

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENTION DE LA  
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE  
M.Ing.

PAR  
MTIMAT MOHSEN

CONCEPTION ET RÉALISATION DE CIRCUITS DE MODULATION MICRO-  
ONDES À CONTRÔLE LINÉAIRE

MONTREAL, LE 07 OCTOBRE 2003

© droits réservés de Mtimat Mohsen

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ammar Kouki, directeur de mémoire  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Vahé Nerguizian, président du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Fadhel Ghannouchi, professeur  
Département de génie électrique à l'École polytechnique de Montréal

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY

LE 17 SEPTEMBRE 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

## RÉSUMÉ

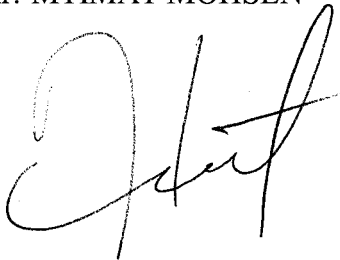
Ce travail propose, dans sa première partie, la conception et la réalisation d'un atténuateur variable à base d'une diode PIN. Le modèle de cette diode que nous suggérons est obtenu par l'analyse du coefficient de réflexion d'un circuit conçu pour cette fin. Le modèle trouvé reproduit bien le comportement physique de la diode PIN.

Le deuxième volet de ce mémoire présente la conception et la réalisation d'un déphaseur à base d'une diode Varactor. La modélisation de cette diode est réalisée de la même façon que la diode PIN. Bien que les modèles utilisés pour les diodes PIN et Varactor ne soient physiques, ils s'implantent facilement dans le simulateur et donnent de bons résultats.

Le troisième volet consiste à développer et implanter une méthode de linéarisation du control de l'atténuateur et du déphaseur à l'aide d'une transformation numérique (Dc-Dc) ou de circuits de polarisation non linéaires. Une linéarisation quasi-parfaite sur 10dB (atténuateur) et  $70^\circ$  (déphaseur) est obtenue.

SIGNÉ :

Mr: MTIMAT MOHSEN

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'M. Timat Mohsen', written in a cursive style.

# CONCEPTION ET RÉALISATION DE CIRCUITS DE MODULATION MICRO-ONDES À CONTRÔLE LINÉAIRE

MTIMAT MOHSEN

## SOMMAIRE

La simulation des systèmes de communication à entrées et sorties multiples (*multi-in multi-out* : MIMO) nécessite la réalisation d'un émulateur de canal afin de tester et calibrer les algorithmes d'égalisation de signaux numériques. L'émulateur du canal est constitué, entre autres, d'un atténuateur et d'un déphaseur variables à contrôle linéaire. En effet, si ces modules ne sont pas linéaires, il sera impossible d'extraire le signal modulant de l'enveloppe. La linéarité de ces circuits garantit la réalisation d'une modulation d'amplitude ou de phase.

Ce travail propose, dans sa première partie, la conception et la réalisation d'un atténuateur variable à base d'une diode PIN. Le modèle de cette diode que nous suggérons est obtenu par l'analyse du coefficient de réflexion d'un circuit conçu pour cette fin. Le modèle trouvé décrit en bonne partie le comportement physique de la diode PIN.

Le deuxième volet de ce mémoire présente la conception et la réalisation d'un déphaseur à base d'une diode Varactor. La modélisation de cette diode est réalisée de la même façon que la diode PIN. Nous signalons que les modèles trouvés ne répondent pas intégralement aux caractéristiques physiques de ces diodes PIN et Varactor. Une amélioration des deux modèles proposés est nécessaire.

Contrairement aux techniques souvent utilisées, la procédure de linéarisation suggérée ne se base pas sur les caractéristiques ( $I/V$ ) des semi-conducteurs. En effet, pour assurer la linéarisation, nous avons proposé de transformer le potentiel de contrôle des diodes utilisées par une méthode numérique. Les résultats obtenus par cette méthode sont acceptables et montrent que les dispositifs proposés permettent une atténuation et un déphasage linéaire en fonction de la tension de contrôle. Toutefois, cette technique peut être améliorée par l'utilisation d'une carte *FPGA* (Field Programmable Gate Array) qui permet de réduire les erreurs de calcul et le bruit.

# **MICROWAVE MODULATION CIRCUITS DESIGN WITH LINEAR CONTROL**

MTIMAT MOHSEN

## **ABSTRACT**

The simulation of multi-in multi-out (MIMO) communication systems requires the realization of a channel emulator in order to test and calibrate equalization algorithms of digital signals. Channel emulator is composed of several modules among them an amplitude attenuator and phase shifter. These two components are generally time varying with linear control. In fact, when they are not linear, we can not extract the modulated transmitted signal. Circuit linearity allows modulator realization.

In the first part of this work, we propose the design and realization of a variable attenuator based on PIN diode. The proposed model for this diode is obtained by the analysis of the reflection coefficient of an adequate circuit. The obtained model describes mostly the physical behaviour of the PIN diode.

In the second part of this work, we suggest the design and realization of a phase shifter based on varactor diodes. The modeling of this diode is performed as in the case of PIN diode. We note that obtained models do not totally fit physical characteristics of PIN and varactor diodes. So, it is necessary to improve the two proposed models.

Our proposed linearization procedure is not based on the I/V semi-conductor characteristics. Indeed, we have suggested transforming diode control potential by a numerical method. Obtained results show that the proposed architectures allow linear attenuation and phase shifting. However, our procedure can be improved by the use of FPGA (Field Programmable Gate Array) which reduces the computation errors and noise power.

## **REMERCIEMENTS**

Je tiens à exprimer mes remerciements les plus vifs et les plus sincères :

- Au professeur Ammar Kouki Ing., PhD, mon directeur de recherche. Professeur Kouki a encadré ce travail ce qui m'a permis de profiter de son expérience, de sa réputation dans le domaine, de ses directives et de son soutien aussi bien scientifique que moral. Pour cela et pour bien d'autres choses je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude.
- À tous les membres du groupe de recherche du laboratoire LACIME qui m'ont soutenu durant ma maîtrise.
- Je dédie ce travail à mes parents qui représentent tout dans ma vie et dont le dévouement, les sacrifices et les encouragements, ainsi que ceux de toute ma famille, m'ont été un grand stimulant pour arriver au terme de ce travail.

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT .....	ii
REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES.....	iv
LISTE DES FIGURES .....	vii
LISTE DES TABLEAUX .....	vii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES .....	xii
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 : APPLICATIONS DES ATTÉNUATEURS ET DES DÉPHASEURS.....	4
1.1 Les atténuateurs à contrôle linéaire.....	5
1.2 Les déphaseurs à contrôle linéaire .....	7
CHAPITRE 2 : TOPOLOGIE D'ATTÉNUATEUR ET DE DÉPHASEUR À BASE D'UN COUPLEUR HYBRIDE .....	10
2.1 Le coupleur comme élément de base de l'atténuateur et du déphaseur.....	11
2.1.1 Application aux coupleurs à lignes parallèles symétriques .....	19
2.1.2 Le coupleur hybride .....	23
2.1.3 Application au coupleur 3dB .....	29
2.2 Choix de coupleur hybride.....	30
CHAPITRE 3 : CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN ATTENUATEUR VARIABLE.....	34
3.1 Introduction.....	34
3.2 La diode PIN comme résistance variable.....	34
3.2.1 Définition de la diode PIN .....	34
3.2.2 Polarisation en directe de la diode PIN.....	35
3.3 Modélisation de la diode PIN .....	37

3.3.1	Réalisation du circuit de test de la diode PIN.....	37
3.3.2	Détermination du modèle de la diode PIN.....	41
3.3.3	Modélisation de la diode PIN dans HPADS .....	44
3.3.4	Résultats de la simulation du modèle de la diode PIN.....	46
3.4	Conception de l'atténuateur variable .....	47
3.4.1	Conception du $\Gamma$ présentée aux ports 3 et 4 du coupleur.....	49
3.4.2	Fabrication de l'atténuateur variable à la base du nouveau $\Gamma$ .....	51
3.4.3	Résultats de la simulation .....	54
3.5	Conclusion .....	60
CHAPITRE 4 : CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN DÉPHASEUR VARIABLE.....		61
4.1	Introduction.....	61
4.2	Fonctionnement du déphaseur variable .....	61
4.3	La diode Varactor comme capacité variable.....	65
4.4	Modélisation de la diode Varactor VM34 .....	68
4.5	Vérification du modèle de la diode Varactor .....	73
4.6	Conception d'un nouveau $\Gamma$ aux ports 3 et 4 .....	74
4.7	Conception et fabrication du déphaseur variable.....	79
4.7.1	Simulation du déphaseur.....	79
4.7.2	Résultats expérimentaux du déphaseur .....	84
4.8	Conclusion .....	87
CHAPITRE 5 : LINÉARISATION DU DÉPHASEUR ET DE L'ATTÉNUATEUR CONCUS.....		88
5.1	Introduction.....	88
5.2	Linéarisation de l'atténuateur (simulation).....	88
5.2.1	Linéarisation de la pente positive de l'atténuateur (simulation ).....	90
5.3	Linéarisation du déphaseur conçu (Simulation) .....	102
5.3.1	Recherche des nouvelles valeurs de polarisation.....	102
5.3.2	Recherche du modèle linéaire de la diode Varactor .....	104
5.4	Réalisation du circuit de la linéarisation du déphaseur et de l'atténuateur.....	112



5.4.1	Préparation de la carte Atmel STK500 .....	113
5.4.2	Préparation de la carte CNA 908 .....	115
5.4.3	Résultats expérimentaux et programmation de la carte STK500.....	118
5.5	Linéarisation analogique.....	125
5.6	Conclusion .....	128
CONCLUSION ET PERSPECTIVES .....		129
BIBLIOGRAPHIE.....		146

## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1 Canal MIMO 2x2.....	1
Figure 2 Émulateur d'un canal MIMO .....	2
Figure 3 Schéma d'un réseau d'antenne à faisceau dépointant.....	4
Figure 4 Topologie T d'un atténuateur linéaire variable MMIC.....	5
Figure 5 Circuit de la résistance variable utilisé par Moez.....	6
Figure 6 Conductance du canal des différents FETs.....	7
Figure 7 Topologie du déphaseur Novel.....	8
Figure 8 Topologie d'un atténuateur (déphaseur) variable.....	10
Figure 9 Modèle général des télégraphistes.....	12
Figure 10 Modèle sans pertes des télégraphistes .....	12
Figure 11 Schéma équivalent de deux lignes couplées.....	13
Figure 12 Répartition des modes .....	19
Figure 13 Le mode pair.....	20
Figure 14 Principe de coupleur hybride.....	23
Figure 15 Admittances du coupleur hybride.....	24
Figure 16 Mode pair.....	25
Figure 17 Mode impair .....	26
Figure 18 Circuit de simulation du coupleur hybride .....	31
Figure 19 Isolation du coupleur 1A13063 .....	32
Figure 20 Couplage du coupleur 1A13063 .....	32
Figure 21 Adaptation du coupleur 1A13063.....	33
Figure 22 Géométrie de la diode PIN .....	35
Figure 23 Polarisation directe de la diode PIN .....	35
Figure 24 Masque du circuit de test de la diode PIN.....	38
Figure 25 Variation du courant à travers la diode PIN montée dans le circuit de test.....	38
Figure 26 Variation de coefficient de réflexion du circuit de test.....	39

Figure 27	Circuit S1P modélisant le layout .....	40
Figure 28	Circuit modélisant les comportements du masque .....	41
Figure 29	Variation de la résistance $R_{dc}$ de la diode PIN .....	42
Figure 30	Variation de la capacité de la diode PIN .....	43
Figure 31	Circuit électrique du modèle de la diode PIN.....	44
Figure 32	Variation de $L_{rf}$ de la diode PIN .....	44
Figure 33	Circuit modélisant la diode PIN dans HPADS .....	45
Figure 34	Impédance de la diode PIN (Simulation et Pratique) versus $D_c$ .....	46
Figure 35	Module de l'erreur absolue .....	47
Figure 36	Coefficient de transmission d'un atténuateur idéal .....	48
Figure 37	Circuit de nouveau $\Gamma$ présenté aux ports 2 et 3 .....	50
Figure 38	Effet du transformateur.....	51
Figure 39	Circuit de l'atténuateur variable .....	52
Figure 40	Masque de l'atténuateur variable .....	53
Figure 41	Adaptation à l'entrée et à la sortie en fonction de la tension du contrôle ....	54
Figure 42	Amplitude et phase du coefficient de transmission .....	55
Figure 43	Circuit simulant l'atténuateur réellement conçu .....	56
Figure 44	Niveaux d'adaptation à l'entrée et à la sortie.....	57
Figure 45	Variation de l'amplitude et de la phase du coefficient de transmission ....	58
Figure 46	Variation de l'amplitude et de la phase de $S_{21}$ ( pente négative) .....	59
Figure 47	Capacité de transition de la jonction polarisée en inverse.....	66
Figure 48	Masque de la diode Varactor .....	68
Figure 49	Circuit modélisant le masque de la diode Varactor .....	69
Figure 50	Résultats expérimentaux du circuit.....	69
Figure 51	Circuits de comparaison des paramètres S .....	70
Figure 52	Variation de la partie réelle de l'impédance de la diode Varactor .....	71
Figure 53	Variation de la partie imaginaire de l'impédance de la diode Varactor .....	72
Figure 54	Circuit équivalant à la diode Varactor .....	72
Figure 55	Comparaison de paramètres S ( $S(1,1)=S(2,2)$ ).....	73
Figure 56	Erreur absolue sur la phase .....	74

Figure 57	Caractéristique d'un déphaseur idéal .....	75
Figure 58	Topologie de nouveau $\Gamma$ .....	76
Figure 59	Circuit électrique (nouveau $\Gamma$ ).....	78
Figure 60	Variation de la phase de nouveau $\Gamma$ .....	79
Figure 61	Circuit électrique du déphaseur .....	80
Figure 62	Variations de la phase et de l'amplitude de S21 du déphaseur .....	81
Figure 63	Adaptation à l'entrée et à la sortie du déphaseur .....	82
Figure 64	Variation des pertes d'insertions du déphaseur.....	83
Figure 65	Masque du déphaseur .....	84
Figure 66	Variation de la phase et du module du déphaseur .....	85
Figure 67	Variation du coefficient de transmission du déphaseur.....	86
Figure 68	Niveaux d'adaptation à la sortie et à l'entrée du déphaseur .....	86
Figure 69	Topologie d'un circuit linéaire .....	89
Figure 70	Schéma de la linéarisation .....	89
Figure 71	Choix de la pente et procédure de la transformation .....	90
Figure 72	Interpolation de la courbe $D_c=f(S_{21})$ .....	91
Figure 73	Variation de la résistance $R_p$ (transformée) en fonction de $D_c$ .....	94
Figure 74	Circuit de polarisation pour la linéarisation de la pente positive.....	95
Figure 75	Fonction de transformation $D_c-D_{ct}$ .....	96
Figure 76	Variation du module S21 (pente positive) en fonction de $D_c$ .....	97
Figure 77	Variation de la phase de S21 de l'atténuateur linéaire .....	98
Figure 78	Réponse à un signal sinusoïdal (Atténuateur linéaire) .....	99
Figure 79	Réponse à un signal sinusoïdal (Atténuateur non linéaire) .....	99
Figure 80	Adaptation à l'entrée et à la sortie de l'atténuateur .....	100
Figure 81	S21 de l'atténuateur linéaire et non linéaire (pente positive).....	101
Figure 82	Principe de la transformation ( $D_c-D_c$ ) .....	102
Figure 83	Fonction de transformation $v_{dct}=f(v_{dc})$ .....	104
Figure 84	Commande de calcul de l'interpolation .....	106
Figure 85	Variation de la partie réelle de l'impédance linéarisée .....	107

Figure 86	Variation de la partie imaginaire de l'impédance linéarisée .....	107
Figure 87	Modèle de la diode Varactor ( linéaire et non linéaire) .....	108
Figure 88	Comparaison du modèle linéaire et du modèle non linéaire de la diode ...	109
Figure 89	Variation de la phase et d'amplitude du déphaseur linéaire.....	110
Figure 90	Adaptation à l'entrée et à la sortie du déphaseur linéaire .....	110
Figure 91	Réponse du déphaseur à un signal sinusoïdal (Cas linéaire) .....	111
Figure 92	Réponse à un signal sinusoïdal du déphaseur (cas non linéaire).....	112
Figure 93	Topologie du circuit de transformation (Dc-Dc) .....	113
Figure 94	Principe de fonctionnement du DAC908.....	116
Figure 95	Circuit de transformation IOUTFS en VOUT .....	117
Figure 96	Circuit du suiveur conçu.....	118
Figure 97	S21 de l'atténuateur alimenté à travers le circuit de linéarisation.....	119
Figure 98	S21 de l'atténuateur alimenté à travers le circuit de linéarisation.....	120
Figure 99	Pente de l'atténuateur linéaire ( pente positive) .....	121
Figure 100	Variation de la phase de l'atténuateur linéaire .....	122
Figure 101	Linéarisation du module de l'atténuateur (pente négative) .....	123
Figure 102	Variation du module de S21 de l'atténuateur (pente négative).....	124
Figure 103	Variation linéaire du déphaseur .....	125
Figure 104	Circuit exponentiel réalisé .....	126
Figure 105	Variation de S21 (module et phase) de l'atténuateur (pente positive) .....	127

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I    Tableau de correspondance index -voltage de polarisation .....	40
Tableau II   Détermination des potentiels transformés ( <i>Dct</i> ) .....	92
Tableau III   Détermination des valeurs de la résistance <i>Rdc</i> (transformée) .....	93
Tableau IV   Recherche de potentiels transformés.....	103
Tableau V    Calcul de <i>RealZt</i> ( Partie réelle de l'impédance linéaire) .....	105
Tableau VI   Calcul de <i>ImagZt</i> (Partie imaginaire de l'impédance linéaire).....	105

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

MIMO	Multi-In Multi-Out system
SISO	Single In Single Out system
RF	Radio Frequency
CP	Comparateur de phase
AM	Modulation d'amplitude
PM	Modulation de phase
dB	Unité de mesure décibels
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
$R_{DS}$	Résistance drain-source
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistor
$V_{DS}$	Tension entre le drain et la source
$V_{GS}$	Tension entre le drain et source
$V_p$	Pinch-off voltage
$\lambda$	Longueur d'onde
$Z_o$	Impédance caractéristique
$Z_i$	Impédance variable
$S_{ii}$	Coefficient de réflexion au niveau du port i
$S_{ij}$	Coefficient de transmission de j vers i
$f_o$	Fréquence centrale =1.9 GHz
$\theta$	Angle de déphasage
pF	Picofarad
$\Gamma$	Coefficient de réflexion
TEM	Transversal Electromagnetic Mode
$G_o$	Conductance linéique
$L_o$	Inductance linéique
$C_o$	Capacité linéique
$L_m$	Inductance induite ( couplage)

$C_m$	Capacité induite (couplage)
$\beta$	Constante de propagation
$w$	Pulsation ( $2\pi f$ )
$i(t)$	Courant en fonction du temps
$v(t)$	Tension en fonction du temps
$K$	Coefficient de couplage
$V_\phi$	Vitesse de phase
$\epsilon_o$	Constante absolue de diélectrique (vide)
$\epsilon_r$	Constante relative du diélectrique
$\mu_o$	Constante magnétique
$Z_{oe}$	Impédance du mode pair
$Z_{oo}$	Impédance du mode impair
$T_e$	Coefficient de transmission mode pair
$T_o$	Coefficient de transmission mode impair
$b_{1e}$	Onde réfléchie en mode pair
$b_{1o}$	Onde réfléchie en mode impair
Sin	Fonction sinus
Cos	Fonction cosinus
$Z_c$	Impédance charge (Load)
$Y_{AB}$	Admittance entre le point A et le point B
$Y_{BC}$	Admittance entre le point B et le point C
det	Déterminant d'une matrice
$I$	Courant
$V$	Tension
$D_c$	Potentiel de polarisation de la diode PIN
$\tau$	Durée de vie des électrons
$\mu_p$	Mobilité d'électrons
$\mu_n$	Mobilité de trous
ADS	Advanced Design System



