur l_0 , court-circuitée à son extrémité à la masse et perpendiculaire au point A où

arrivent également l'anode de la diode et la ligne d'entrée. Cette ligne présente un circuit ouvert pour la fréquence d'entrée f , mais aussi un court-circuit pour la composante continue et pour tous les harmoniques pairs ($2f$, $4f$, $6f$,...). En régime permanent de redressement, le fait de placer ce point au potentiel nul entraîne que la tension DC en sortie de la diode est positive par rapport à la masse. En pratique, ce court-circuit est réalisé grâce à des via métalliques soudés au plan de masse.

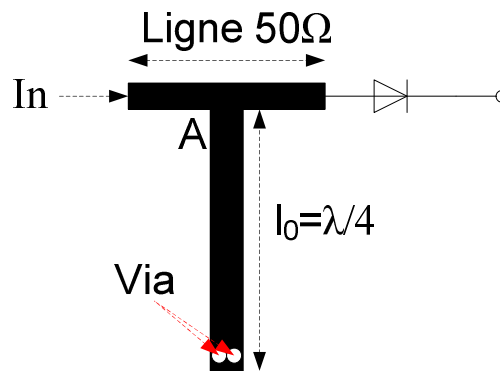


Figure IV.5 – Filtre passe bande en micro-ruban

La longueur l_0 est égale au quart d'onde de la fréquence d'entrée :

$$l_1 = \frac{\lambda}{4} \quad \left(\lambda = \frac{C}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} \right) \quad (\text{IV.4})$$

On émet l'hypothèse que la puissance rayonnée par la diode à partir de la troisième harmonique est négligeable par rapport à la puissance d'entrée et n'a pas besoin d'être filtrée.

IV.3.2.2. Simulation

Plusieurs techniques et méthodologies sont disponibles aujourd'hui pour la conception de filtres micro-ondes sous un simulateur. Des articles de revue faisant l'état de l'art dans ce domaine peuvent être trouvés dans la littérature [Lev84][Lev02], permettant aux concepteurs de sélectionner l'approche la plus pratique pour des topologies et des applications de filtres variés. Toutes ses approches de conception sont en générale composées de deux étapes essentielles :

- Tout d'abord, le problème de modélisation d'un filtre est résolu en utilisant des techniques typiquement empruntées à la synthèse en réseau d'éléments localisés (inductances et capacités) ; alors une équivalence convenable entre le réseau synthétisé et la structure distribuée est réalisée et établie, validant ainsi les dimensions physiques de la structure.
- Puis, la seconde étape consiste soit à utiliser les « éléments de modélisation micro-ruban » présentes de nos jours dans la plupart des

bibliothèques de simulateurs électroniques, soit d'exploiter les techniques d'optimisation par simulateur électromagnétique de type : « full wave ».

Pour notre part, le choix s'est porté sur l'utilisation des modules présents dans la bibliothèque « Microstrip » intégrée au simulateur APLAC. Ces modules reflètent au mieux tous les effets de propagation présents lors d'une étude circuit. Pour cela, nous devons auparavant spécifier les caractéristiques du substrat utilisé.

Nous obtenons avec le simulateur une longueur l_1 environ égale à 17.3mm. Pour toutes les représentations de nos circuits en schéma électrique, il est nécessaire de préciser que la lettre « m » associée à chaque dimension signifie millimètre « mm ».

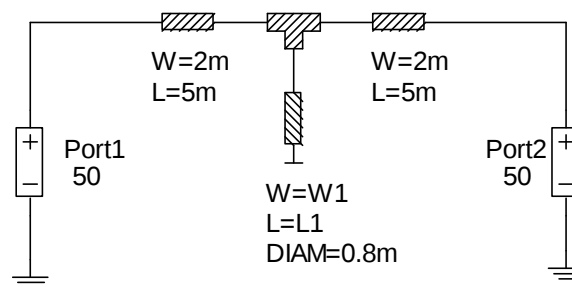


Figure IV.6 – Modélisation du filtre d'entrée en technologie Microstrip

IV.3.2.3. Réalisation

En pratique, la réalisation en technologie micro-ruban nous amène à prendre en compte les discontinuités présentes dans la largeur w de la ligne. En effet, dans une ligne en circuit ouvert, les lignes de champ électrique ne s'arrêtent pas brutalement à l'extrémité de la ligne mais se propagent un peu plus loin. Cela conduit donc à une longueur effective plus grande. Il est donc nécessaire lors de la réalisation du circuit imprimé de raccourcir cette ligne. Cette extension du court-circuit dépend de ϵ_r , h et de w ou de Z_c . Dans le cas de notre passe bande avec la présence d'un Té (ligne en dérivation), l'effet de la discontinuité est de raccourcir la ligne d'une longueur d_2 .

La comparaison entre les données mesurées et celles simulées est présentée sur la figure suivante :

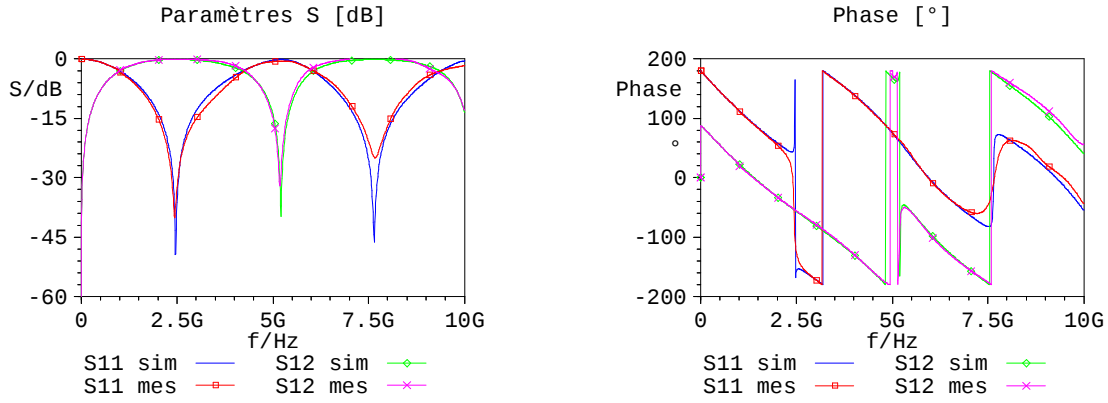


Figure IV.7 – Comparaison entre les paramètres S mesurés et ceux simulés du filtre d'entrée

Les résultats obtenus sont très proches de ceux simulés. Il faut tout de même préciser que des paramètres supplémentaires ont été ajoutés à la ligne de transmission pour modéliser le via et obtenir des résultats plus cohérents.

IV.3.3. Filtre passe bas

IV.3.3.1. Introduction

La figure IV.8 présente le schéma du filtre passe bas retenu pour notre application, dans lequel nous trouvons :

- Un tronçon de longueur $l_1 = \lambda/4$ (où λ est la longueur d'onde pour la fréquence d'entrée f). Cette ligne dont la terminaison est ouverte, présente un court-circuit à l'entrée pour les signaux à la fréquence f . Elle élimine donc la fondamentale et les harmoniques impaires ($f, 3f, 5f, \dots$).
- Un tronçon de longueur $l_2 = \lambda/8$. Cette ligne, à terminaison ouverte également, élimine le deuxième harmonique et tous les harmoniques correspondants aux fréquences $6f, 10f, 14f, \dots$

Deux lignes l_1 et l_2 sont alors suffisantes à éliminer tous les harmoniques sauf ceux qui possèdent des fréquences multiples de $4f$ ($4f, 8f, \dots$).

Ainsi, on introduit entre la charge R_L et les lignes micro-ruban définies précédemment, deux lignes de longueurs $l_3 = \lambda/16$ et $l_4 = \lambda/4$. La ligne l_4 , ayant une grande largeur w , se comporte comme une capacité de forte valeur qui élimine toutes les ondulations résiduelles possibles ; sa valeur peut être calculée par la formule des capacités en continu [Ben72] :

$$C \approx \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{l_4 \cdot w}{d} \quad (\text{IV.5})$$

où ε_r et d représentent respectivement la permittivité et l'épaisseur du substrat.

La ligne l_3 sert à connecter cette capacité à la diode. De plus, les longueurs de ces deux lignes sont choisies de telle façon que le quatrième harmonique soit éliminé. En effet, l_4 est une longueur égale à la longueur d'onde correspondant au quatrième harmonique et ce tronçon ramène l'impédance de la charge R_L . Par conséquent, l'ensemble de filtrage représenté en figure IV.8 élimine les quinze premiers harmoniques possibles (excepté le huitième) et toutes les autres ondulations.

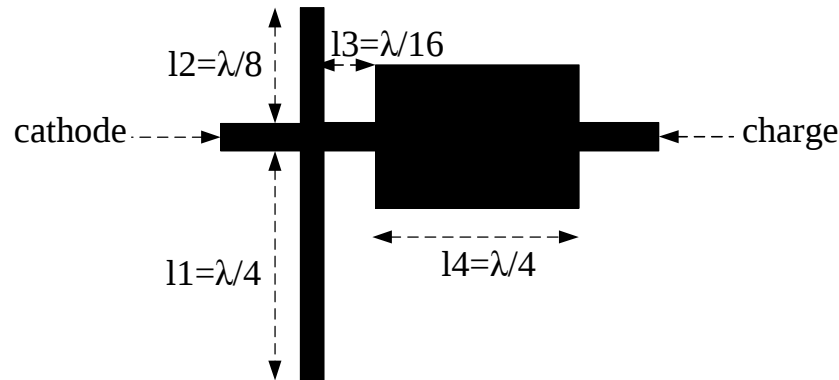


Figure IV.8 - Filtre DC en micro-ruban

La structure du filtre passe bas étudiée en simulation est la suivante :

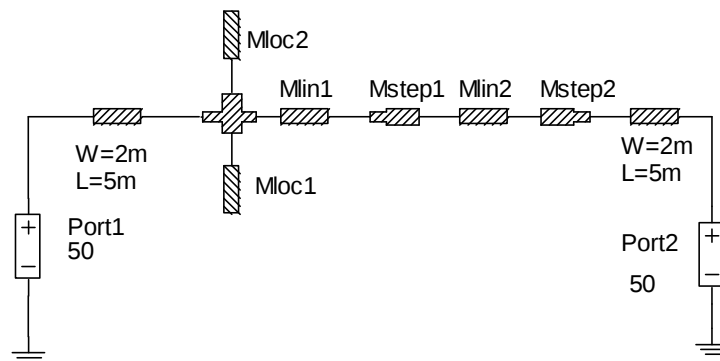


Figure IV.9 - Modélisation du filtre DC en technologie Microstrip

Les éléments $M_{LOC1\&2}$ représentent des lignes micro-ruban terminées par un circuit ouvert. Les éléments $M_{STEP 1\&2}$ prennent en compte les discontinuités obtenues lors d'une connexion série de deux lignes micro-ruban de différentes largeurs.

IV.3.3.2. Réalisation

Le processus expérimental est identique à celui mis en œuvre pour la caractérisation du filtre d'entrée. Un circuit imprimé a été réalisé sur la base de la dernière simulation. La figure IV.9 confirme notre choix de modèle utilisé sous APLAC pour modéliser le filtre passe bas, en comparant les paramètres S mesurés à ceux simulés.

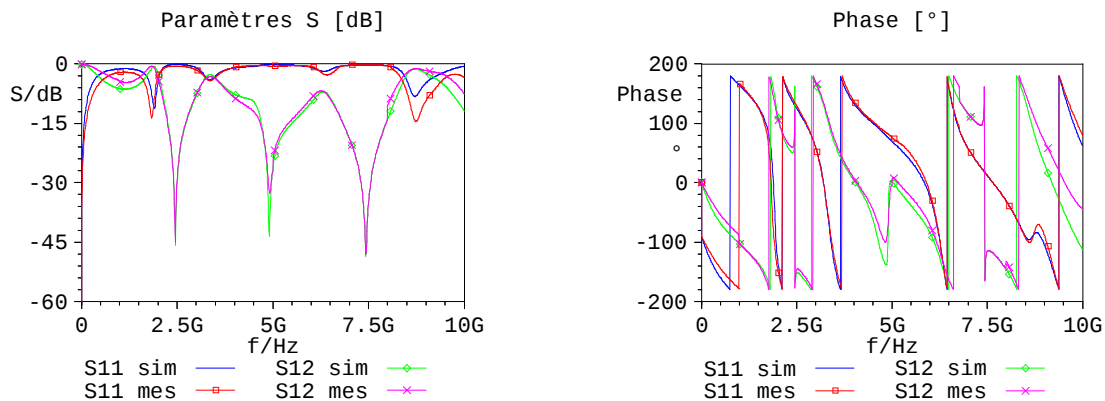


Figure IV.10 - Comparaison entre les paramètres S mesurés et ceux simulés du filtre DC

Les résultats théoriques sont en accord avec les mesures, ce qui permet de confirmer le bon fonctionnement des éléments de simulation « Microstrip » pour la prise en compte des effets de propagation des lignes et des caractéristiques du substrat.

Pour une meilleure précision, les mesures se sont déroulées par bandes de fréquence et a donc nécessité une calibration de l'analyseur de réseau à chaque bande de fréquence.

La modélisation des éléments de filtrage maintenant terminée la prochaine étape de notre étude sera consacrée au choix effectué pour le circuit d'adaptation en entrée permettant l'optimisation du redresseur complet.

IV.4. OPTIMISATION DE LA RADIOPILE

IV.4.1. En simulation

IV.4.1.1. Introduction

Le choix de la méthode d'optimisation est essentiel car il conditionne généralement le temps de calcul de l'algorithme. De ce fait, il existe différentes méthodes plus ou moins performantes en fonction de l'utilisation visée. Nous utiliserons, une fois de plus, la méthode basée sur la technique du « gradient » du fait de sa rapidité et dans la mesure où elle a été éprouvée avec succès dans le cadre de la conception de circuit [Per88], [Olo92], [Hen92] [Mar93].