$R_{dc}$	Résistance caractérisant les comportements Dc de la diode PIN
$C_{rf}$	Capacité caractérisant les comportements RF de la diode PIN
$R_{rf}$	Résistance de calibrage des caractéristiques RF de la diode PIN
SOT23	Boîtier de la diode PIN
vdc	Potentiel polarisant la diode Varactor
vdt	Potentiel transformé de vdc
ImagZ	Partie imaginaire de l'impédance de la diode Varactor
ImagZt	Transformé de la partie imaginaire de la diode Varactor
realZ	Partie réelle de l'impédance de la diode Varactor
realZt	Transformé de la partie réelle de l'impédance de la diode Varactor
DAC	Data Access Component
$V_e$	Voltage à l'entrée du convertisseur numérique analogique
$V_{ref}$	Voltage de référence de convertisseur numérique analogique
$T_{conv}$	Temps de conversion du convertisseur analogique numérique
$CK_{conv}$	Horloge interne du convertisseur analogique numérique
mV	Milli-Volt
ADCH	Registre de bits à poids forts ( High)
CAN	Convertisseur analogique numérique
CAN98	Carte conçue pour la conversion numérique analogique
$I_{out}$	Courant à la sortie de la carte CAN98
$I_{outfs}$	Courant maximum à la sortie de la carte CAN98 (full scale)
$I_{ref}$	Courant de référence de la carte CAN98
$V_{out}$	Voltage à la sortie de la carte CAN98
LM324N	Type d'amplificateur opérationnel utilisé

## INTRODUCTION

Dans un environnement de propagation radio, le trajet de transmission entre un émetteur et un récepteur est sévèrement obstrué par des bâtiments, des montagnes et des reliefs. Divers phénomènes physiques régissent la propagation de l'onde électromagnétique. Il s'agit en particulier de la réflexion, la diffraction et la dispersion. Ainsi, chaque onde est diffractée en un ensemble de sous-ondes suivant de sous-trajets de longueurs différentes et arrivant au niveau du récepteur avec différents retards et différentes atténuations. Dans le cas de systèmes *MIMO*, ces phénomènes seront plus complexes. Un canal *MIMO* à deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices est défini par sa matrice de paramètres  $H(2 \times 2)$  comme le montre la Figure 1.

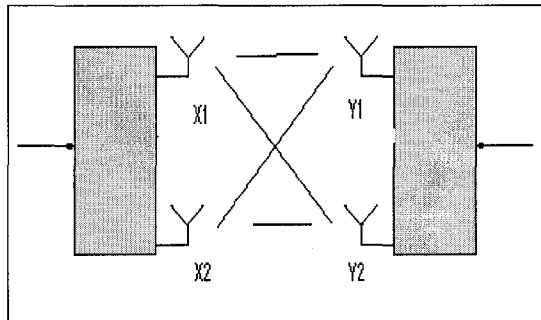


Figure 1 Canal MIMO 2x2

Les techniques développées à ce jour qu'elles soient logicielles ou matérielles, présentent encore des limitations empêchant une généralisation de leur utilisation. En effet, les techniques logicielles ne permettent pas des tests en temps réel des circuits de communication. Alors que la réalisation pratique d'un émulateur d'un canal nécessite un traitement en bande de base, pour ce faire, il faut échantillonner le signal puis le convertir à l'aide d'un mélangeur et enfin, le filtrer. Toutes ces opérations introduisent des erreurs, pouvant ne pas faire déduire l'effet du canal. Dans ce mémoire, nous proposons de fabriquer un émulateur de canal en RF, sans passer par les procédures complexes de

traitement du signal. En effet, un atténuateur à contrôle linéaire peut générer un signal modulé en amplitude et, à la sortie d'un déphaseur à contrôle linéaire, on peut avoir un signal modulé en phase. Dans le cas d'un système MIMO 2X2, le canal se compose de quatre chemins. Chaque chemin peut être émulé par un modulateur vectoriel comme le montre la Figure 2.

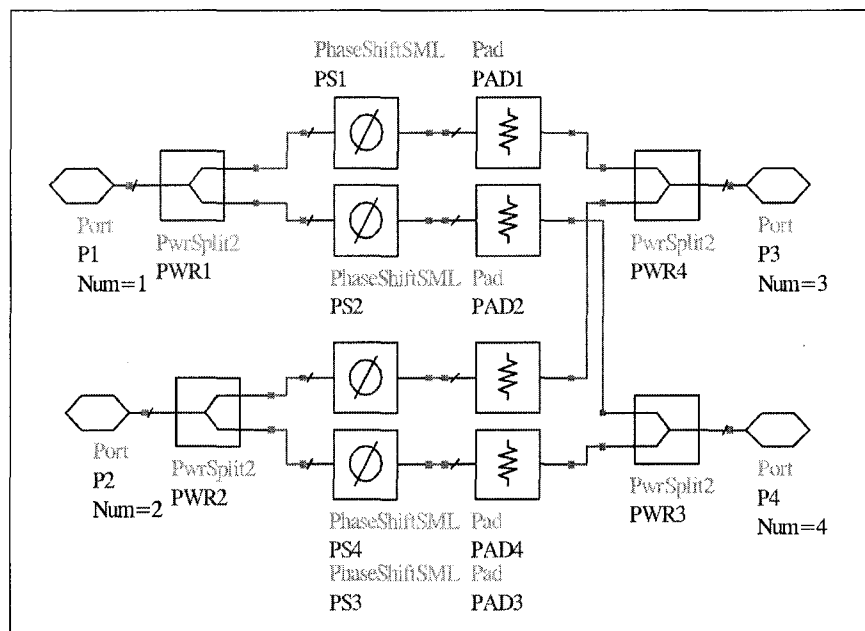


Figure 2 Émulateur d'un canal MIMO

Les éléments de la matrice  $H$  du canal sont des variables aléatoires complexes, pouvant être modélisée par quatre modulateurs vectoriels. Pour réaliser l'émulateur du canal *MIMO*, il faut concevoir quatre atténuateurs et quatre déphaseurs variables et linéaires. Avec ces circuits micro-ondes, nous pouvons translater le signal modulant sur la porteuse de  $1.9\text{ GHz}$ . Le signal modulant est, en fait, proportionnel aux potentiels de polarisation de l'atténuateur ou du déphaseur. L'objectif de ce travail est de concevoir et réaliser un déphaseur et un atténuateur à contrôle linéaire à la base d'une transformation numérique des potentiels de polarisation(*DC-DC*). Ces circuits micro-ondes seront conçus et réalisés

pour fonctionner dans la bande  $S$ . Au chapitre 1, nous exposons quelques concepts intéressants de modélisation de déphaseurs et d'atténuateurs variables et à contrôle linéaire. Au chapitre 2, nous exposons les bases théoriques de la conception d'un déphaseur et d'un atténuateur. Au chapitre 3, nous explorons un modèle numérique de la diode PIN de la compagnie HP. Ensuite nous concevons un atténuateur variable à base du modèle trouvé. Au chapitre 4, nous nous intéressons à la diode Varactor de la compagnie Metellics et concevons un déphaseur variable. Au chapitre 5, nous présentons notre méthode de linéarisation numérique.

## CHAPITRE 1

### APPLICATIONS DES ATTÉNUATEURS ET DES DÉPHASEURS

Une solution susceptible d'augmenter la capacité des systèmes actuels consiste à utiliser un mode de répartition spatial. Ceci consiste à optimiser le diagramme de rayonnement des antennes d'une station de base afin qu'elle s'adapte au mieux à la demande des utilisateurs. Une configuration classique d'une station de base comporte trois antennes dont une ouverture du diagramme de rayonnement de  $120^\circ$  permet de couvrir tout l'espace autour de la station. Si un grand nombre d'utilisateurs présents au même moment dans une même cellule, tous ne peuvent pas établir des communications simultanément. En reconfigurant dynamiquement le diagramme de rayonnement de ces antennes, on augmente la capacité sur le demi-espace supérieur et on assure les communications pour l'ensemble des utilisateurs. Ceci s'effectue bien sûr, en diminuant la capacité de la cellule couvrant le demi-espace inférieur où les utilisateurs sont moins nombreux. Une solution pour réaliser ces antennes consiste à déphaser et à atténuer, de façon variable, et indépendante l'ensemble des éléments rayonnants constituant ce réseau d'antennes. Un tel système est représenté sur la figure suivante:

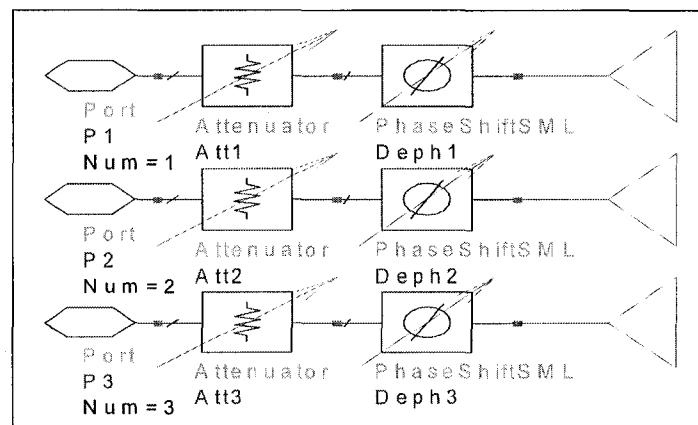


Figure 3 Schéma d'un réseau d'antenne à faisceau dépointant



technologie *MMIC* a de bonnes performances, mais l'atténuateur reste quasi linéaire. L'avantage de cette topologie est que l'atténuateur conçu détient une très petite taille et une stabilité suffisante par rapport à la variation de la température. Le circuit de linéarisation interne de l'atténuateur réduit son coût et ses gabarits.

Maoz [2] propose une autre conception des atténuateurs de topologie T ayant des circuits de linéarisation interne. Cette conception se base aussi sur la variation de la résistance  $R_{DS}$  entre le drain et la source d'un *MESFET*. L'idée de la linéarisation est basée sur le montage en parallèle de différentes conductances, comme le montre la Figure 5.