Nous savons qu'une optimisation est basée sur la notion de « fonction-erreur multi-objectifs ». En effet, dans un système à plusieurs variables, dont les caractéristiques souhaitées ont été fixées, nous définissons une fonction-erreur $E(h)$ qui permet de caractériser l'écart entre l'objectif souhaité et la réponse réelle du circuit. La minimisation de cette fonction-erreur représente alors l'objectif principal de la technique d'optimisation.

Pour m objectifs simultanées, et pour une plage de fréquence discrétisée en N_1 points de fréquences, la fonction erreur s'écrit de la manière suivante :

$$E(h) = \sum_{j=1}^{N_i} \sum_{k=1}^m W_k \left(\frac{T_k(\omega_j, h)}{T_{0k}(\omega_j)} - 1 \right)^2 \quad (\text{IV.6})$$

Cette fonction, du type "moindres carrés", est largement utilisée dans les processus d'optimisation car elle est bien adaptée au calcul matriciel, et possède généralement plusieurs minima locaux.

L'efficacité de la méthode d'optimisation dépendra alors de sa capacité à déterminer le minimum global et de sa rapidité à atteindre ce minimum (nombre d'itérations entreprises).

IV.4.1.2. Choix du circuit d'adaptation

Comme le redresseur possède une impédance différente de celle de l'antenne Z_{ant} à la fréquence fondamentale et pour une puissance donnée, une désadaptation subsiste alors entre le redresseur et l'antenne de réception. Ainsi pour que le transfert de la puissance collectée soit maximal vers la diode, il faut une adaptation d'impédance. Pour cela, il existe plusieurs méthodes d'adaptation en ligne micro-ruban étant plus ou moins réalisables et efficaces selon les cas d'utilisation :

- **Première méthode : adaptation grâce à une simple ligne de transmission** : dans ce cas, nous insérons entre l'impédance du redresseur, caractérisée par une puissance et une charge fixe, et l'antenne, une simple ligne dont l'impédance caractéristique Z_{ligne} et la longueur l_{ligne} restent à déterminer.

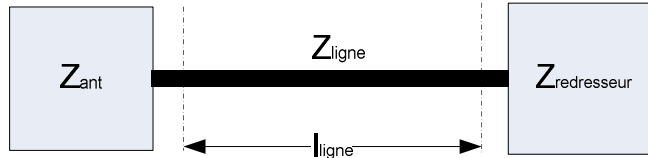


Figure IV.11 - Adaptation par simple ligne

Pour que l'adaptation soit effective, il faut que les coefficients de réflexion aient le même module :

$$|\rho_{\text{ant}}| = |\rho_{\text{redresseur}}| \quad (\text{IV.7})$$

$$\text{où nous avons : } \rho_{\text{ant}} = \frac{Z_{\text{ant}} - Z_{\text{ligne}}}{Z_{\text{ant}} + Z_{\text{ligne}}} \quad \text{et} \quad \rho_{\text{redresseur}} = \frac{Z_{\text{redresseur}} - Z_{\text{ligne}}}{Z_{\text{redresseur}} + Z_{\text{ligne}}}$$

Connaissant Z_{ant} et $Z_{\text{redresseur}}$, la valeur de Z_{ligne} est calculée à partir de cette relation et la longueur l_{ligne} par :

$$\frac{4 \cdot \pi \cdot l_{\text{ligne}}}{\lambda} = \arg(\rho_{\text{redresseur}}) - \arg(\rho_{\text{ant}}) \quad (\text{IV.8})$$

Les avantages de cette méthode reposent dans sa simplicité et dans les petites dimensions mises en jeu. Mais elle n'est applicable que lorsque la valeur de Z_{ligne} est irréalisable. En effet, pour qu'une ligne ait une largeur réalisable en pratique, il faut que la valeur de son impédance caractéristique soit plus petite qu'une valeur limite $[Z_{\text{lh}}]$. D'autre part, pour que la structure du champ électromagnétique soit celle d'un mode TEM, il faut que cette impédance soit plus grande qu'une valeur limite $[Z_{\text{lb}}]$. En définitive, Z_{ligne} doit être telle que :

$$Z_{\text{lb}} < Z_{\text{ligne}} < Z_{\text{lh}}$$

si la valeur de Z_{ligne} calculée se retrouve hors de ses limites, cette méthode n'est alors pas applicable.

- **Deuxième méthode : adaptation par deux lignes successives** : cette méthode, qui contient deux lignes successives, est illustrée par la figure suivante :

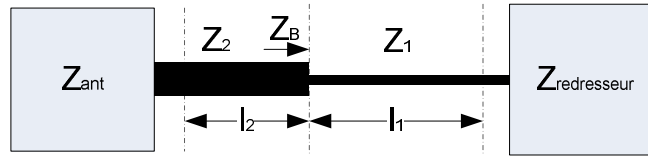


Figure IV.12 - Adaptation par deux lignes successives

La première ligne, avec une longueur l_1 à déterminer, et une impédance caractéristique choisie (exemple $Z_1 = Z_{\text{lh}}$), sert à ramener l'impédance $Z_{\text{redresseur}}$ et une valeur réelle Z_B à l'entrée de cette ligne. Nous savons que la valeur de Z_B est obtenue à partir de la relation suivante :

$$Z_B = Z_1 \cdot \frac{i + |\rho| \cdot e^{i(\varphi_s - 2\beta \cdot l_1)}}{i - |\rho| \cdot e^{i(\varphi_s - 2\beta \cdot l_1)}} \quad (\text{IV.9})$$

$$\text{où } |\rho| = \left| \frac{Z_{\text{redresseur}} - Z_1}{Z_{\text{redresseur}} + Z_1} \right| ; \quad \varphi_s = \arg \left[\frac{Z_{\text{redresseur}} - Z_1}{Z_{\text{redresseur}} + Z_1} \right] \text{ et } \beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$$

Pour que Z_B soit réelle, il faut que la longueur l_1 satisfasse la condition :

$$\varphi_s - 2 \cdot \beta \cdot l_1 = 0 \text{ ou } \pi \quad (\text{IV.10})$$

La longueur l_2 est choisie égale à $\lambda/4$. Par conséquent, la valeur de Z_2 est déterminée par :

$$Z_2 = \sqrt{Z_{\text{ant}} \cdot Z_B} \quad (\text{IV.11})$$

Ce modèle peut être irréalisable si Z_2 se retrouve hors des limites pratiques, comme nous l'avons expliqué précédemment.

- **Troisième méthode : adaptation par ligne + stub** : cette méthode est composée d'une ligne l_1 et d'un stub de longueur l_2 :

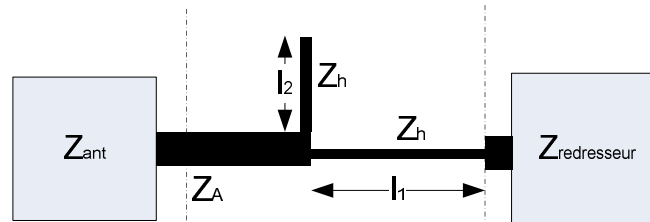


Figure IV.13 - Adaptation par ligne + stub

Les impédances caractéristiques de la ligne et du stub sont choisies égales à Z_h . La ligne l_1 est terminée par $Z_{redresseur}$. À l'entrée de cette ligne, on a l'admittance Y_B dont la partie réelle est égale à $1/Z_{ant}$. Le stub présente quant à lui une admittance imaginaire égale à $(-jY)$ qui doit annuler la partie imaginaire de Y_B . En conclusion, nous faisons face à beaucoup moins de contraintes qu'avec les précédentes méthodes au niveau de l'impédance que doit avoir la ligne et par conséquent sur la réalisation.

C'est pour ces raisons de performance et de facilité d'adaptation que notre choix de circuit s'est tourné vers cette topologie « ligne + stub ».

IV.4.1.3. Optimisation du circuit de redressement par adaptation d'impédance en entrée

La difficulté rencontrée lors de l'optimisation d'une radiopile provient de l'aspect non-linéaire de la diode de redressement, qui provoque une variation de l'impédance du circuit global en fonction de la puissance de fonctionnement. Il en résulte que la puissance de sortie n'est plus une fonction linéaire de la puissance d'entrée. Ainsi, en fonction de la puissance incidente et de la charge de la radiopile nous obtenons un maximum de rendement pour un point de fonctionnement bien déterminé. La procédure d'optimisation est établie en fonction du rapport de la puissance DC en sortie sur la puissance incidente (collectée par l'antenne), en optimisant les dimensions du circuit d'adaptation en entrée. Pour l'optimisation, nous considérons que l'impédance de l'antenne tend vers 50Ω à f_0 , ce qui nous permet de la remplacer par un générateur de 50Ω . Le schéma électrique complet d'optimisation de la radiopile est donné sur la figure ci-dessous :

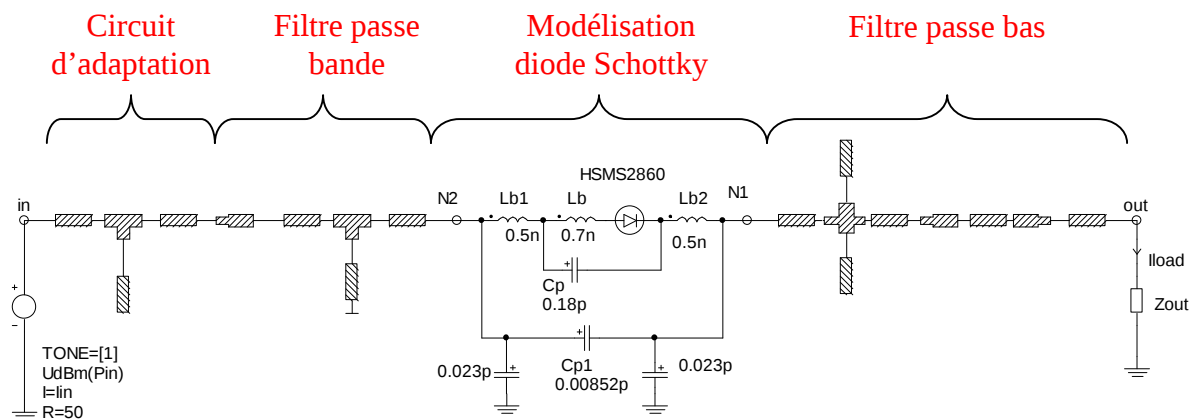


Figure IV.14 – Modélisation complète de la radiopile sans antenne.

On retrouve la modélisation des différents circuits décrite à travers les différentes étapes de notre étude.

La première finalité du circuit d'adaptation revient à obtenir un transfert de puissance optimal entre le générateur et la charge. Pour se faire, il faut que la tension présente aux bornes du générateur soit la même qu'aux bornes de l'impédance globale du circuit de redressement pour une charge optimale. De même, la puissance réfléchie sur l'antenne $P_{\text{réfléchie}}$ devra être la plus faible possible à la fréquence de fonctionnement. Ainsi, afin d'obtenir l'adaptation parfaite, une condition s'avère nécessaire au circuit d'adaptation :

Le réseau d'entrée doit transformer Γ_g en : $\Gamma_e = \Gamma_r^*$

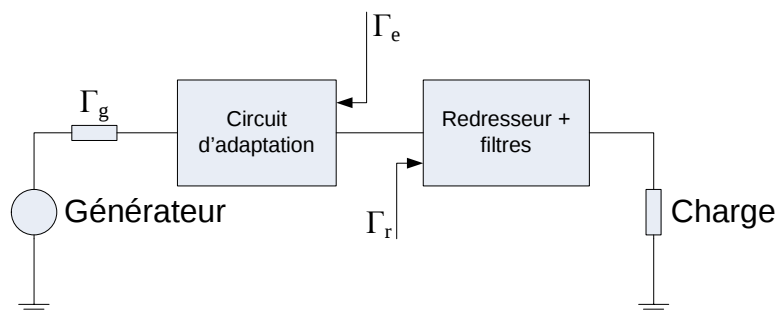


Figure IV.15 - Adaptation du redresseur

L'optimisation est appliquée aux largeurs et aux longueurs de la ligne de transmission et du stub en fonction de la puissance d'entrée et de la charge et ne se fait donc que sur l'adaptation d'entrée. Le synoptique de cette optimisation est décrit ci-dessous :

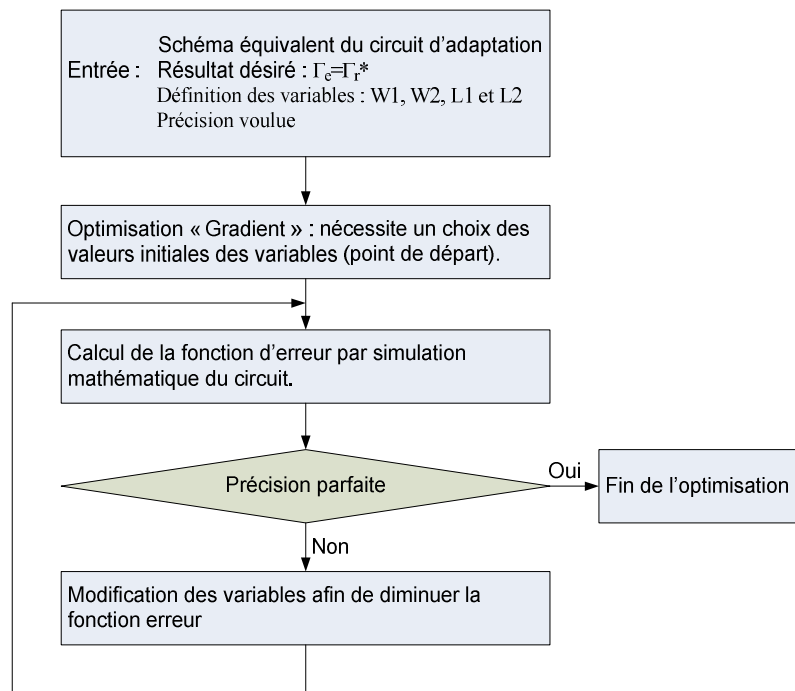


Figure IV.16 - Organigramme de l'optimisation du circuit d'adaptation

Cette optimisation est effectuée pour plusieurs points de fonctionnement. La figure IV.17 nous montre une vision en 3D de l'évolution du rendement calculé et optimisé de la radiopile en fonction de la puissance incidente et de la charge.

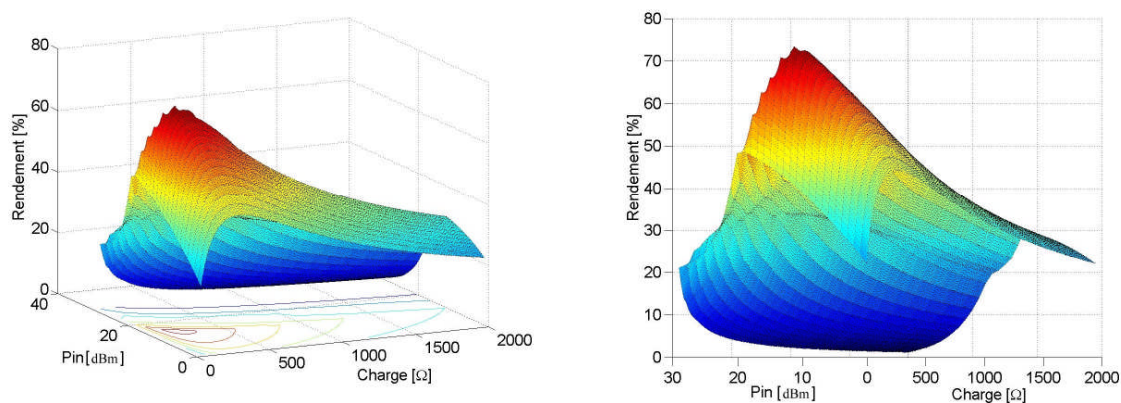


Figure IV.17 – Evolution du rendement en fonction de la charge et de la puissance incidente

A l'issue de cette simulation, nous relevons les performances de la radiopile : un maximum de rendement en puissance apparaît pour une puissance d'entrée $P_{in} \approx 15 \text{ dBm}$ et une charge d'environ $R_L = 200 \Omega$. Pour ce point de fonctionnement optimal, nous trouvons un rendement de conversion avoisinant les 74%. De façon logique, par rapport à la tension de claquage de la diode, nous observons une dégradation des performances en puissance de la radiopile pour une augmentation de la puissance d'excitation. Les dimensions du circuit d'adaptation en micro-ruban au point optimal sont données ci-dessous :

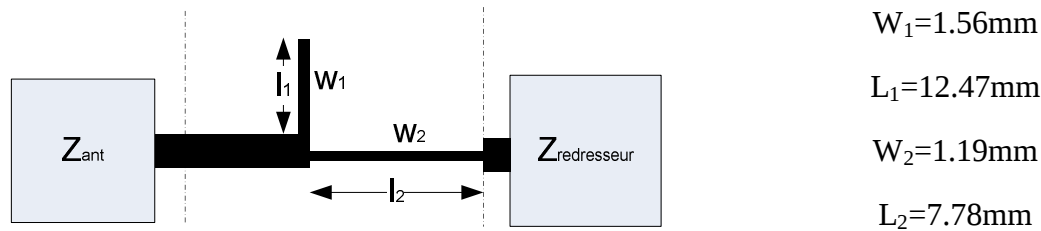


Figure IV.18 – Dimensions optimisées du circuit d'adaptation

Pour s'assurer de la bonne adaptation de la radiopile à ce point de fonctionnement, un coupleur directif idéal (sans pertes) est inséré au schéma électrique de la simulation, nous permettant de mesurer le spectre DC présent aux bornes de la charge en sortie et le spectre rayonné par la diode vers l'antenne, ce qui nous donne :

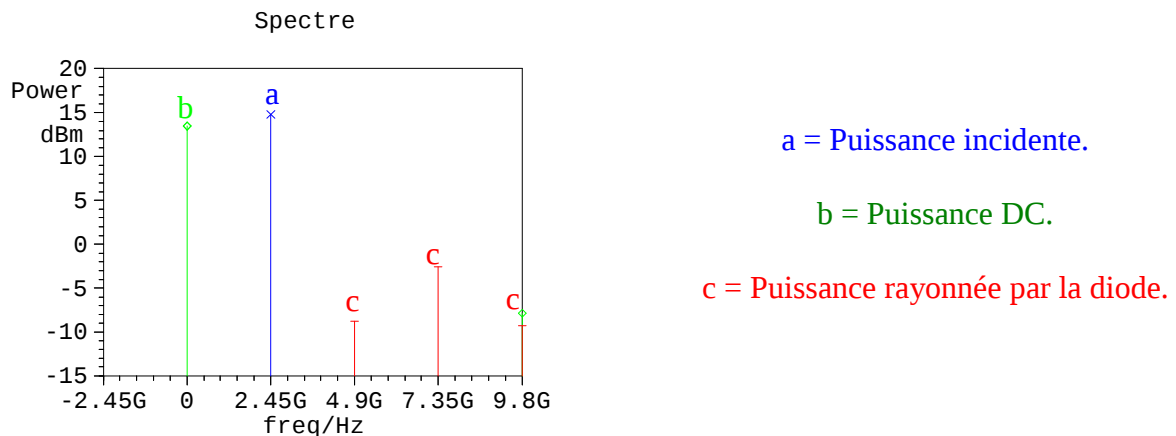


Figure IV.19 - Spectre en puissance du redresseur adapté

Nous vérifions également l'impédance du redresseur adaptée et ramenée au générateur. La valeur de la puissance réfléchie à $f_0=2.45\text{GHz}$ est aussi indiquée :

- Puissance_incidente = 30.06mW
- Impédance_redresseur : $Z = 51.5-j*1.3$
- Puissance_réfléchie à 2.45GHz = 14μW
- Puissance DC = 22.13mW

Le spectre et les données précédents nous permettent de tirer quelques enseignements. Tout d'abord, nous obtenons une impédance de la radiopile proche de celle que devra avoir l'antenne à $f_0=2.45\text{GHz}$ c'est-à-dire 50Ω . Puis, la puissance réfléchie à 2.45GHz est pratiquement nulle et conforte ainsi le circuit choisi pour l'adaptation d'impédance. Quant à la puissance rayonnée par la diode vers l'antenne, elle est atténuée par le filtre passe bande à 4.9GHz et 9.8GHz et de l'ordre de -3dBm pour 7.35GHz.

Nous passons maintenant à la partie expérimentale pour confirmer les résultats obtenus en simulation.

IV.4.2. En pratique

IV.4.2.1. Démarche de conception

Pour la gravure des circuits sur les faces du substrat, nous utilisons une graveuse mécanique pilotée par ordinateur. La précision apportée par cette machine est importante (de l'ordre du 1/10mm) grâce au pas de déplacement de l'outil et de son diamètre. Dans ces conditions, la réalisation des circuits devient aisée et nous autorise une conception précise des dimensions calculées et optimisées en simulation.

IV.4.2.2. Réalisation de la radiopile

La photographie suivante montre la radiopile adaptée en entrée et réalisée en technologie micro-ruban en l'absence dans un premier temps de l'antenne dans un premier temps.

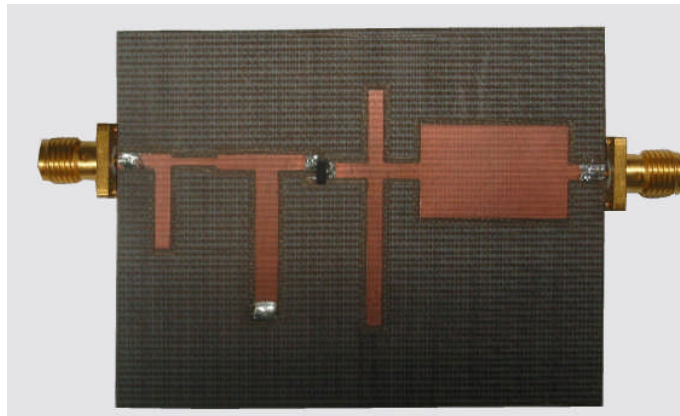


Figure IV.20 - Photographie du redresseur adapté en entrée

Les connecteurs SMA présents en entrée et en sortie permettront par la suite de connecter l'antenne en entrée et la charge adéquate en sortie du redresseur. En effet, plusieurs antennes de différentes technologies seront testées et connectées en entrée. Ainsi, après validation du choix de l'antenne, le circuit global sera alors gravé en technologie micro-ruban.

IV.4.3. Comparaison théorie-pratique de l'efficacité du redresseur

En pratique, un banc de mesure a été configuré pour permettre à la fois la mesure de la puissance incidente et celle de la puissance DC en fonction de la charge. La figure IV.21 représente, de façon schématique, ce banc de mesure :

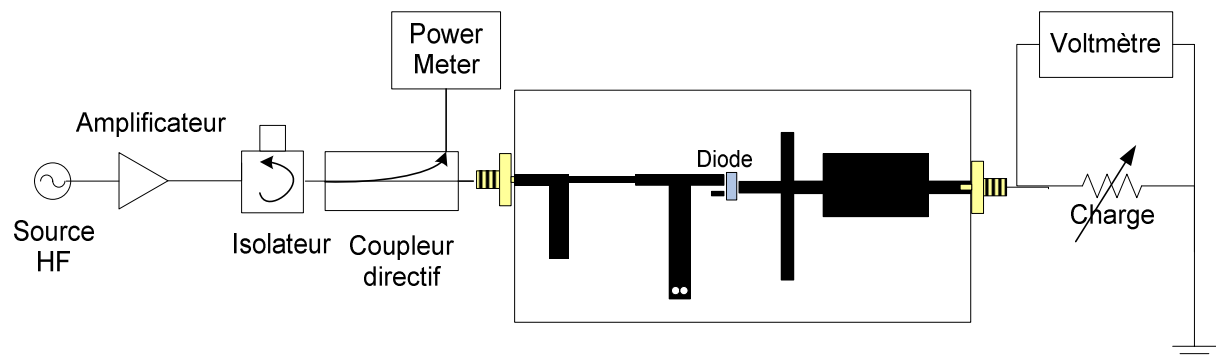


Figure IV.21 - Schéma de principe du banc de mesure de l'efficacité du redresseur

À l'entrée de la radiopile, un coupleur directif nous permet de prélever la puissance incidente, alors qu'en sortie une charge variable manuellement nous autorise à faire évoluer sa résistance. Un multimètre branché en sortie mesure dans un premier temps l'impédance de la charge puis la tension DC présente à ses bornes en fonction de la puissance incidente. Pour la charge optimale déterminée dans la partie précédente, nous faisons une mesure du rendement et de la puissance DC obtenue pour différentes puissances d'attaques. La figure IV.22 expose la comparaison entre la mesure de la radiopile adaptée en entrée et celle simulée :

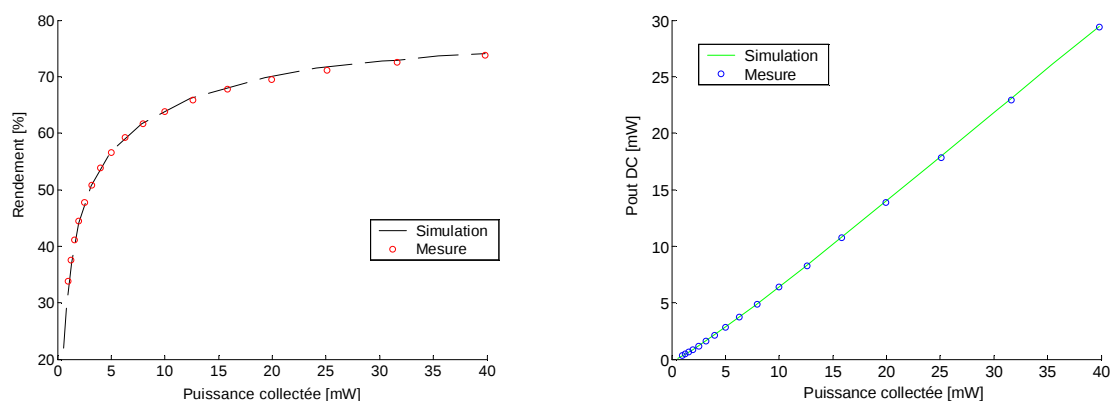


Figure IV.22 – Comparaison du rendement théorique et mesuré

Cette figure démontre qu'une très bonne concordance entre le rendement prédit par notre modèle et celui mesuré peut être obtenu. L'efficacité de la radiopile qui dépend de la puissance incidente ainsi collectée par l'antenne est parfaitement décrite par le simulateur. Cependant, il doit être mentionné qu'une modification de la tension de claquage de la diode B_V par rapport à celle donnée par le constructeur a été nécessaire pour atteindre ces résultats. Cela révèle la capacité de notre modèle approché en circuit équivalent à correctement prédire le fonctionnement de notre radiopile.

Néanmoins, le maximum d'efficacité obtenu dans cette configuration ne reflète pas le rendement optimal qui pourrait être dégagé par cette radiopile. En effet, n'oublions pas que la

modélisation des filtres présentée précédemment n'est valable que pour une caractérisation à 50Ω de leurs paramètres S. Or dans notre cas d'optimisation, nous obtenons en sortie du redresseur une résistance de charge $R_L=200\Omega$. Ainsi, nous sommes en droit de nous questionner sur les effets que cette charge différente de 50Ω a apporté sur l'impédance des résonances des filtres, de la diode etc...

Pour cela, nous allons désormais agir en simulation sur les paramètres de chaque élément pour améliorer au mieux le rendement de conversion de la radiopile.