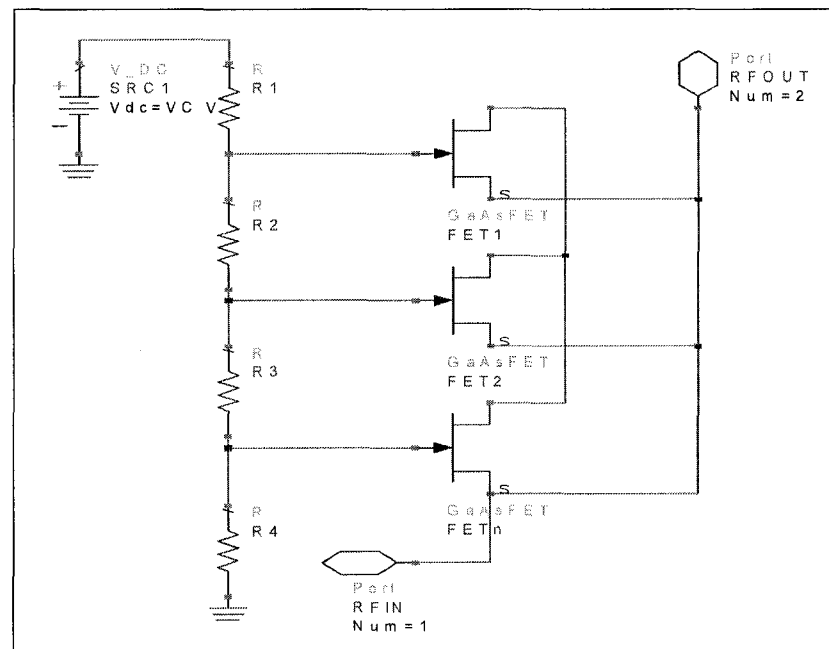


Figure 5 Circuit de la résistance variable utilisé par Moez

La superposition de tous les transistors admettant différentes largeurs du drain sera assumée à un montage parallèle de résistances. Leur conductance totale ( la somme) doit varier linéairement en fonction du voltage de contrôle  $V_{GS}$ , comme le montre la Figure 6.

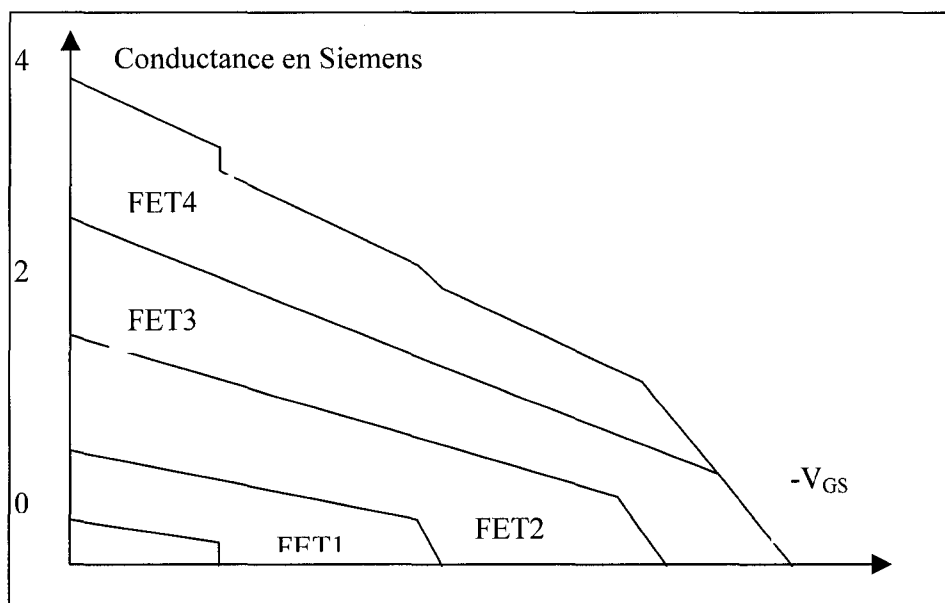


Figure 6 Conductance du canal des différents FETs

Pour stabiliser la pente de linéarisation, il faut augmenter le nombre des *MESFETs* utilisés à la place des résistances en série dans la topologie T de l'atténuateur. Pour la résistance en parallèle de la topologie T, deux transistors seront suffisants. Le circuit de l'atténuateur basé sur de la technologie *GaAs MMIC* peut être utilisé dans plusieurs applications, telles que la modulation d'amplitude et la compensation de la température. La technique utilisée peut être appliquée pour concevoir des mixers et des modulateurs vectoriels.

## 1.2 Les déphaseurs à contrôle linéaire

La conception conventionnelle d'un déphaseur, se basant sur un coupleur hybride à quatre lignes de longueur  $\lambda/4$  est encombrante pour la technologie *MMIC*. Hitoshi Hayashi [3] a présenté une nouvelle conception d'un déphaseur, en se basant uniquement sur l'utilisation de deux lignes de longueur  $\lambda/4$  et d'une impédance caractéristique  $Z_3$ , comme le montre la Figure 7.



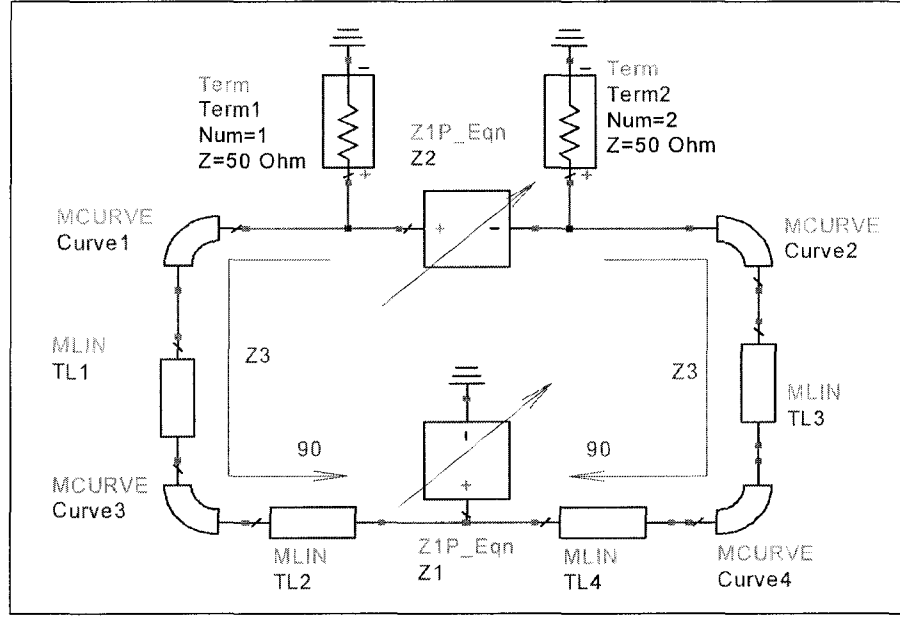


Figure 7 Topologie du déphaseur Novel

L'impédance du port d'entrée et celle de la sortie est  $Z_o = 50 \Omega$ . Le déphaseur comporte aussi deux impédances variables  $Z_1$  et  $Z_2$ . Pour que le déphaseur soit adapté à la sortie comme à l'entrée, la condition suivante doit être satisfaite :

$$Z_1 = \frac{Z_2^2}{Z_o^2} Z_3 \quad (1.4)$$

Dans ce cas, les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  et les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{12}$  à la fréquence normalisé  $f_o$ , seront donnés par les équations suivantes

$$S_{11} = S_{22} = 0 \quad \text{et} \quad S_{21} = S_{12} = \frac{2Z_o - Z_2}{2Z_o + Z_2} \quad (1.5)$$

Si  $jX_1$  et  $jX_2$  sont utilisés comme des réactances variables des impédances  $Z_1$  et  $Z_2$ , le circuit est alors un déphaseur analogique variable. Ce circuit fait varier l'angle  $\theta$  du

coefficient  $S_{21}$  tout en laissant son amplitude constante. Quand la réactance  $jX_2$  passe à une valeur  $j(X_2 + \Delta X_2)$  à la fréquence  $f_o$ , l'angle  $\theta$  sera exprimé par l'équation suivante :

$$\theta = -2 \tan^{-1} \left( \frac{X_2 + \Delta X_2}{2Z_o} \right) + 2 \tan^{-1} \left( \frac{X_2}{2Z_o} \right) \quad (1.6)$$

Pendant la réalisation du circuit, la capacité de la barrière Schottky au niveau de la grille d'un *GaAs MESFET* est utilisée comme une diode Varactor au niveau des deux réactances  $jX_1$  et  $jX_2$ . À la fréquence de 12 GHz, la capacité peut varier de 0.25 à 0.6 pF pour une polarisation indirecte variant entre -5.0 et 0.0 V. Une configuration en cascade de deux circuits de la Figure 5 a donné un dynamisme de phase de plus de 180 degrés avec des pertes d'insertions de 3.1 dB. La variation de phase en fonction du potentiel de la polarisation n'est pas tout à fait linéaire.

## CHAPITRE 2

### TOPOLOGIE D'ATTÉNUATEUR ET DE DÉPHASEUR À BASE D'UN COUPLEUR HYBRIDE

Il existe plusieurs topologies de réalisation des déphaseurs et des atténuateurs comme celles basés sur deux lignes de transmission de longueur  $\lambda/4$  ou celles basée sur le principe des circulateurs [4]. Dans ce mémoire, nous avons choisi la topologie réflective en nous servant d'un coupleur hybride et de deux circuits présentant des résistances variables dans le cas de l'atténuateur et des capacités variables, dans le cas du déphaseur. Les capacités et les résistances variables sont placées aux ports couplés et directs du coupleur comme le montre la Figure 8. Le port 4 est totalement isolé et il représente la sortie de l'atténuateur ou du déphaseur. Dans le cas où les ports 3 et 2 seraient adaptés, la puissance du signal de sortie sera nulle. La réalisation des impédances variables  $Z_1$  et  $Z_2$  présentées aux ports 2 et 3 peut se faire à l'aide des éléments actifs, comme par exemple, les diodes PIN pour les atténuateurs et les diodes Varactor pour les déphaseurs.

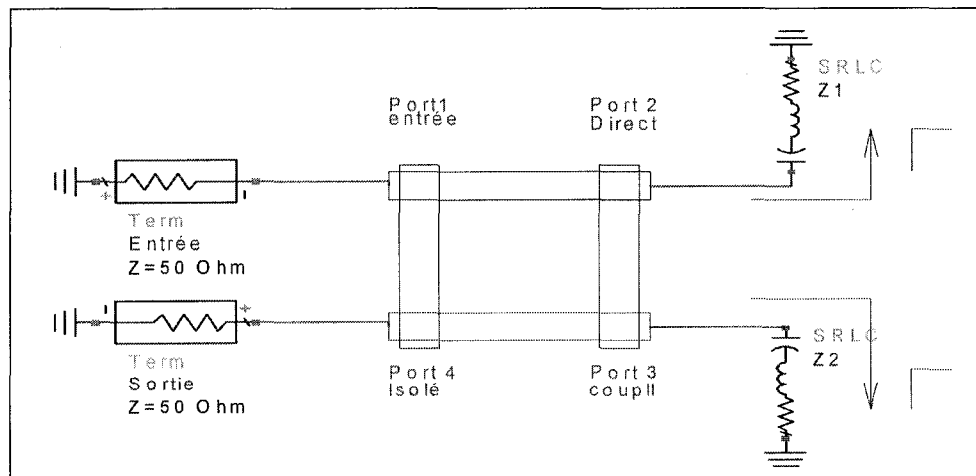


Figure 8 Topologie d'un atténuateur (déphaseur) variable

En général, les deux impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  sont égales aux ports 2 et 3 du coupleur hybride. À chaque impédance est associé un coefficient de réflexion :

$$\Gamma = \frac{Z - Z_o}{Z + Z_o} \quad (2.1)$$

où  $Z_o$  est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission. Le signal d'entrée se combine avec les coefficients de réflexion  $\Gamma$  aux niveaux des ports 2 et 3 pour former le signal de la sortie. Ceci s'explique avec le principe de fonctionnement du coupleur hybride.