IV.4.4. Amélioration du rendement en simulation

IV.4.4.1. Bilan des pertes dans la radiopile

Avant toute amélioration des performances de la radiopile, nous allons dans un premier temps grâce au simulateur localiser les pertes engendrées dans chaque élément. Pour cela, nous calculons l'énergie présente à divers points du circuit comme indiqué ci-dessous :

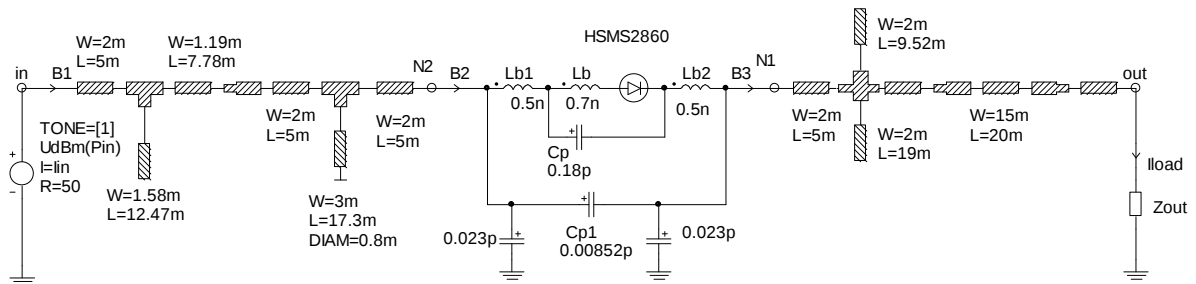


Figure IV.23 – « Schéma circuit » de la radiopile adaptée en entrée

Nous allons calculer la puissance dissipée aux points (voir Fig. IV.23) :

- In : Puissance incidente
- N2 : Puissance à l'entrée de la diode
- N1 : Puissance en sortie de la diode
- Out : Puissance DC

Pour chaque point de simulation, la puissance relevée est indiquée dans le tableau suivant à la fréquence fondamentale f_0 :

Point de mesure	In (f_0)	N2 (f_0)	Out (DC)	N2-N1 (f_0)	In-N2 (f_0)
Puissance relevée [mW]	30.06	28.71	22.132	6.582	1.346

Tableau IV.3 – Répartition des pertes dans la radiopile adaptée en entrée

Nous avons ainsi 21.6% des pertes qui sont localisées dans la diode et 4.4% des pertes dans le filtre d'entrée et le circuit d'adaptation. Les pertes rencontrées dans le filtre passe bas sont de l'ordre du μW et sont par conséquent négligeables.

IV.4.4.2. Optimisation de l'efficacité de la radiopile

Comme nous l'avons décrit dans l'introduction, l'optimisation complète de la radiopile repose sur un phénomène non-linéaire délicat à prédire. La diminution des pertes dans chaque élément se fera dès lors par une optimisation paramétrique des dimensions des filtres et du circuit d'adaptation en fonction de la charge etc... Cette optimisation se déroulera par étape :

La première consiste à évaluer l'évolution des pertes dans le circuit tout en optimisant les paramètres des filtres. Cette amélioration est réalisée sur les longueurs des lignes en micro-ruban correspondant à chaque résonance.

Puis, grâce à la même approche développée dans la partie précédente, une optimisation est effectuée sur la charge et sur le circuit d'adaptation pour un transfert maximal de la puissance.

Après plusieurs cycles d'optimisation nous obtenons une amélioration du rendement et nous tendons naturellement vers un point de fonctionnement stable. Les nouvelles dimensions du circuit optimisé sont exposées sur la figure ci-contre :

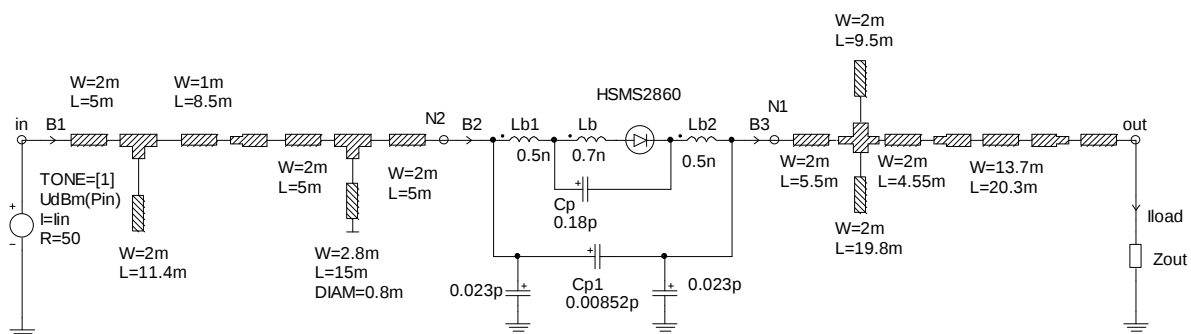


Figure IV.24 – « Schéma circuit » de la radiopile optimisée

De même, nous présentons le bilan des pertes énergétiques dans le tableau suivant après plusieurs cycles d'optimisation :

Point de mesure	In (f_0)	N2 (f_0)	Out (DC)	N2-N1 (f_0)	In-N2 (f_0)
Puissance relevée [mW]	30.06	28.72	23.86	4.86	1.34

Tableau IV.4 – Répartition des pertes dans la radiopile optimisée

On observe une baisse des pertes avec une répartition de 16.3% localisées dans la diode et de 4.4% dans le filtre d'entrée et le circuit d'adaptation. On s'aperçoit que les pertes en entrée

n'ont pas évolué mais qu'il y a une nette amélioration de celles-ci dans la diode. Cela s'explique par une meilleure adaptation des harmoniques de rangs supérieurs et une amélioration du filtrage en entrée comme en sortie. Le tracé du rendement optimisé est exposé ci-dessous :

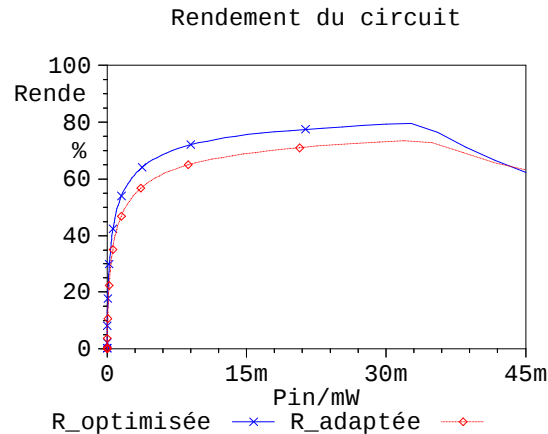
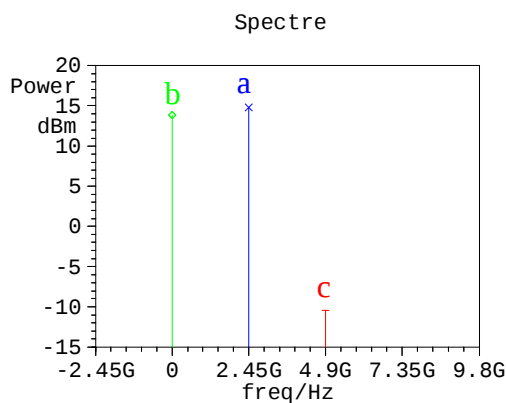


Figure IV.25 - Comparaison entre le rendement optimisé et celui adapté

Nous constatons que nous obtenons pour la radiopile optimisée, un rendement en puissance supérieur à celui obtenu dans le cadre d'une optimisation adaptée en entrée. Le rendement optimal du circuit est de 79.3% d'efficacité, soit une amélioration de +5% par rapport à celui précédemment obtenu. La charge optimale trouvée est de 300Ω.

Pour compléter notre analyse effectuée en simulation, un relevé de la répartition du spectre en entrée, en sortie et du rayonnement de la diode nous est montré ci-dessous :



a = Puissance incidente.

b = Puissance DC.

c = Puissance rayonnée par la diode.

Figure IV.26 - Spectre en puissance du redresseur optimisé

Nous vérifions également l'impédance du redresseur adaptée et ramenée au générateur.

- Puissance_incidente = 30.06mW
- Impédance_redresseur : $Z = 49.9 - j0.8$

- Puissance_réfléchie à 2.45GHz = $2.14\mu\text{W}$
- Puissance_DC = 23.86mW

Il peut être noté que le 3ème et le 4ème harmonique ne sont plus rayonnés vers l'antenne, ils ont donc été adaptés ou confinés à l'intérieur de la diode. Il ne reste plus que le deuxième harmonique dont la densité de puissance est cependant de l'ordre de -11dBm .

IV.4.4.3. Représentation complète de la radiopile en circuit équivalent

Nous allons maintenant simuler le rendement que l'on obtient en pratique lorsque l'on couple au redresseur une antenne patch carré. Pour ce faire, nous associons la modélisation circuit de l'antenne patch obtenue au troisième chapitre à celle du redresseur. Le circuit complet est montré ci-dessous avec comme particularité la présence en entrée d'un générateur HF permettant de simuler la puissance qui serait collectée par l'antenne en réception.

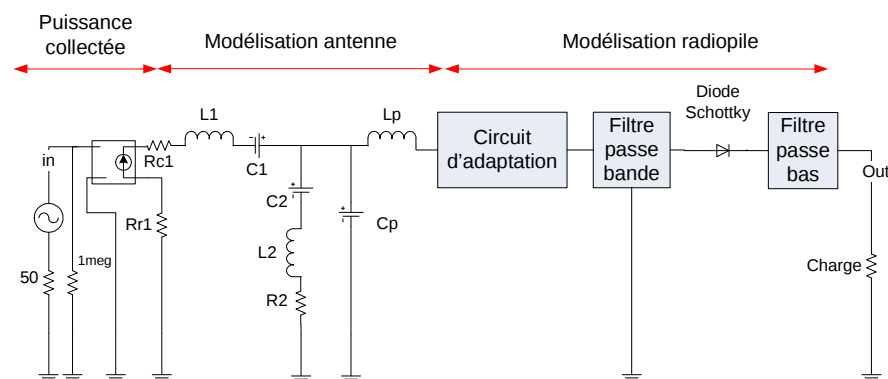
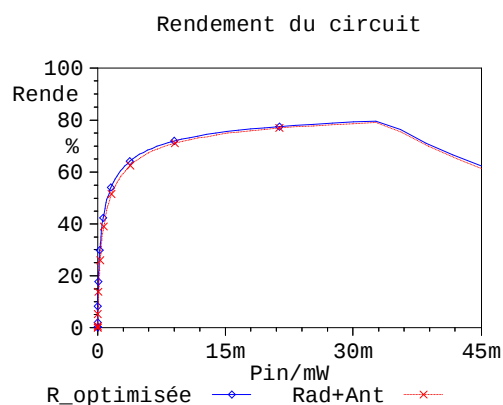


Figure IV.27 - Structure globale de la radiopile avec une antenne patch carré

Le rendement de la radiopile en fonction de la puissance collectée est illustré sur la figure suivante :



$$Z_{\text{radiopile}}(f_0) = 47.85 - j*2.2$$

$$\text{Puissance réfléchie} = 0.186\text{mW}$$

$$\text{Perte en rendement} = 0.6\%$$

$$\text{Rendement radiopile} = 78.7\%$$

Figure IV.28 - Rendement simulé de la radiopile connectée à une antenne patch carré

Le rendement a chuté de 0.6%, dû à la désadaptation existante entre le redresseur et l'antenne. En effet, l'antenne ne possède pas une impédance pure de 50Ω . Néanmoins, les

harmoniques rayonnés n'ont pas évolué : on se retrouve toujours avec l'harmonique de rang 2 de l'ordre de -10dBm. Pour anticiper la variation des pertes que l'on pourrait rencontrer dans la radiopile, nous allons, dans les parties suivantes, mettre en avant l'impact de l'évolution de l'impédance de l'antenne et de sa fréquence de résonance sur le rendement de conversion.

4.4.4.3.1. Influence de la variation de la fréquence de résonance de l'antenne sur le rendement

Une étude a été réalisée en simulation sur le comportement de la radiopile lorsque survient une variation de la fréquence de résonance de l'antenne. Cette variation peut s'expliquer dans le cas où un changement de l'impédance de la radiopile apparaît lorsque l'on ne se retrouve pas au point de fonctionnement optimal par rapport à la puissance incidente. Cette variation dépend également du type d'antenne utilisé.

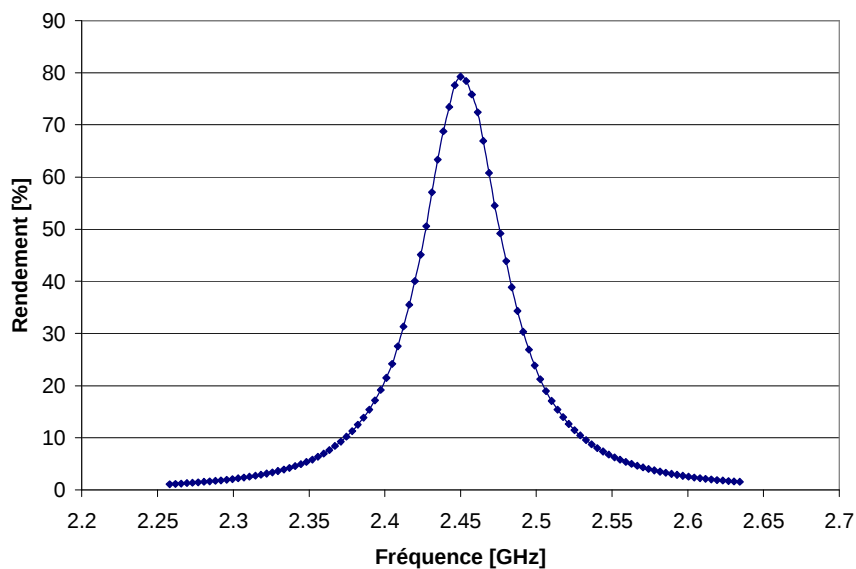


Figure IV.29 - Rendement en fonction de la fréquence de résonance de l'antenne

Aussitôt que l'on s'écarte de quelques mégahertz de la fréquence fondamentale, le rendement chute brutalement, d'où l'importance d'une antenne parfaitement caractérisée à 50Ω pour une impédance globale du redresseur+charge proche de 50Ω . Il est évident que la chute de rendement serait moins brutale pour une antenne à plus large bande passante autour de 2.45GHz.

En outre, nous savons à présent que les non-linéarités apportées par la diode entraînent la variation de l'impédance globale du circuit en fonction de la puissance incidente, ce qui aura pour effet de perturber l'impédance caractéristique de l'antenne. Ainsi, dans la prochaine partie une étude portera sur cette évolution en fonction d'une variation de l'impédance en entrée de la radiopile.

4.4.4.3.2. Influence de la variation de l'impédance en entrée sur le rendement

Une étude analytique en simulation a porté sur les effets apportés au rendement en fonction de la variation de l'impédance en entrée de la radiopile. La première étude porte sur la partie réelle de l'impédance avec une phase nulle et la seconde sur la partie imaginaire avec un réel de 50Ω .

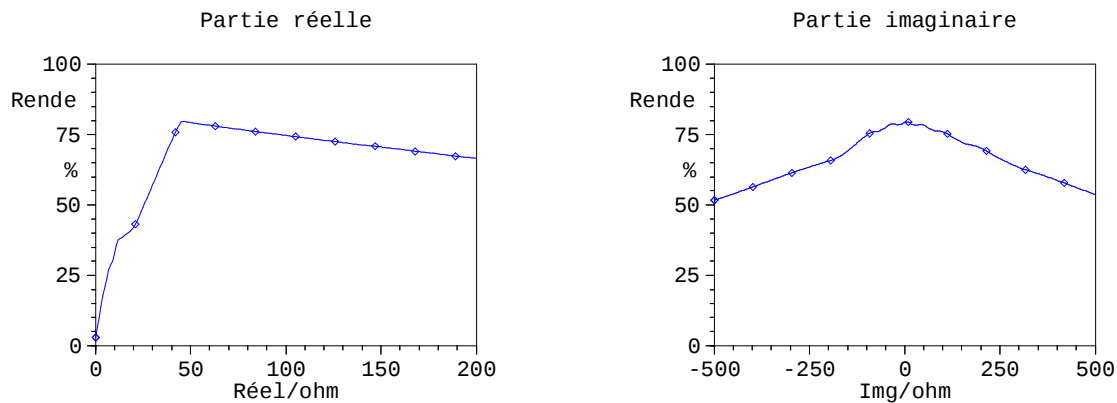


Figure IV.30 - Rendement en fonction de l'impédance en entrée

La variation de l'impédance est réalisée au point de fonctionnement optimal, à savoir une puissance d'entrée de 14.78dBm et une charge avoisinant les 300Ω .

On note que le rendement est moins sensible à la variation de l'impédance en entrée qu'à sa fréquence de résonance. Le maximum de rendement est bien évidemment obtenu pour une impédance de 50Ω possédant une phase nulle.

Pour conclure sur la méthodologie de synthèse développée tout au long de cette thèse, nous allons dans la dernière partie aborder la simulation de la structure complète du système TESF en circuit équivalent.

IV.5. BILAN ENERGETIQUE D'UN SYSTEME GLOBAL DE TESF

IV.5.1. Validation pour une antenne dipôle $\lambda/2$

IV.5.1.1. Banc de mesure

Afin de déterminer si le procédé technologique est fiable, un banc de mesure a été développé pour le relevé du bilan énergétique du système TESF modélisé. Dans un premier temps, nous prenons comme antenne d'émission un réseau de deux patchs carré et en réception notre radiopile est composée d'une antenne dipôle demi-onde connectée au circuit de redressement non-adapté par un adaptateur SMA/SMA. Par rapport à la faible puissance utilisée en émission de l'ordre de $P_{\text{incidente}}=26\text{dBm}$, la validation de notre approche s'effectue donc pour une distance allant jusqu'à 30cm. Le schéma de principe de mesure est illustré par la figure IV.31 ci-dessous :

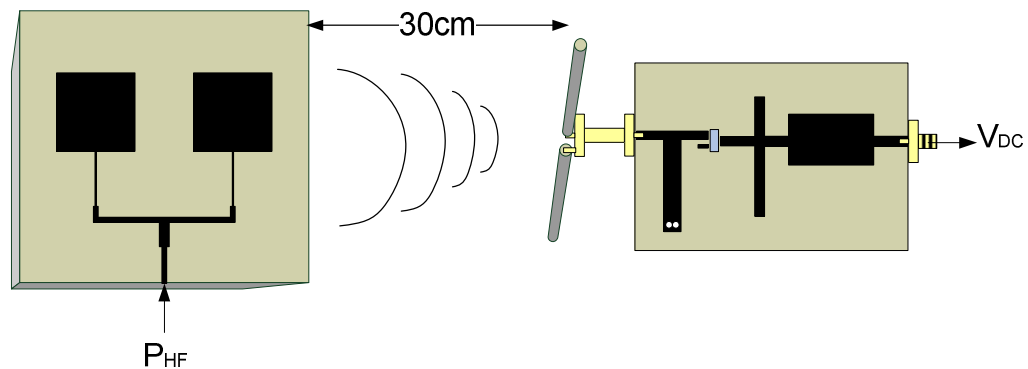


Figure IV.31 - Bilan énergétique entre un réseau de 2 patches en émission et une radiopile connectée à un dipôle en réception

Le but de cette étude est d'estimer expérimentalement l'énergie DC collectée par une charge à la sortie de la radiopile en fonction de la distance et pour une puissance transmise donnée. Les résultats de la mesure sont transcrits dans la partie suivante dans laquelle une comparaison avec la simulation est exposée.

IV.5.1.2. Comparaison des performances simulées et mesurées

Nous comparons ces données mesurées au même système modélisé en simulation par l'approche en circuit équivalent. Pour un premier essai et pour des raisons pratiques évoquées au chapitre 3, l'étude a été réalisée pour des distances allant de 10cm à 30cm. La figure IV.32 montre les résultats mesurés et simulés obtenus durant cette étude.

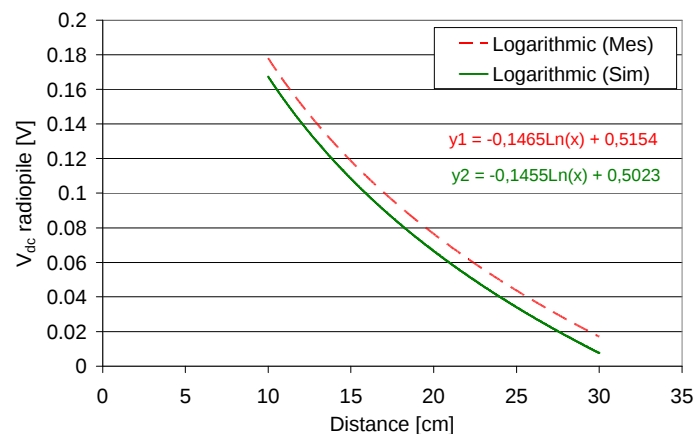


Figure IV.32 - Tension DC prédite et mesurée en sortie de la radiopile connectée à un dipôle

Nous pouvons observer une bonne prédiction de la tension DC reçue en fonction de la distance. L'offset rencontré peut s'expliquer par la marge d'erreur due à la fabrication et aux erreurs de mesure.

IV.5.2. Validation pour une antenne patch à longue distance

Le deuxième essai, en vue de la validation de la méthode, est réalisé avec la radiopile adaptée en entrée en technologie plaquée associée à une antenne patch carré et avec une charge proche de 180Ω . L'objectif revient de nouveau à prédire la tension DC redressée par la radiopile à une distance donnée.

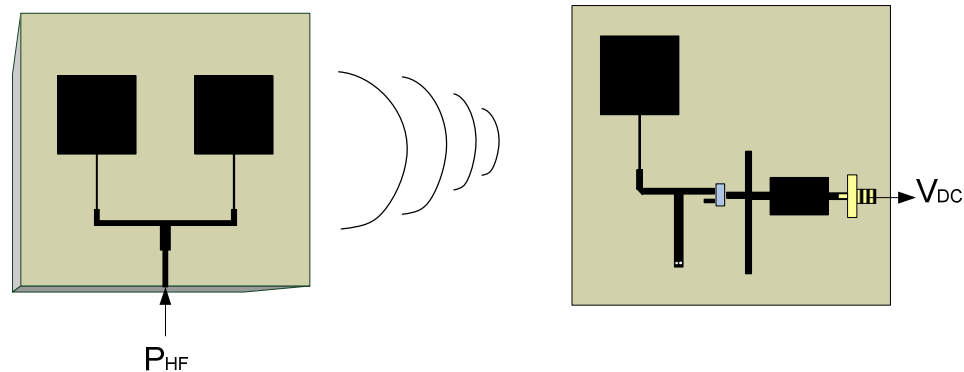


Figure IV.33 - Bilan énergétique entre un réseau de 2 patches en émission et une radiopile connectée à un patch en réception

Dans un premier temps, par rapport aux données mesurées, nous approximations l'évolution de la puissance collectée pour différentes distances par des fonctions polynomiales. La puissance collectée est traduite en tension RMS sous une charge de 50Ω .

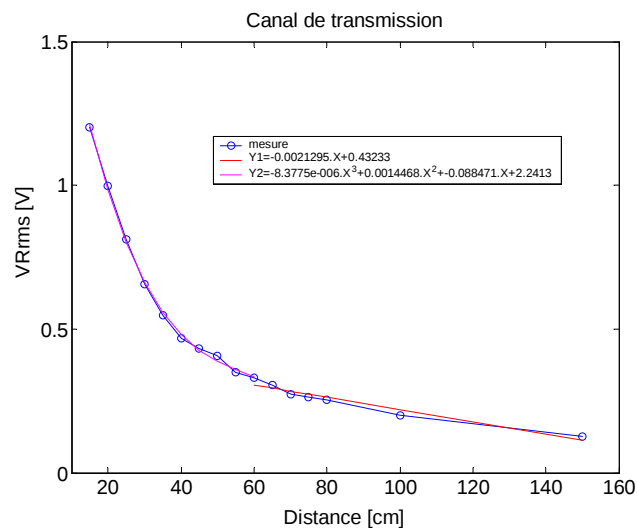


Figure IV.34 - Tension V_{RMS} reçue en fonction de la distance entre 2 patches en émission et 1 patch en réception

Cette évolution de nature prédictive est bien évidemment soumise aux contraintes environnementales. La validation en simulation est réalisée sur 5 points de mesure allant de 70cm à 150cm selon l'équation polynomiale Y_1 trouvée ci-dessus :

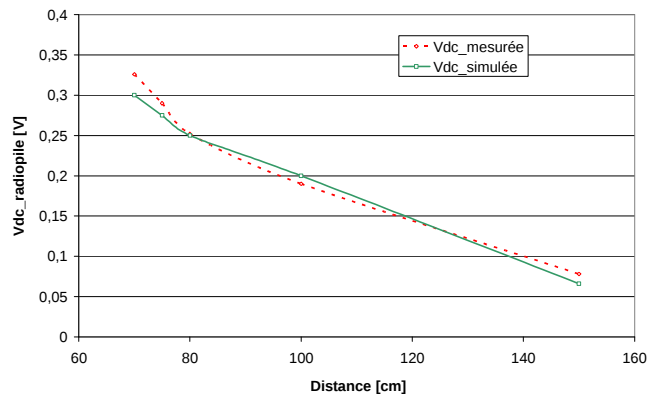


Figure IV.35 - Tension DC prédite et mesurée en sortie de la radiopile connectée à un patch

La prédiction du simulateur par rapport au gain du canal de transmission est bien approximée, la tension simulée est cohérente à celle obtenue en pratique. L'intérêt de cette approche est de permettre dans un espace libre ou réduit (en évitant tout obstacle) de remplacer l'équation polynomiale déduite en pratique par l'équation de Friis, permettant ainsi de prédire la tension qui serait redressée à une distance donnée.

IV.5.3. Bilan énergétique

Cette étude globale du système TESF démontre que toute l'approche du travail fourni à chaque étape de cette thèse est cohérente et acceptable. Par conséquent, ces résultats sont encourageants pour un développement futur de la méthode de conception. Il est donc possible de prédire la tension DC convertie par une radiopile à une distance donnée, en fonction de la puissance et de l'antenne choisie en émission et en réception. Le choix de la charge est également primordial et fixe le rendement de la radiopile en fonction de la puissance collectée. Le bilan des pertes dans la radiopile peut être résumé de la manière suivante :

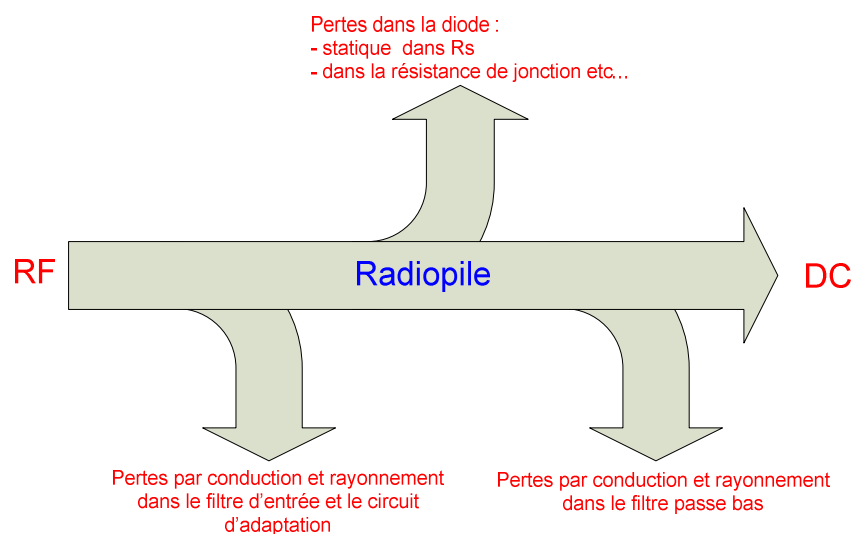


Figure IV.36 - Schéma des pertes dans la diode

IV.6. CONCLUSION

Le travail fourni dans ce chapitre représente l'étape finale de notre étude, à savoir la synthèse et l'optimisation d'une radiopile à haut rendement.