## 2.1 Le coupleur comme élément de base de l'atténuateur et du déphaseur

Le coupleur est un dispositif à quatre accès, dit octopôle. On distingue deux grandes familles de coupleurs :

1. Les coupleurs directifs basés sur le principe du couplage entre deux lignes parallèles, que l'on appelle communément coupleurs à lignes parallèles.
2. Les coupleurs hybrides de type branchline basés sur le principe du couplage des 4 lignes de même longueur, soit  $\lambda/4$ .

On caractérise les performances d'un coupleur par les paramètres suivants :

Couplage :

$$C = \text{Log} \left( \frac{P_1}{P_3} \right) \quad (2.3)$$

Isolation :

$$I = \text{Log} \left( \frac{P_1}{P_4} \right) \quad (2.4)$$

Directivité :

$$D = \text{Log} \left( \frac{P_3}{P_4} \right) \quad (2.5)$$

$P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$  sont les puissances aux ports 1, 2 et 3. On constate que ces caractéristiques sont liées par la relation :

$$D = I - C \quad (2.6)$$

L'étude de deux lignes couplées, fait appel généralement à une mise en équation compliquée. Nous supposons donc que les deux lignes couplées sont identiques. D'autre part, nous considérons que les modes se propageant sur les lignes sont *TEM*. La Figure 9 montre le circuit équivalent d'une simple ligne de transmission. Pour les lignes à faible perte,  $R_o$  et  $G_o$  sont approximativement nulles et on obtient le schéma de la Figure 10.

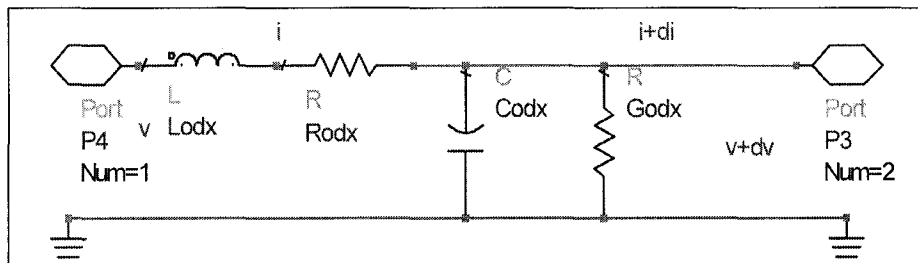


Figure 9 Modèle général des télégraphistes

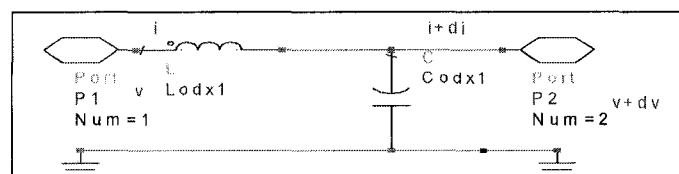


Figure 10 Modèle sans pertes des télégraphistes

Si on considère une section de la ligne de taille électrique très faible  $\partial x$ , les équations de Kirchoff [5] pour une ligne sont :

$$\begin{cases} -\partial v / \partial x = L_o \partial i / \partial t \\ -\partial i / \partial x = C_o \partial v / \partial t \end{cases} \quad (2.6)$$

Du couple des équations (2.6), on tire l'équation des télégraphistes :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = L_o C_o \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = \frac{1}{v_\phi^2} \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \quad (2.7)$$

Par identification, la vitesse de propagation de l'onde (vitesse de phase) s'écrit donc :

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \quad (2.8)$$

Le schéma équivalent de deux lignes couplées sans pertes [6] est donné à la Figure 11.

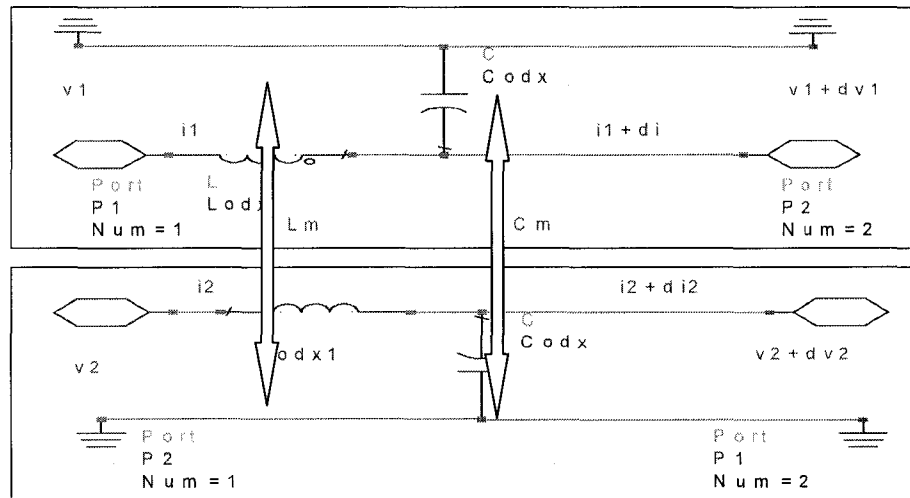


Figure 11 Schéma équivalent de deux lignes couplées

On considère deux lignes identiques qui, lorsqu'elles sont isolées, ont pour caractéristique linéiques  $L_o$  et  $C_o$ . Si on rapproche ces deux lignes, les lignes du champ électriques et magnétiques se déforment. Les paramètres caractéristiques deviennent  $L'_o$  et  $C'_o$ . L'induction magnétique entre les conducteurs de deux lignes peut être caractérisée par une induction mutuelle linéique  $L_m$ . De même, les champs électriques seront couplés. Ce couplage se caractérise par une capacité linéique  $C_m$ .

En posant  $C = C_m + C'_o$  et  $L = L'_o$ , les équations appliquées au système de la Figure 9 peuvent être écrites de la façon suivante :

$$\begin{cases} -\partial v_1 / \partial x = L \partial i_1 / \partial t + L_m \partial i_2 / \partial t \\ -\partial i_1 / \partial x = C \partial v_1 / \partial t - C_m \partial v_2 / \partial t \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} -\partial v_2 / \partial x = L \partial i_2 / \partial t + L_m \partial i_1 / \partial t \\ -\partial i_2 / \partial x = C \partial v_2 / \partial t - C_m \partial v_1 / \partial t \end{cases} \quad (2.10)$$

On cherche une solution en régime harmonique, soit de la forme :

$$v_1(x,t) = \text{Re} [V_1 \text{Exp} (j(\omega t - \beta x))] \quad (2.11)$$

$$v_2(x,t) = \text{Re} [V_2 \text{Exp} (j(\omega t - \beta x))] \quad (2.12)$$

Où  $V_1$  et  $V_2$  représentent les amplitudes complexes associées aux tensions  $v_1(x,t)$  et  $v_2(x,t)$ . Les courants  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  ont les mêmes formes que celles des potentiels aux équations (2.11) et (2.12). Les couples des équations (2.9) et (2.10) s'écrivent sous la forme matricielle :

$$j\beta \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} 0 & L & 0 & L_m \\ C & 0 & -C_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L \\ -C_m & 0 & C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

L'équation (2.13) équivaut à :

$$\begin{bmatrix} -\beta/\omega & L & 0 & L_m \\ C & -\beta/\omega & -C_m & 0 \\ 0 & L_m & -\beta/\omega & L \\ -C_m & 0 & C & -\beta/\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.14)$$

On définit alors les équations de dispersion reliant la pulsation  $\omega$  à la constante de propagation  $\beta$  :

$$-(\beta/\omega)V_1 + L I_1 + L_m I_2 = 0 \quad (2.15)$$

$$CV_1 - (\beta/\omega) I_1 - C_m V_2 = 0 \quad (2.16)$$

$$L_m I_1 - (\beta/\omega) V_2 + L I_2 = 0 \quad (2.17)$$

$$-C_m V_1 + CV_2 - (\beta/\omega) I_2 = 0 \quad (2.18)$$



Pour que ce système d'équations ait au moins une solution, il faut que le déterminant de la matrice des coefficients soit nul, ce qui donne :

$$\det \begin{bmatrix} -\beta/\omega & L & 0 & L_m \\ C & -\beta/\omega & -C_m & 0 \\ 0 & L_m & -\beta/\omega & L \\ -C_m & 0 & C & -\beta/\omega \end{bmatrix} = 0 \quad (2.19)$$

On obtient deux solutions différentes, correspondant aux deux modes de propagation pair et impair. La solution générale se construit à partir d'une superposition des modes normaux, soit :

$$V_1 = 1/2 (V_e + V_o) \quad (2.20)$$

$$V_2 = 1/2 (V_e - V_o) \quad (2.21)$$

$$I_1 = 1/2 (I_e + I_o) \quad (2.22)$$

$$I_2 = 1/2 (I_e - I_o) \quad (2.23)$$

On définit les rapports  $K_c$  et  $K_l$  par :

$$K_c = C_m / C \quad (2.24)$$

$$K_l = L_m / L \quad (2.25)$$

et on peut obtenir les coefficients suivants :

$$\beta_e / \omega V_e = L(1 + K_l) I_e \quad (2.26)$$

$$\beta_e / \omega I_e = C(1 + K_c) V_e \quad (2.27)$$

$$\beta_o / \omega V_o = L(1 + K_l) I_o \quad (2.28)$$

$$\beta_o / \omega I_o = C(1 + K_c) V_o \quad (2.29)$$

Si on utilise les équations (2.26) et (2.27) d'une part et les équations (2.28) et (2.29) d'autre part, on obtient :

$$\left( \frac{\beta_e}{\omega} \right)^2 = LC(1 + K_l)(1 - K_c) \quad (2.30)$$

$$\left( \frac{\beta_o}{\omega} \right)^2 = LC(1 - K_l)(1 + K_c) \quad (2.31)$$

avec

$$\beta = \omega / v_\phi \quad (2.32)$$

où  $v_\phi$  représente la vitesse de phase. Si, dans un plan transversal aux deux lignes, le diélectrique est homogène, il est évident que les vitesses de phase seront identiques et égales à :

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (2.33)$$

Ceci entraîne forcément  $K_c = K_l = K$ .