Dans un premier temps, après le choix retenu pour le substrat en technologie micro-ruban, nous nous sommes attachés à décrire la méthode de modélisation du filtre passe bande, du filtre passe bas et de la topologie pris pour la conception du circuit d'adaptation.

Puis, la méthode d'optimisation de la radiopile a été validée et l'on obtient un rendement de conversion RF/DC avoisinant les 79.3% en simulation pour un dimensionnement correcte des différents éléments. Une prédiction convenable de la tension DC en sortie de la radiopile est exposée et nous confirme de la bonne modélisation du canal de transmission et de l'ensemble du système.

En outre, tous les résultats de simulations et de mesures obtenues nous permettent d'affirmer que la démarche utilisée pour la conception de la radiopile apporte des résultats intéressants et cohérents par rapport à la pratique. De plus, en fonction des besoins et du cas d'application de l'utilisateur, la méthodologie de synthèse et d'optimisation de la radiopile peut être reprise et adaptée.

Une perspective encourageante de notre approche serait la modélisation de deux radiopiles en réseau sous un même environnement de simulation. De même, une diminution de la taille de la radiopile peut être envisagée pour des applications en espace très réduit.

IV.7. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [TD04] Agilent Technologies, “*Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes : HSMS 286X Séries*”, Technical Data, Agilent Technologies, Inc., 2004.
- [Raz83] Razban-Haghighi T., “*Localisation et identification par faisceau micro-onde: conception et réalisation de cartes répondeuses en technologie micro-ruban*”, Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 1983.
- [Raz81_1] Razban-Haghighi T., “*Calcul des éléments prototype passe bas d'un filtre elliptique type CAUER – Application aux filtres micro-onde*”, Rapport DEA, ENSERG (INPG), juillet 1981.
- [Raz81_2] Razban-Haghighi T., “*Etude et réalisation de filtres micro-onde passe bas elliptique type CAUER en technologie stripline*”, Rapport DEA, ENSERG (INPG), juillet 1981.
- [Ben72] Benedek P., Silvester P., “*Capacitance of Parallel Rectangular Plates separated by a Dielectric Sheet*”, IEEE Trans., MTT.20, n°8, pp.504-510, august 1972.
- [Per88] Perennec A., “*Synthèse et réalisation d'amplificateurs micro-ondes par la méthode des fréquences réelles*”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, juillet 1988.
- [Olo92] Olomo Ngongo A., “*Synthèse et réalisation d'amplificateurs micro-ondes faible bruit et transimpédance par la méthode des fréquences réelles*”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, octobre 1992.
- [Hen92] El Hendaoui E., Perennec A., Jarry P., “*Synthèse et optimisation de filtres actifs micro-ondes par la méthode des fréquences réelles simplifiée*”, Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1, octobre 1992.
- [Mar93] Martin P. M., “*Synthèse de réseaux d'adaptation distribués et résistifs par la méthode des fréquences réelles modifié. Application à la conception et à la réalisation d'amplificateurs micro-ondes ultra-large bande en technologie micro-ruban*”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, décembre 1993.
- [Rho76] Rhodes J. D., “*Theory of Electrical Filters*”, John Wiley & Sons, 1976.
- [Mal79] Malherbe J. A. G., “*Microwave Transmission Line Filters*”, Artech House, 1979.
- [Mat80] Matthei G., Young L. and Jones E. M. T., “*Matching Networks and Coupling Structures*”, Microwave Filters, Impedanc, Artech House, 1980.
- [Lev02] Levy R., Snyder R.V and Matthaei, “*Design of Microwave Filters*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Vol. MTT-50, pp. 783-793, March 2002.
- [Lev84] Levy R. and Chon S.B., “*A History of Microwave Filter Research, Design and Development*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Vol. MTT-32, pp. 1055-1067, September 1984.

- [YAN99] Yang F.R., Ma K.P., Qian Y., Itoh T., “A Unipolar Compact Photonic-bandgap (UC-PBG) Structure and Its Applications for Microwave Circuits”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 47, Vol. 47, n°11, p.1509-1514,1999.
- [Lou03] Lourioz J-M., Benisty H., Berger V., Gérard J-M., Maystre D. & Tshelnokov A., “Les cristaux photoniques *ou la lumière en cage*”, Livre au collection technique et scientifique des télécommunications, Get et Lavoisier, ISBN 2-7462-0745-1, 2003.

Conclusion et perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire ont porté sur la mise en place d'une méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile à haut rendement, l'objectif étant notamment la modélisation circuit en schéma équivalent de l'ensemble du système TESF sous un même environnement de simulation. En effet, ce concept de transport d'énergie sans fil réunit différentes fonctions : antennes, canal de transmission, adaptation+filtre d'entrée, redresseur et filtre DC. De part son aspect non-linéaire et des difficultés liées aux interactions entre chaque élément, une optimisation globale du dispositif n'est envisageable que si une modélisation précise et reproductible des différentes fonctions est effectuée.

Cette modélisation à laquelle nous nous sommes intéressés s'appuie sur une représentation circuit en éléments localisés. En outre, ce principe bien que simpliste apporte suffisamment de précisions d'un point de vue physique pour qu'une optimisation du système soit réalisée.

Ainsi, dans la perspective d'amélioration du rendement de conversion RF/DC de la radiopile, plusieurs étapes ont été nécessaires pour valider l'élaboration de cette approche méthodique de conception.

En ce qui concerne la modélisation du positionnement de la diode en technologie microruban, le schéma équivalent proposé pour le couplage entre les tronçons de ligne de transmission a permis d'appréhender la réalité physique du phénomène. Ce schéma, composé de trois capacités, se réfère à la théorie des circuits à constantes réparties et reste valide dans un domaine de fréquence allant jusqu'à 10GHz. Par la suite, la mise en oeuvre d'un banc automatisé pour la mesure de paramètres S forts signaux de composants non-linéaires, pour plusieurs points de fonctionnement, nous a offert un gain de temps considérable d'un point de vue pratique. De plus, ce banc nous a permis d'avoir une bonne reproductibilité des mesures. De même, la modélisation du composant non-linéaire (en l'occurrence une diode Schottky), en éléments localisés couplés à un modèle générique, nous a autorisé à prédire au mieux l'évolution de son comportement spectral sur une large bande de fréquences et pour plusieurs points de polarisation. Les effets parasites du boîtier et de couplage interne au composant ont également bien été approximés.

Les expérimentations suivantes ont ensuite mis en avant les résultats obtenus pour la modélisation d'antennes en circuit RLC selon le principe des circuits résonants. Par conséquent, il a été possible d'identifier la résonance d'un circuit RLC à celle d'une antenne grâce à sa fréquence de résonance, au facteur de qualité Q du circuit et aux pertes liées aux résistances. Cette représentation de l'antenne en schéma équivalent nous a surtout permis d'évaluer d'une part les pertes énergétiques liées à la conduction et celles dues au rayonnement. Cette identification s'est effectuée par comparaison avec la mesure au préalable

des paramètres S de l'antenne. Par ailleurs, pour la représentation du canal de transmission la même démarche d'optimisation a été adoptée en approximant les pertes du canal en fonction de la distance. Ces pertes ont été reproduites par un amplificateur tension-tension qui traduit au mieux cette déperdition d'énergie grâce à son gain associé.

Pour déboucher sur une réflexion aboutie de cette étude, le quatrième chapitre a présenté l'optimisation complète de la radiopile. Dans cette perspective, il a été nécessaire d'identifier les fonctions restantes du redresseur, à savoir le filtre d'entrée, le circuit d'adaptation et le filtre DC. Ainsi, le choix de modélisation a porté sur les caractéristiques électromagnétiques des éléments « Microstrip » présents dans la bibliothèque du simulateur, s'intégrant aussi aisément dans une simulation circuit. Une comparaison simulation-expérience a confirmé la validation de ces éléments sur une large bande de fréquence sous une charge caractéristique de 50Ω. Dès lors, la première étape de notre étude fut l'identification du point de fonctionnement optimal du circuit adapté en entrée à travers l'optimisation du rendement de conversion RF/DC, en fonction de la puissance incidente et de la charge. Un rendement de 74% de la radiopile a été obtenu pour ce point de fonctionnement et a été validé en pratique pour une même charge donnée. Puis, dans l'optique d'identifier le point de fonctionnement optimal du circuit, une optimisation sur l'ensemble des paramètres de la radiopile a été entreprise, justifiant ainsi l'amélioration de son rendement global de +5%. Enfin, afin de valider la modélisation globale du système TESF, une mesure de la tension redressée en sortie de la radiopile a été entreprise en fonction de sa distance par rapport à l'émetteur pour différentes topologies. Les résultats obtenus ont confirmé que la tension redressée aux bornes de la charge était cohérente vis-à-vis de la puissance collectée.

Perspectives

Dans la continuité de cette étude, attachons nous aux améliorations possibles et envisageables à apporter à chaque étape de cette méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile afin d'atteindre la meilleure modélisation possible du système complet et le meilleur rendement de conversion RF/DC. Nous pouvons étendre ces perspectives en évoquant quelques pistes de recherches portant sur la miniaturisation de la radiopile.

❖ Amélioration du banc pour la mesure des paramètres S de composant non-linéaire

Dans le cadre d'une mesure des paramètres S de composant non-linéaire à fortes puissances, nous avons vu que l'étroite bande passante de l'amplificateur ne nous permettait pas d'effectuer des mesures sur une large bande de fréquence. En effet, l'amélioration de cette mesure à fortes puissances sur une large bande de fréquence réduirait l'erreur de modélisation du composant pour les harmoniques d'ordre supérieure. De ce fait, il serait alors envisageable d'optimiser la radiopile en agissant sur l'impédance de chaque harmonique de rang supérieur

grâce aux longueurs des lignes microrubans des filtres comme démontré en simulation au chapitre 4.

❖ Amélioration de la modélisation circuit d'antenne

En conservant la structure circuit pour la modélisation de l'antenne, d'autres aspects physiques du modèle peuvent être bénéfiques lors de l'étape de réalisation de l'antenne.

Celles-ci concernent les dimensions physiques de l'antenne en fonction des valeurs des éléments RLC. En effet, une identification de la longueur du patch en fonction de la fréquence de résonance est envisageable grâce à une analyse analytique de celle-ci pour un substrat donné. De même, les dimensions de la ligne d'adaptation du patch dépendant fortement de la résistance de rayonnement peuvent être identifiées. En outre, le facteur de qualité Q du circuit qui peut être associé à la bande passante de l'antenne est également indirectement lié aux dimensions de l'antenne.

❖ Miniaturisation de la radiopile

• **Radiopile connectée à une antenne couplée à fente**

Pour certaines applications, le choix d'une radiopile compacte constitue un atout indispensable et peut être très avantageux. Notre première action dans ce domaine fut l'étude d'une antenne couplée à fente pour entreprendre par la suite l'intégration de la radiopile sur la face opposée au patch rayonnant permettant ainsi une diminution des dimensions globales du circuit. La figure ci-dessous nous montre la réalisation de cette radiopile dans cette configuration-ci.

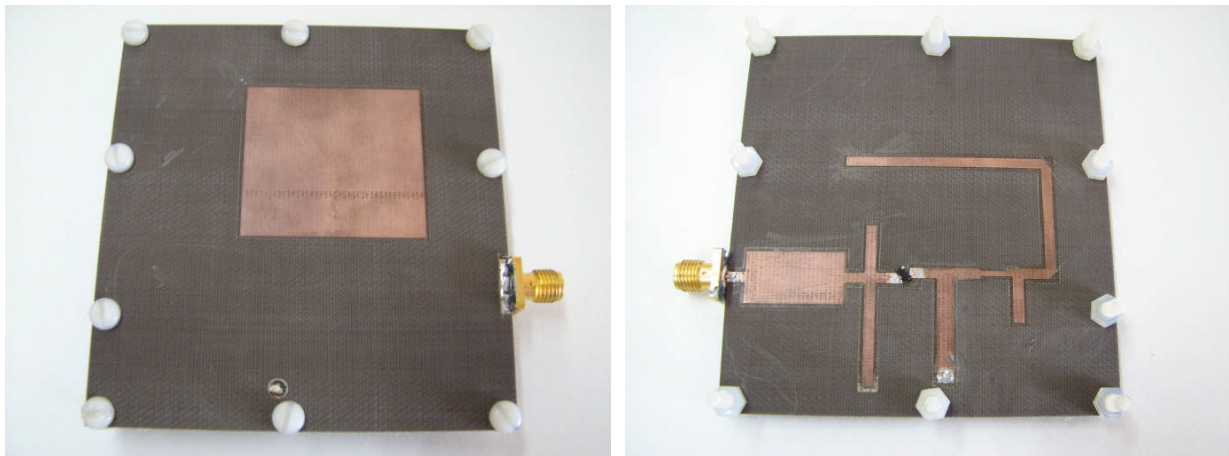


Figure C.1 - Radiopile connectée à une antenne couplée à fente

L'avantage apporté par cette topologie et qui a déjà été mentionné au chapitre 3 est l'isolation électrique qu'elle apporte entre d'une part l'élément rayonnant (partie RF) et le redresseur (partie DC). De plus, le fait d'avoir une cavité résonnante entre le patch et le redresseur crée un effet de capacité, donc de stockage d'énergie, qui améliore le rendement global de la radiopile lors d'une faible puissance collectée. Néanmoins, sa conception est plus

contraignante surtout lors de l'alignement des deux substrats, car la fente doit se trouver exactement au centre du patch.

- **Utilisation d'antenne à cristal photonique**

C'est d'abord avec le constat qu'une fraction importante du rayonnement des antennes pouvait être perdue dans les substrats diélectriques de permittivité supérieure à celle de l'air, qu'est apparu l'intérêt potentiel des cristaux photoniques. L'idée simple qui s'est imposée était que l'on pouvait remplacer le substrat par un matériau à bande interdite photonique de sorte que le rayonnement soit totalement inhibé sous le plan de l'antenne. En effet, il est évident que le champ électromagnétique rayonné par l'antenne ne peut se propager dans le substrat à cristal photonique si la fréquence émise se trouve dans la bande interdite omnidirectionnelle. Le but est alors d'éliminer les harmoniques rayonnés par la diode vers l'antenne en regroupant grâce à cette méthode l'antenne et les éléments de filtrage présents à l'entrée de la radiopile. Les dimensions de la radiopile se retrouvent de cette façon réduite.