Nous nous limiterons, par la suite, à l'étude du couplage entre deux lignes identiques et ayant un diélectrique homogène dans le volume utile des deux lignes. Les équations (2.30) et (2.31) présentent les équations dites de dispersion s'écrivent sous la forme, pour le mode pair :

$$\left(\frac{\beta_o}{\omega}\right)^2 = LC(1 - K^2) \quad (2.34)$$

et pour le mode impair :

$$\left(\frac{\beta_o}{\omega}\right)^2 = LC(1 + K^2) \quad (2.35)$$

Donc, l'impédance caractéristique s'écrit, en utilisant les équations (2.26) et (2.34) :

$$Z_{oe} = \frac{V_e}{I_e} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1+K}{1-K}} \quad (2.36)$$

Pour le mode impair, les équations (2.34) et (2.35) deviennent :

$$Z_{oo} = \frac{V_o}{I_o} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1-K}{1+K}} \quad (2.37)$$

On définit alors l'impédance de couplage :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.38)$$

On remarque que :

$$Z_c^2 = Z_{oo} Z_{oe} \quad (2.39)$$

### 2.1.1 Application aux coupleurs à lignes parallèles symétriques

On considère un coupleur symétrique, de longueur  $L$ , adapté aux quatre accès, excité à l'accès 1 par un générateur  $E_g$ . Il existe quatre modes dans la structure : un mode pair progressif se dirigeant vers les  $x$  croissants, un mode pair régressif, un mode impair régressif, un mode impair progressif. Ce sont les conditions aux limites en  $x=0$  et  $x=L$  où s'arrête le couplage entre les deux lignes, qui déterminent l'influence respective des quatre modes. Pour la mise en équation, plusieurs méthodes d'analyse sont possibles. Nous choisissons d'appliquer les conditions aux limites sur les ondes normalisées  $a_i$  et  $b_i$ . On considère que le générateur impose à l'entrée de l'accès 1 une onde  $a_1$ . On répartit cette excitation sur les deux modes propres, comme le montre la Figure 12.

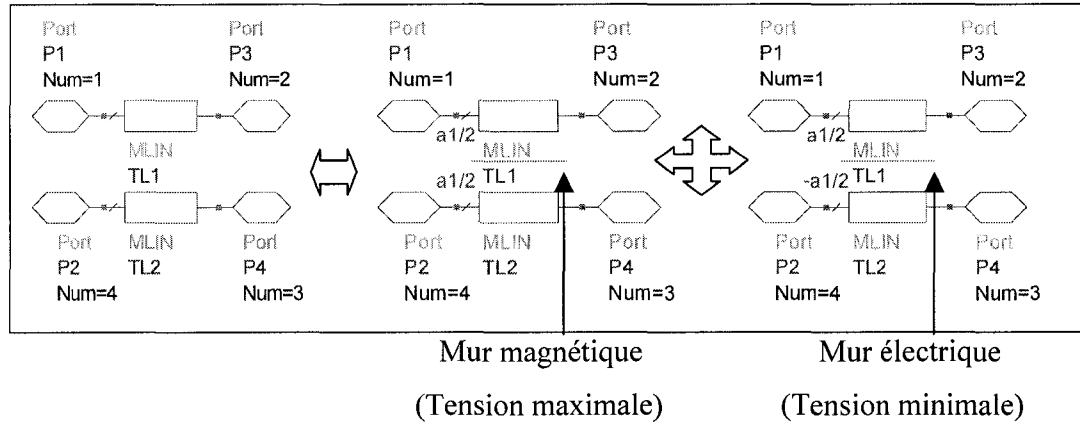


Figure 12 Répartition des modes

La présence d'un mur magnétique ou électrique permet de traiter chaque demi-structure comme un quadripôle et non comme un octopôle, ce qui facilite le calcul des ondes émergentes. Le schéma à considérer pour le mode pair est donné à la Figure 13.

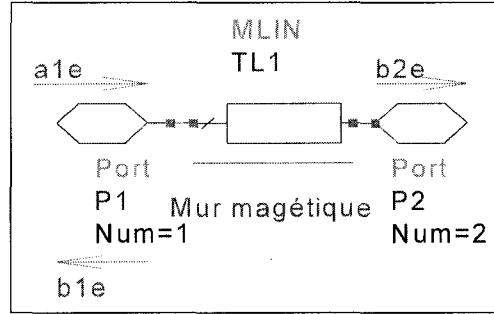


Figure 13 Le mode pair

$b_{1e}$  et  $b_{2e}$  sont les ondes émergents aux accès 1 et 2. Le quadripôle défini à la Figure 10 constitue une ligne de propagation d'impédance caractéristique  $Z_{oe}$ . Il est chargé par une impédance  $Z_c$  de part et d'autre et représente un déphasage  $\theta = \beta L$  ( $L$  représente la distance de couplage) entre l'onde entrante  $a_{1e}$  et l'onde émergente  $b_{1e}$ . Le calcul des paramètres  $S$  est classique et donne :

$$\begin{bmatrix} b_{1e} \\ b_{2e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_e & T_e \\ T_e & \Gamma_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1e} \\ a_{2e} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} b_{4e} \\ b_{3e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_e & T_e \\ T_e & \Gamma_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{4e} \\ a_{3e} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

avec :

$$a_{1e} = a_{4e} = 1/2 a_1 \quad (2.41)$$

$$\Gamma_e = \frac{j(Z_{oe}/Z_c - Z_c/Z_{oe}) \sin \theta}{2 \cos \theta + j(Z_{oe}/Z_c + Z_c/Z_{oe}) \sin \theta} \quad (2.42)$$

$$\Gamma_e = \frac{2}{2 \cos \theta + j(Z_{oe}/Z_c + Z_c/Z_{oe}) \sin \theta} \quad (2.43)$$

Pour le mode impair, les équations (2.39), (2.40) et (2.41) deviennent :

$$a_{1o} = a_{4o} = 1/2 a_1 \quad (2.44)$$

$$\Gamma_o = \frac{j(Z_{oo}/Z_c - Z_c/Z_{oo}) \sin\theta}{2\cos\theta + j(Z_{oo}/Z_o + Z_c/Z_{oo}) \sin\theta} \quad (2.45)$$

$$\Gamma_o = \frac{2}{2\cos\theta + j(Z_{oo}/Z_c + Z_c/Z_{oo}) \sin\theta} \quad (2.46)$$

Donc, la matrice S du coupleur, en superposant les deux modes, est composée des éléments suivants :

$$b_1 = b_{1o} + b_{1e} = \Gamma_o a_{1o} + \Gamma_e a_{1e} = (\Gamma_o + \Gamma_e) a_1 / 2 = S_{11} a_1 \quad (2.47)$$

$$b_2 = b_{2o} + b_{2e} = T_o a_{1o} + T_e a_{1e} = (T_o + T_e) a_1 / 2 = S_{21} a_1 \quad (2.48)$$

$$b_3 = b_{3o} + b_{3e} = T_o a_{3o} + T_e a_{3e} = (T_e - T_o) a_1 / 2 = S_{31} a_1 \quad (2.49)$$

$$b_4 = b_{4o} + b_{4e} = \Gamma_o a_{4o} + \Gamma_e a_{4e} = (\Gamma_e - \Gamma_o) a_1 / 2 = S_{41} a_1 \quad (2.50)$$

Pour obtenir un coupleur contradirectif, on doit avoir  $b_3=0$ , soit  $T_o=T_e$ , ce qui donne :

$$Z_{oe} Z_{oo} = Z_c^2 \quad (2.51)$$

Dans ce cas, le coupleur est adapté ( $b_1 = 0$ ).

Pour obtenir un coupleur codirectif, on doit avoir  $b_4 = 0$ , soit  $\Gamma_o = \Gamma_e$ . Dans ce cas, le coupleur ne peut être adapté ( $b_1 \neq 0$ ). En utilisant les équations (2.37), (2.39), (2.42), (2.47) et (2.50), on calcule :

$$S_{41} = \frac{jk \sin \theta}{\sqrt{1 - K^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (2.52)$$

$$S_{21} = \frac{\sqrt{1 - K^2}}{\sqrt{1 - K^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (2.53)$$

Du fait de la symétrie du dispositif, on a :  $S_{41} = S_{14}$  et  $S_{23} = S_{32}$ .

Du fait de la réciprocité du dispositif, on a  $S_{21} = S_{12}$  et  $S_{43} = S_{34}$ .

Pour  $\theta = \beta L = (2\pi/\lambda)L = \pi/2$ , soit alors  $L = \lambda/4$ , on a :

$$S_{41} = K \quad \text{et} \quad S_{21} = -j\sqrt{1 - K^2} \quad (2.54)$$

La matrice complète du coupleur s'écrit alors :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -j\sqrt{1 - K^2} & 0 & k \\ -j\sqrt{1 - K^2} & 0 & k & 0 \\ 0 & k & 0 & -j\sqrt{1 - K^2} \\ k & 0 & -j\sqrt{1 - K^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

## 2.1.2 Le coupleur hybride

### 2.1.2.1 Principe

Le principe est décrit à l'aide de la représentation schématique à la Figure 14. Chaque branche du coupleur a une longueur de  $\lambda/4$ . Le déphasage correspondant est donc égal à :

$$\beta\lambda/4=\pi/2 \quad (2.56)$$

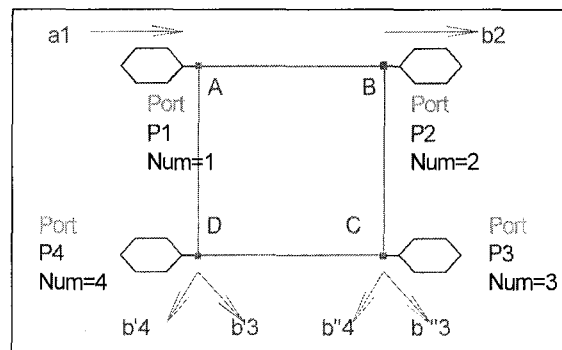


Figure 14 Principe de coupleur hybride

On excite le dispositif par l'accès 1 (onde  $a_1$ ). Cette onde induit des ondes émergentes aux accès 2, 3 et 4.

L'onde émergente en 3 est la somme des ondes  $b'_3$  et  $b''_3$ , ayant parcouru les chemins  $ADC$  et  $ABC$  respectivement. La distance parcourue par ces deux ondes est donc égale à  $(2\lambda/4)$ . Les ondes subissent un déphasage de  $\pi$ , soit un déphasage relatif égal à 0. Elles se recombinent de façon constructive à l'accès 3.

L'onde émergente au port 4 est la somme des ondes  $b'_4$  et  $b''_4$ , ayant parcouru les chemins  $AD$  et  $ABCD$  respectivement. La distance parcourue par ces deux ondes est égale à  $(\lambda/4)$  et  $(3\lambda/4)$ . Pour chaque chemin, les ondes subissent des déphasages de  $\pi/2$



et  $3\pi/2$  respectivement, soit un déphasage relatif égal à  $\pi$ . Elles sont en opposition de phase et se recombinent de façon destructive à l'accès 4.

Si l'amplitude des deux ondes émergentes en 4 est identique, elles vont s'annuler. Nous aurons alors un coupleur codirectif.

### 2.1.2.2 Calcul des caractéristiques du coupleur

Les lignes étant en parallèle, nous raisonnons à l'aide des admittances des branches du coupleur  $Y_{AB}$  et  $Y_{CD}$  tel que démontré à la Figure 15. P est un plan de symétrie de la structure. Nous utilisons le même principe de mise en équation pour les coupleurs à lignes en parallèle en décomposant les ondes sur deux modes, le mode pair et le mode impair.

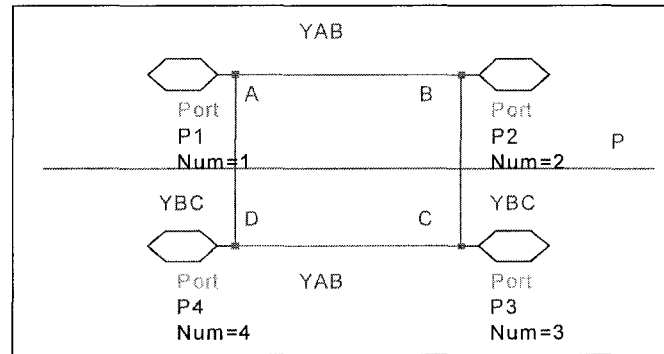


Figure 15 Admittances du coupleur hybride

### 2.1.2.3 Mode pair

La répartition est symétrique par rapport au plan P. Dans les accès 1 et 4, on envoie des ondes telles que  $a_{1e} = a_{4e} = \frac{1}{2}a_1$ . Du fait de la symétrie de la structure, on peut écrire :

$$b_{1e} = b_{4e} = S_{11e} \frac{a_1}{2} \text{ et } b_{2e} = b_{3e} = S_{21e} \frac{a_1}{2} \quad (2.57)$$

Si on coupe la structure en deux parties au niveau du plan de symétrie P et que l'on termine les deux tronçons d'impédances  $Y_{BC}$  par des circuits ouverts parfaits coefficient de réflexion égal à 1 comme le montre la Figure 16, cela ne change rien aux équations. Il en résulte que le calcul de  $S_{11e}$  et de  $S_{21e}$  est relatif à un quadripôle et non plus à un octopôle.

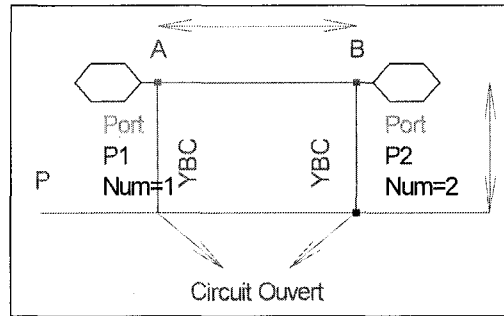


Figure 16 Mode pair

#### 2.1.2.4 Mode impair

La répartition est antisymétrique par rapport au plan P. On envoie dans les branches 1 et 4 des ondes telles que  $a_{1o} = -a_{4o} = \frac{1}{2}a_1$ . Du fait de la symétrie de la structure, on peut écrire :

$$b_{1o} = -b_{4o} = S_{11o} \frac{a_1}{2} \text{ et } b_{2o} = -b_{3o} = S_{21e} \frac{a_1}{2} \quad (2.58)$$

Si on coupe la structure en deux parties au niveau du plan de symétrie P et que l'on termine les deux tronçons d'impédance  $Y_{BC}$  par des courts-circuits parfaits (coefficient de réflexion égal à  $-1$ ), comme le montre la Figure 17, cela ne change rien aux équations.

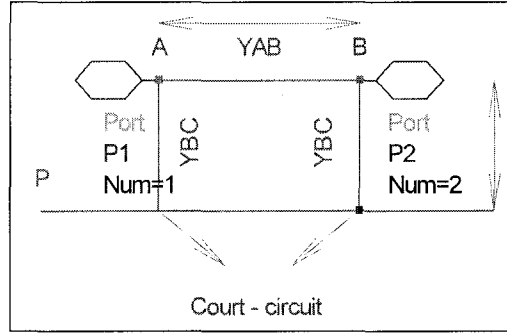


Figure 17 Mode impair

### 2.1.2.5 Superposition des modes pair et impair

Les ondes incidentes et émergentes résultant de la superposition des modes pair et impair s'écrivent :

$$a_1 = a_{1e} + a_{1o} \quad (2.59)$$

$$a_4 = a_{4e} + a_{4o} \quad (2.60)$$

$$b_1 = b_{1e} + b_{1o} = S_{11e} \quad a_{1e} + S_{11o} a_{1o} = (S_{11e} + S_{11o}) \frac{a_1}{2} = S_{11} a_1 \quad (2.61)$$

$$b_2 = b_{2e} + b_{2o} = S_{21e} \quad a_{1e} + S_{21o} a_{1o} = (S_{21e} + S_{21o}) \frac{a_1}{2} = S_{21} a_1 \quad (2.62)$$

$$b_3 = b_{3e} + b_{3o} = b_{2e} - b_{2o} = S_{21e} \quad a_{1e} - S_{21o} a_{1o} = (S_{21e} - S_{21o}) \frac{a_1}{2} = S_{31} a_1 \quad (2.63)$$

$$b_4 = b_{4e} + b_{4o} = b_{1e} - b_{1o} = S_{11e} \quad a_{1e} - S_{11o} a_{1o} = (S_{11e} - S_{11o}) \frac{a_1}{2} = S_{41} a_1 \quad (2.64)$$

La matrice  $ABCD$  du mode pair est :

$$[ABCD]_e = \begin{bmatrix} -\frac{Y_{BC}}{Y_{AB}} & \frac{j}{Y_{AB}} \\ j(Y_{AB} - \frac{Y_{BC}^2}{Y_{AB}}) & -\frac{Y_{BC}}{Y_{AB}} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

La matrice  $ABCD$  du mode impair est :

$$[ABCD]_o = \begin{bmatrix} \frac{Y_{BC}}{Y_{AB}} & \frac{j}{Y_{AB}} \\ j(Y_{AB} - \frac{Y_{BC}^2}{Y_{AB}}) & \frac{Y_{BC}}{Y_{AB}} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Les paramètres  $S$  du coupleur doivent vérifier les conditions d'adaptation de chaque branche, le coefficient de couplage et l'isolation, soit :

$$S_{ii} = 0 \quad (2.67)$$

$$C = -10 \log |S_{31}|^2 \quad (2.68)$$

$$I = -10 \log |S_{41}|^2 \quad (2.69)$$

Les éléments des matrices  $S$  en fonction des matrices  $ABCD$  s'écrivent, pour un quadripôle symétrique :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{B/Z_c - CZ_c}{2A + B/Z_c + CZ_c} \quad (2.70)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{2}{2A + B/Z_c + CZ_c} \quad (2.71)$$

Ces paramètres doivent vérifier les conditions d'adaptation de chaque branche, le coefficient de couplage et l'isolation :

$$S_{ii} = 0 \quad (2.72)$$

$$C = -10 \log \frac{P_3}{P_1} = -10 \log |S_{31}|^2 \quad (2.73)$$

$$I = -10 \log \frac{P_4}{P_1} = -10 \log |S_{41}|^2 \quad (2.74)$$

Pour que la branche 1 soit adaptée, il faut que  $S_{11} = 0 = S_{1e} + S_{1o}$ .

D'après les matrices des modes pair et impair, cette condition est respectée si :

$$\frac{1}{Y_{AB} Z_c} = Z_c \left( Y_{AB} - \frac{Y_{BC}^2}{Y_{AB}} \right) \quad (2.75)$$

En posant  $Y_c = \frac{1}{Z_c}$ , cela donne :

$$Y_c^2 = Y_{AB}^2 - Y_{BC}^2 \quad (2.76)$$

Ceci entraîne :

$$S_{ii} = 0 \quad (2.77)$$

On établit :

$$S_{31} = \frac{1}{2} (S_{21e} - S_{21o}) \quad (2.78)$$

En tenant compte de la condition précédente qui impose  $B/Z_C = C Z_C$ , on obtient :

$$S_{31} = \frac{-Y_{BC} Y_{AB}}{Y_c^2 + Y_{BC}^2} \quad (2.79)$$

En tenant compte de la relation  $Y_c^2 = Y_{AB}^2 - Y_{BC}^2$ , on obtient :

$$S_{31} = \frac{-Y_{BC}}{Y_{AC}^2} \quad (2.80)$$

L'isolation est établie suivant l'équation suivante :

$$S_{41} = \frac{1}{2} (S_{11e} - S_{11o}) \quad (2.81)$$

En réalisant la condition d'adaptation, nous avons réalisé  $(S_{11e} = S_{11o}) = 0$ . Nous avons donc automatiquement réalisé une isolation infinie, soit :

$$S_{41} = 0 \quad (2.82)$$

### 2.1.3 Application au coupleur 3dB

Si on choisit,  $Y_{BC} = Y_C$ , on aura alors  $Y_{BC} = \sqrt{2} Y_C$ , ce qui entraîne ces équations :

$$S_{31} = \frac{-1}{\sqrt{2}} \quad (2.83)$$

$$S_{21} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.83)$$

On définit alors la matrice des paramètres S d'un coupleur hybride -3 dB :

$$S = \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

À partir de la matrice de l'équation (2.84), on peut écrire l'équation (2.85) décrivant décrit la fonctionnement d'un atténuateur ou d'un déphaseur variable :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

La résolution de l'équation (2.85), en tenant compte des conditions d'adaptation au port d'entrée et de la sortie du circuit, détermine la relation à la base de laquelle nous pouvons obtenir un déphaseur ou un atténuateur, suivant que nous faisons varier l'amplitude ou la phase du coefficient de réflexion présenté aux ports direct et couplé du coupleur hybride, soit :

$$b_4 = j \Gamma a_1 \quad (2.86)$$

## 2.2 Choix de coupleur hybride

Le coupleur hybride, *1A13063* de fabrication Anaren possède de bonnes caractéristiques, couplage (ports 4 et 3) et isolation (ports 1 et 2). La compagnie Anaren fournit un fichier de type texte, modélisant le coupleur *1A13063*. Ce coupleur peut fonctionner sur la bande de fréquences allant de *1.8 GHz* à *2.7 GHz*. Pour déterminer les caractéristiques de ce

coupleur, nous avons conçu un circuit avec le logiciel *HPADS*, comme le montre la Figure 18. Ce circuit contient un élément *S4P* à quatre ports de  $50\Omega$ . Les résultats de la simulation S paramètres de ce circuit sont donnés aux Figures 19 à 21. Le fichier *1A13063\_4SP.txt* contient les paramètres *S* du coupleur à chaque fréquence de la bande.