Autre atout que possède cette structure en cristal photonique est qu'elle peut être contrôlable et métamatériaux. L'utilisation de structures métalliques dans le domaine micro-ondes facilite l'insertion d'éléments électriquement actifs au sein des cristaux photoniques (voir figure C.2). De ce fait, des cristaux photoniques 2D contrôlables électriquement ont été fabriqués en insérant périodiquement des diodes p-i-n le long de fils ou de rubans métalliques continus. Ainsi, il existe deux états pour les diodes suivant la tension qui leur est appliquée : l'état passant et l'état bloqué. Lorsque les diodes sont dans l'état passant, les propriétés du cristal sont celles d'un réseau de fils métalliques continus. Lorsque les diodes sont dans l'état bloqué, les propriétés du cristal sont celles d'un réseau de fils discontinus avec des inserts diélectriques. Deux cas de figure peuvent donc se présenter. En mode d'émission, on s'arrange pour que les deux cristaux soient passants et que l'interface n'introduise pas de pertes importantes de transmission ou de diffraction. A l'inverse, lorsque le cristal CP2 est bloqué, non seulement sa transmission sera fortement réduite, mais les effets de réfraction et/ou de diffraction à l'interface contribueront à réduire la réflexion de l'onde extérieure, de sorte que la SER¹ de l'antenne se verra atténuée selon les directions d'observation. Ce qui permettrait alors des applications futures de la radiopile.

¹ Acronyme de SER pour Surface Equivalente Radar.

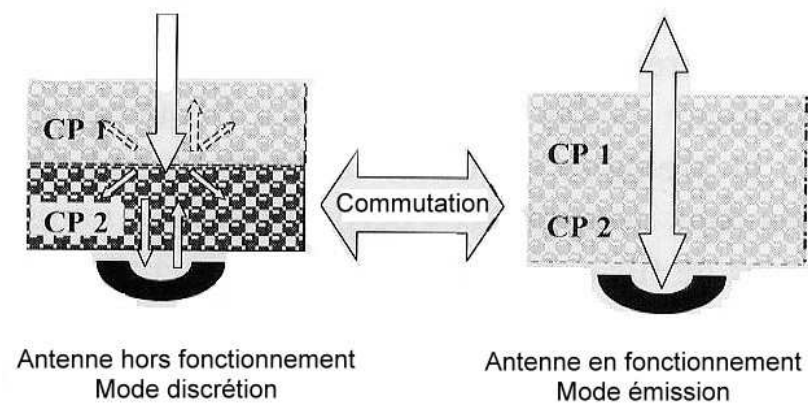


Figure C.2 - Antenne électriquement contrôlable

ANNEXES	145
A - ANALYSE EN BALANCE HARMONIQUE.....	145
B - PRESENTATION DU LOGICIEL APLAC TM	150
C - PROGRAMME LABVIEW	153

Annexes

A - Analyse en balance harmonique [Maa88]

Nous présentons ici une des méthodes les plus en vogue pour l'analyse des circuits non-linéaires : l'analyse en balance harmonique. Principalement dédiée à la description de comportements forts-signaux de composants faiblement comme fortement non-linéaires sous excitation monotonale, cette méthode d'analyse (c'est-à-dire de description comme de simulation) s'adapte parfaitement aux contraintes des recherches envisagées au sein du laboratoire et est celle qui est utilisée par notre simulateur.

A.1 Cadre d'application de l'analyse en balance harmonique

L'analyse d'un circuit non-linéaire peut ne pas sembler un problème difficile. On peut facilement envisager de décrire le comportement d'un circuit non-linéaire classique (comportant des éléments non-linéaire et un circuit d'adaptation d'impédance en entrée et en sortie, voir figure 5.1) par l'établissement d'un système d'équations différentielles non-linéaires bien entendu que l'on résoudrait grâce à des méthodes numériques. En calculant la décomposition en série de Fourier des signaux solutions, on pourrait facilement obtenir la décomposition fréquentielle des signaux aux harmoniques souhaités.

Cependant cette approche temporelle se heurte à diverses difficultés :

- Tout d'abord les éléments des circuits d'adaptation contiennent souvent des lignes de transmission dispersives et discontinues qui sont difficiles si ce n'est délicat à analyser de manière temporelle. À l'inverse, utiliser des matrices de paramètres S ou Y pourrait permettre de décrire ces derniers éléments mais alors on ne saurait plus caractériser les non-linéarités.
- De plus, les circuits à analyser peuvent contenir des constantes de temps élevées par rapport à la fréquence d'analyse : ainsi le calcul de la réponse en régime permanent peut nécessiter quelques centaines voir des milliers d'itérations de calcul d'où une perte de temps exagérée. Enfin, chaque élément réactif linéaire ou non-linéaire introduira une équation différentielle supplémentaire au système. Or un circuit un tant soit peu compliqué peut contenir beaucoup d'éléments réactifs et rendre le système démesurément grand.

C'est pourquoi des outils d'analyse différents ont été développés : la transformation en circuit multiports permet de simplifier au moins en partie le circuit en localisant les comportements linéaires. De la sorte ceux-ci peuvent être décrits par une unique matrice de taille limitée (matrice S , matrice Y , etc...).

Enfin il faut préciser que l'analyse en balance harmonique nécessite de faire l'hypothèse que les composants non-linéaires étudiés sont quasi-statiques, c'est-à-dire que tous les paramètres des éléments non-linéaires (capacités, transconductances,...) évoluent instantanément avec le changement d'une ou plusieurs des tensions ou courants de contrôle.

Cette hypothèse « limite » les modèles de composants utilisés ou obtenus à un fonctionnement de 100GHz.

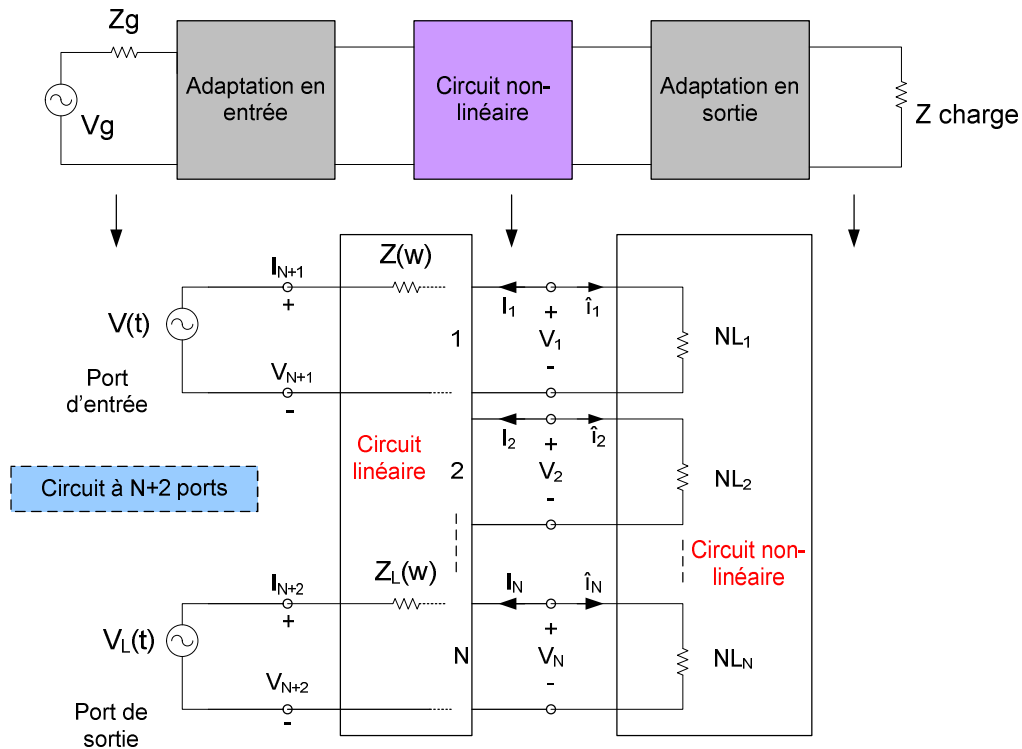


Figure A.1 - Principe de réorganisation du circuit en modèle multiports

A.2 Réorganisation du circuit en modèle multiports

L'analyse en balance harmonique nécessite donc la décomposition du circuit électronique à analyser en deux sous-circuits : un sous-circuit linéaire et un sous-circuit non-linéaire. Celle-ci se réalise en identifiant les éléments non-linéaires et en créant artificiellement un port commun aux deux sous-circuits (voir figure 5.1), le circuit non-linéaire recevant l'élément non-linéaire identifié. Par conséquent, un circuit contenant N non-linéarités sera transformé en un sous-circuit non-linéaire à N ports (artificiels) et l'autre linéaire à N+2 ports (N ports artificiels plus les ports d'entrée et de sortie du circuit global). Ce dernier pourra contenir également les impédances de source et de charge du circuit. Une fois que les éléments linéaires et non-linéaires ont été séparés, on va pouvoir leur appliquer les techniques d'analyse qui leur sont adaptées. Le circuit linéaire sera traité dans le domaine fréquentiel en tant que système multiports linéaire et on le décrira grâce à ses paramètres S ou Y.

Quant au sous-circuit non-linéaire, on le décrira dans le domaine temporel grâce à ses caractéristiques I/V ou Q/V.

A.3 Principe de l'analyse en balance harmonique

Les courants et tensions existants à chaque port vont contenir de multiples composantes fréquentielles. En effet, même si l'excitation est monofréquentielle, les éléments non-linéaires vont entraîner la création de composantes harmoniques (multiples de la fréquence d'excitation). Bien que la quantité d'harmoniques générées soit théoriquement infinie, on se limitera dans la pratique à un certain ordre : on supposera que la composante continue ainsi que les K premières composantes harmoniques suffisent à décrire le comportement du composant dans toute son ampleur. Par conséquent, l'analyse en balance harmonique utilise la décomposition en série de Fourier à l'ordre K des signaux aux $N+2$ ports pour sa résolution itérative. Par exemple le courant $\mathbf{I}_n$ entrant dans le sous-circuit linéaire au port n se décomposera en $\mathbf{I}_n = [I_{n,0}, I_{n,1}, I_{n,2}, \dots, I_{n,K}]^t$ avec $I_{n,k}$ représentant la $k^{ième}$ composante du courant $\mathbf{I}_n$. On procédera de même pour tous les courants et tensions du circuit.

Le principe de la balance harmonique repose alors sur le schéma de calcul suivant :

- Déterminer une distribution de tensions $\mathbf{V} = [V_{1,0}, \dots, V_{1,K}, V_{2,0}, \dots, V_{n,k}, \dots, V_{N,K}]$ qui égalise les courants donc leurs composantes fréquentielles_ obtenus aux N ports du circuit linéaire ($\mathbf{I}$) et du circuit non-linéaire ($\hat{\mathbf{I}}$). Il faut que la distribution de tensions réalise :

$$\begin{bmatrix} I_{1,0} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_{1,K} \\ I_{2,0} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_{n,K} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_{N,K} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{I}_{1,0} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{I}_{1,K} \\ \hat{I}_{2,0} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{I}_{n,K} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{I}_{N,K} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le courant $\mathbf{I}$ s'obtient à partir de la distribution de tensions $\mathbf{V}$ par l'intermédiaire de la matrice $\mathbf{Y}$ du sous-circuit linéaire. $\hat{\mathbf{I}}$ se déduit de $\mathbf{V}$ et des caractéristiques des éléments non-linéaires. En effet, en utilisant la transformée de Fourier inverse, on peut revenir à l'allure temporelle des tensions aux N ports et en déduire la réponse des éléments non-linéaires. On retrouve $\hat{\mathbf{I}}$ par une nouvelle transformation de Fourier.

La détermination du vecteur de tensions $\mathbf{V}$ qui convient passe par la résolution itérative de l'équation de balance harmonique :

$$F(\mathbf{V}) = \mathbf{I} + \hat{\mathbf{I}} = \mathbf{I}_S + \mathbf{Y}_{N \times N} \mathbf{V} + j\Omega \mathbf{Q} + \mathbf{I}_G = 0$$

A.4 Établissement de l'équation de balance harmonique

A.4.1 Sous-circuit linéaire :

Pour le sous-circuit linéaire, l'analyse fréquentielle habituelle peut s'appliquer en mettant en jeu une matrice globale de paramètres Y notée $\mathbf{Y}$. On écrira donc $\mathbf{I} = \mathbf{YV}$ ou bien :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \\ I_{N+1} \\ I_{N+2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{1,1} & Y_{1,2} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & Y_{1,N+2} \\ I_{1,2} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ I_{N,1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & Y_{N,N+2} \\ I_{N+1,1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & Y_{N+1,N+2} \\ I_{N+2,1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & Y_{N+2,N+2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_N \\ V_{N+1} \\ V_{N+2} \end{bmatrix}$$

avec

$$Y_{m,n} = \begin{bmatrix} Y_{m,n}(0) & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & Y_{m,n}(wp) & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & Y_{m,n}(2wp) & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \ddots & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \ddots & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \ddots & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & Y_{m,n}(Kwp) \end{bmatrix}$$

Les deux tensions aux ports d'entrée et de sortie sont connues : une composante continue de polarisation et une composante à la fondamentale en entrée ; une composante continue de polarisation en sortie. Ainsi en écrivant $[V_{N+1}, V_{N+2}] = [V_{pol1}, V_S, 0, \dots, 0, V_{pol2}, 0, \dots, 0]$ on peut décomposer l'expression du courant en

$$\mathbf{I} = \mathbf{I}_S + \mathbf{Y}_{N \times N} \mathbf{V}$$

où le vecteur $\mathbf{V}$ est diminué des deux vecteurs de tension en entrée et sortie et où

$$\mathbf{I}_S = \begin{bmatrix} I_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{1,N+1} & Y_{1,N+2} \\ Y_{2,N+1} & Y_{2,N+2} \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ Y_{N,N+1} & Y_{N,N+2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{N+1} \\ V_{N+2} \end{bmatrix}$$

Cette transformation permet de réduire le circuit à ses N ports non-linéaires et à traduire l'action des tensions en entrée et sortie par une distribution répartie de courants : $\mathbf{I}_S$.

A.4.2 Sous-circuit non-linéaire :

De manière générale, les courants résultants du sous-circuit non-linéaire peuvent provenir soit de capacités non-linéaires soit de conductances non-linéaires. Rappelons qu'en ce qui concerne cette partie du circuit, l'analyse s'effectue dans le domaine temporel.

Concernant une conductance, le courant généré est une fonction non-linéaire des tensions de contrôle : $i_{g,n} = f_n(v_1(t), v_2(t), \dots, v_N(t))$ qui fournit $F\{i_{g,n}(t)\} \rightarrow I_{G,n}$.

Pour une capacité, c'est la charge qui est fonction des tensions de contrôle : $q_n(t) = f_{q,n}(v_1(t), v_2(t), \dots, v_N(t))$ et donc $F\{q_n(t)\} \rightarrow Q_n$. Par conséquent, on peut remonter à l'expression de $i_{c,n}(t) = \frac{d_{q_n}(t)}{dt}$ soit dans le domaine fréquentiel : $I_C = j\Omega Q$ où

$$\Omega_{[(N.K) \times (N.K)]} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & & & & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega p & 0 & . & . & . & . & . & 0 \\ 0 & 0 & 2\omega p & . & . & . & . & . & 0 \\ . & . & . & \ddots & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & K\omega p & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & 0 & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & \omega p & . & . \\ 0 & . & . & . & . & . & . & 2\omega p & . \\ 0 & . & . & . & . & . & . & . & \ddots \\ 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & K\omega p \end{bmatrix}$$

Au final, on retrouve l'expression du courant $\hat{I} = j\Omega Q + I_G$ et l'équation de balance harmonique :

$$I + \hat{I} = 0 \Leftrightarrow I_S + Y_{N \times N} V + j\Omega Q + I_G = 0$$

C.5 Résolution itérative de l'analyse en balance harmonique

Globalement, la résolution de cette équation se fait par corrections successives sur le vecteur de tensions jusqu'à obtenir égalité des deux courants évoqués plus haut. Le schéma donné figure 5.1 illustre ce fonctionnement. Dans la pratique cette équation est solutionnée par un algorithme de résolution numérique. Parmi les méthodes généralement retenues, on distingue :

- Minimisation d'un critère quadratique : le but est de minimiser $\varepsilon = F(V)F^H(V)$ par des méthodes classiques (descente de gradient, etc...). Cette solution cependant n'assure pas une convergence suffisante et n'est pas souvent utilisée dans l'analyse en balance harmonique.

- Méthodes de relaxation : on donne une première estimation du vecteur $\mathbf{V}^{(0)}$ puis on calcule le courant $\hat{\mathbf{I}}$ à travers le circuit non-linéaire. On suppose les courants $\mathbf{I}$ et $\hat{\mathbf{I}}$ égaux et on calcule un $\mathbf{V}''^{(0)}$ par l'intermédiaire du circuit linéaire cette fois. Le nouveau vecteur $\mathbf{V}^{(1)}$, estimée de la solution sera alors barycentre de $\mathbf{V}^{(0)}$ et $\mathbf{V}''^{(0)}$:
$$\mathbf{V}^{(1)} = s \cdot \mathbf{V}''^{(0)} + (1-s)\mathbf{V}^{(0)} \text{ où } s \in [0,1].$$

Une fois la distribution spectrale de la tension déterminée après cette résolution, on dispose du spectre ou de la forme temporelle par transformée inverse de Fourier en régime permanent pour les tensions et courants du circuit non-linéaire.

B - Présentation du logiciel APLACTM[Apl03]

APLACTM est un logiciel de simulation de composants électroniques disposant des fonctionnalités nécessaires pour simuler des comportements aux hautes-fréquences (fréquences micro-ondes). Développé depuis 1972 par l'Université de Technologie de Helsinki (Finlande), le but affiché des développeurs d'APLACTM fut de fournir toute liberté à l'utilisateur pour résoudre tous les problèmes de conception de circuits sans les restrictions apportées par les autres simulateurs conventionnels tel SPICETM. Les besoins de portabilité du logiciel dès les premières coopérations industrielles ont conduit en 1985 à la réécriture du logiciel en *language C* orienté objet. C'est l'intégration au groupe de développement du logiciel de la forme *Nokia Mobile Phones* qui fut à l'origine de ce changement de méthodologie : orientation objet de la programmation et développement des modèles de composants en technologie microruban. Par la suite, diverses autres coopérations ont conduit à l'élaboration de bibliothèques de composants plus particulières : semiconducteurs.

Aujourd'hui, la dernière version d'APLACTM (la huitième) présente des améliorations en terme d'algorithmes d'optimisation de paramètres, de convergence des algorithmes de résolution de circuits non-linéaires (typiquement analyse en balance harmonique, voir annexe précédente). En outre, furent ajoutées une possibilité d'analyse de bruit dans les composants non-linéaires et une prise en compte des effets thermo-électriques sur les performances du circuit. La programmation orientée objet permet à ce logiciel d'être très évolutif et souple en terme de possibilités de simulation. En effet, au cours d'une résolution complexe d'un circuit, au lieu de considérer globalement l'ensemble des équations décrivant le circuit, APLACTM permet que certaines itérations de calcul aient d'abord lieu au niveau du modèle plutôt que globalement ce qui permet des performances accrues en terme de résolution et de rapidité. D'autre part cette méthodologie de programmation permet de définir de nouveaux modèles rapidement sans que le code source du logiciel principal ait besoin d'être remanié.

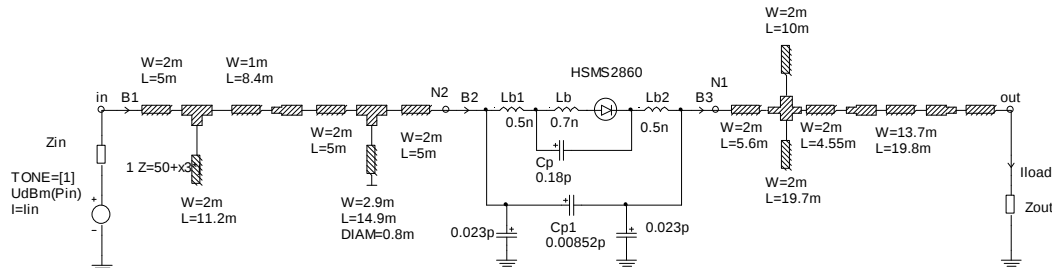
Ainsi l'utilisateur peut facilement avec un peu de pratique définir des nouveaux modèles personnels et les inclure sans peine dans un système plus global à simuler.

La contrepartie inévitable réside dans l'ergonomie du logiciel : il ne faut pas espérer utiliser des menus contextuels comme dans SPICETM. La démarche s'apparente plutôt à l'apprentissage d'un langage de programmation : programmation de la *netlist* puis programmation de la simulation à effectuer, enfin de l'affichage du résultat.

B.1 Exemple de fichier de simulation sous APLAC

Ordre d'exécution de chaque étape de simulation.

Text	Prepare	(E)
MSub	ARLON320	(E)
Text	variables	(E)
Circuit Diagram	[...]	(E)
Text	Efficiency	(E)



```

$ Puissance en entrée en Watts
Function PinW Re(SpectralLine(n,1)*Conj(SpectralLine(b1,1)))/2
$ Puissance de sortie en Watts
Function PoutW Mag(SpectralLine(out,dc))*(SpectralLine(lload,dc))
$ Puissance en entrée de la diode
Function PindW Re(SpectralLine(n2,1)*Conj(SpectralLine(b2,1)))/2
$ Puissance en sortie de la diode
Function PoutdW Mag(SpectralLine(n1,dc))*(SpectralLine(b3,dc))
$ Vn1 complex
Function Vcomplex (SpectralLine(n1,1))
$ In1 complex
Function Icomplex (SpectralLine(b3,1))

$ Efficacité par rapport à Pin circuit
Function Eff1
+ (PoutW/PinW)*100
$ Pertes dans le filtre d'entree
Function Eff3
+ PinW-PindW
$ Pertes dans la diode
Function Eff2
+ PindW-PoutW
$ Impédance de sortie de la diode complex
Function Zcomplex
+ Vcomplex/Icomplex

Sweep "Power Sweep"
+ DC
+ HB FC=ff
$ Puissance d'entrée variant de 0dBm à 20dBm
+ LOOP 401 VAR x3 LIN 0 400
+ W=0 TITLE "Rendement du circuit"
+ X "Charge" "ohm" -100 100
+ Y "Rendement" "%" 0 100
+ W=1 TITLE "Pertes dans la diode"
+ X "Pin" "mW" 0 0.032
+ Y "Pout" "mW" 0 0.010
+ W=2 TITLE "Pertes filtre d'entrée+adaptation"
+ Y "Pertes diode" "mW" 0 0.002
+ X "Pin" "mW" 0 0.032

If (NewLoop)
Print STRINGVAR label S "Pin=" INT Pin
EndIf

Show
+ W=0
+ X x3
+ Y Eff1 MARKER=1 NAME="Eff1" $PEN=SweepIndex[0]
+ NAME=label WIDTH=1
+ W=1
+ X PinW
+ Y Eff2 Marker=1 PEN=SweepIndex[0]
+ NAME=label WIDTH=1
+ W=2
+ X PinW
+ Y Eff3 Marker=2 PEN=SweepIndex[0]
+ NAME=label WIDTH=1

PRINT S "Rendement radiopile" REAL Eff1 S "%" LF
+ S "Puissance incidente" REAL PinW S "W" LF
+ S "Pertes dans le filtre d'entrée+adaptation" REAL Eff3 S "W" LF
+ S "Pertes dans la diode" REAL Eff2 S "W" LF
+ S "Z=" R1 Zcomplex LF LF

EndSweep

```

```

#define nham 4
Prepare TONE 1 nham HBmode=0 date=0

```

```

Var ff 2.45G $Fréquence d'attaque
Var Pin=14.5 $Puissance incidente
Var x3=300 $Charge

```

```

Declare STRING label

MSub ARLON320
ER=3.2
H=762u
TAND=3mm
T=35um
TGND=35um
rho=0.7

```

Définition d'une simulation en Balance Harmonique et des variables

Caractéristiques du substrat HF

Programme principal :

- Calcul de puissance
- Calcul du rendement
- Affichage des données simulées

Figure A.2 – Programmation Netlist sous APLAC

C - Programme LabView

C.1 Programme principal de mesure des paramètres S de composants non-linéaires pour plusieurs points de polarisation.

Commentaires
 Point comme séparateur décimal
 50 MHz <= Fréquence 1 < Fréquence 2
 0 V <= Tension 1 < Tension 2
 -40 dBm <= Puissance 1 < Puissance 2 -70 dBm

Mesure paramètres S pour plusieurs points de polarisation

UNIVERSITÉ DE LA RÉUNION
 S'ouvrir aux mondes

ETAPE 1 : CHOIX DU TYPE DE MESURE

FREQUENCE: ☐ SWEEP
 POLARISATION: ☐ SWEEP
 PUISSANCE: ☐ SWEEP

Calibration Power-meter à réaliser ? ☐
 Calibration VNA à réaliser ? ☐

VALIDATION ETAPE 1

ETAPE 2 : PARAMETRAGE

Paramètres Mesures

Fréquence 1 [GHz]:
 Fréquence 2 [GHz]:
 Nombre de points de mesure F:
 Puissance 1 [dBm]:
 Puissance 2 [dBm]:
 Nombre de points de mesure P:
 Tension 1 [V]:
 Tension 2 [V]:
 Nombre de points de mesure V:
 Courant maxima délivré [A]:
 NB Mesure pour averaging sur paramètres S:

Paramètres Calibration TRL du VNA

Le Kit TRL est composé de :
 THRU : Une ligne définissant les plans de références de longueur Lthru
 OPEN : Un circuit ouvert consistant en une ligne ouverte de longueur Lthru / 2
 LINE : Une ligne d'impédance caractéristique Zo de longueur Lthru + Ligne tel que Lline = $\lambda/4$ @ fréquence centrale
 Ligne doit aussi permettre de respecter la condition suivante : "le déphasage introduit par Ligne doit être compris entre 0° et 180° excusé dans la bande de fréquence de travail"

Note:
 les largeurs de lignes et connexions (coax vers strip) doivent être identiques que cela soit pour le kit ou les circuits mesurés après calibration à l'aide de ce kit.

Longueur de Ligne en ps:
 Impédance caractéristique de LINE:
 Nom du Kit (10 caractères maximum):

Les mesures seront automatiquement référencées sur 50 Ohm

Paramètres Calibration en puissance au milieu de la bande de mesure

Channel:
 Offset (dB):
 Nb Itérations pour mesure puissance:

Paramètres fichiers de sauvegarde

Chemin complet:
 Commentaires:

VALIDATION ETAPE 2

INFORMATIONS MESURE

Type Opération Mesure:
 Calibration VNA: ☐
 Calibration Power-meter: ☐

Fm:

Nv:
 V1:
 Pa_V:
 Np:
 P1:
 Pa_P:

Commande réalisée

Choix de calibrer
les appareils de
mesure

Choix des données à
faire varier

Plage de variation
des données choisies
à initialiser

Chemin pour
sauvegarder les
données dans un
fichier

Calibration des
appareils effectuée

Programme de la
calibration TRL

Références :

[Maa88] Maas Stephen A., "Nonlinear Microwave Circuits", IEEE Press N° PP5385, 1988.

[Apl03] "APLAC on-line documentation", <http://www.aplac.com>, APLAC Solutions Corporation, 2003.