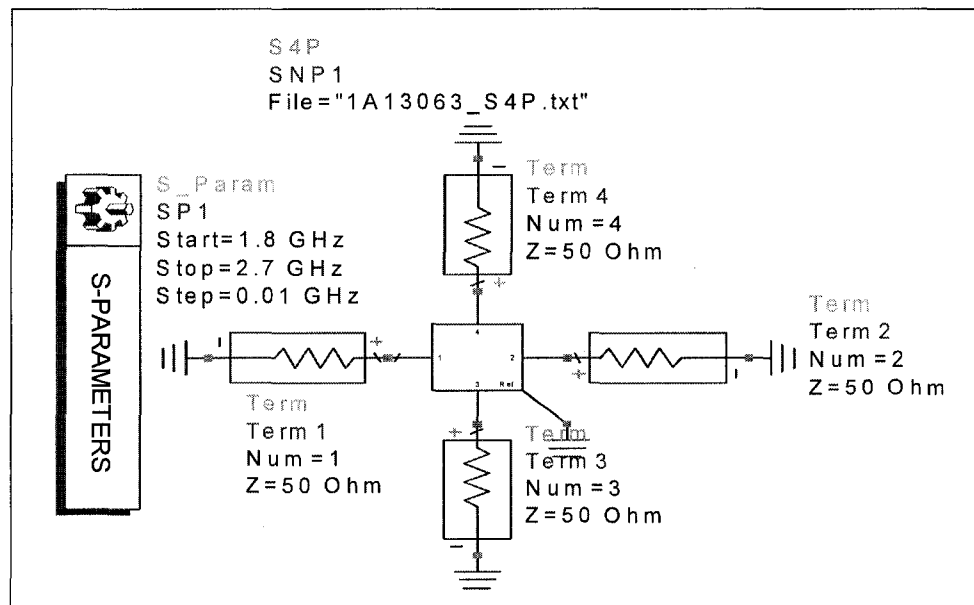


Figure 18 Circuit de simulation du coupleur hybride

Le coupleur étant un dispositif symétrique, les deux courbes qui présentent l'isolation sont presque confondues, comme le montre la Figure 19. À la fréquence  $1.9\text{ GHz}$ , l'isolation est de  $-21.5\text{ dB}$ , cette dernière est acceptable pour concevoir un atténuateur ou un déphaseur à la base de ce coupleur.



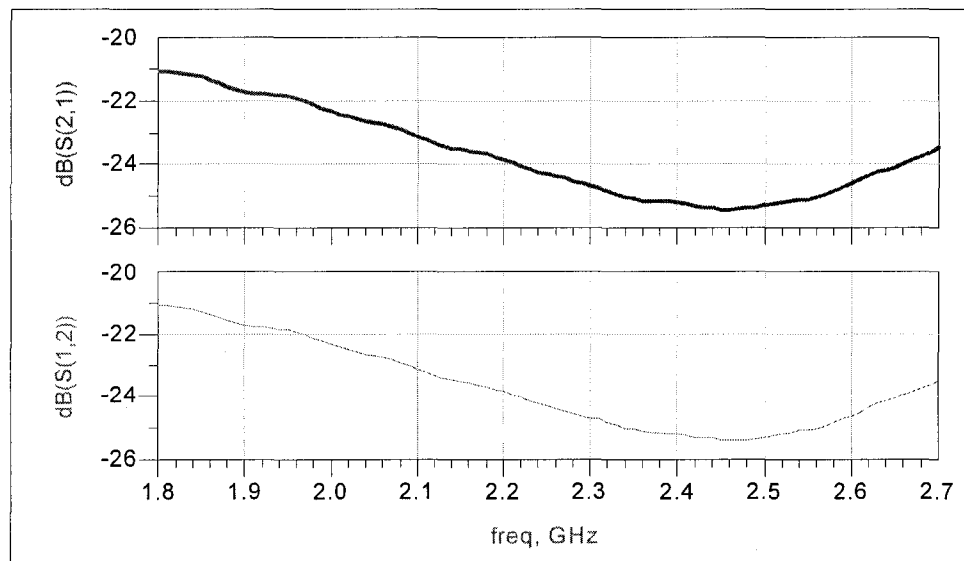


Figure 19 Isolation du coupleur 1A13063

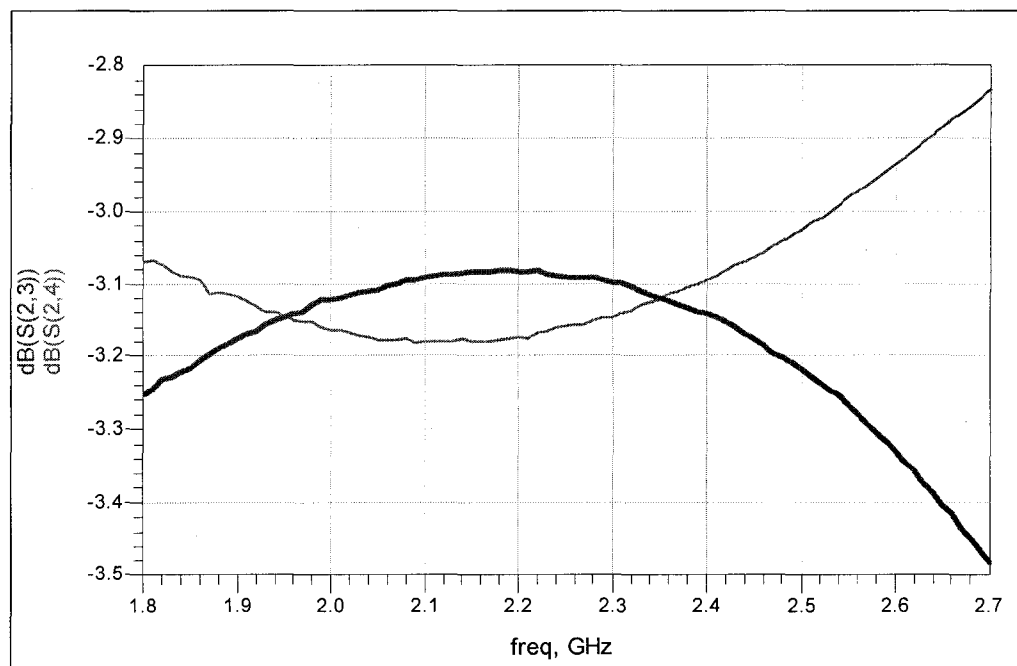


Figure 20 Couplage du coupleur 1A13063

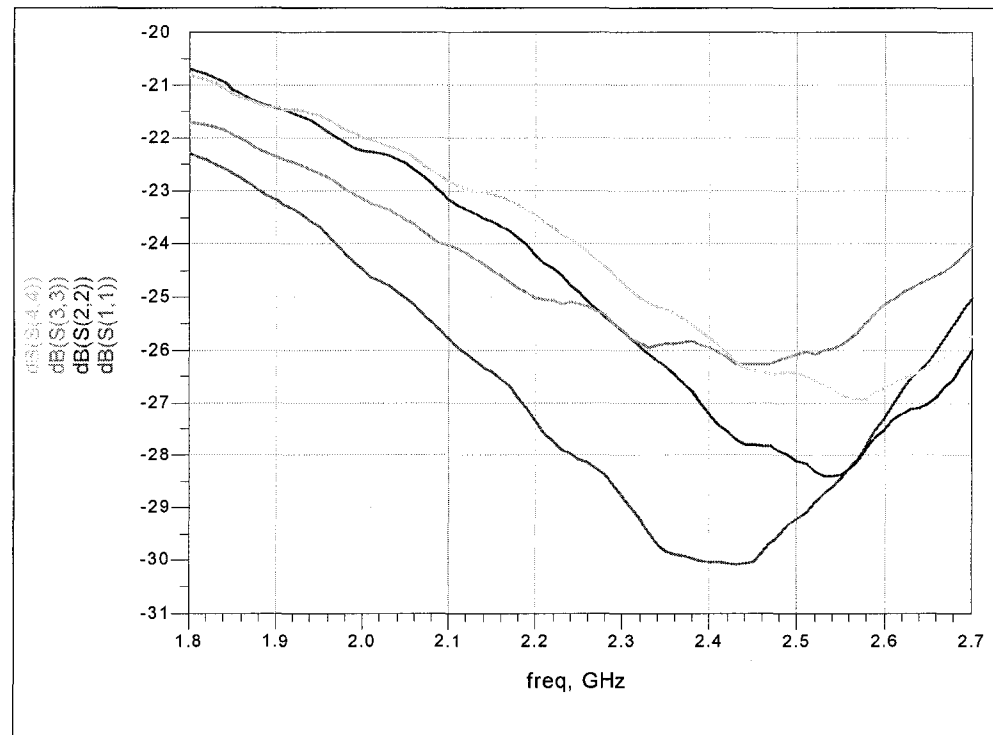


Figure 21 Adaptation du coupleur 1A13063

À la fréquence centrale  $1.9\text{ GHz}$ , la Figure 21 montre que l'adaptation aux quatre ports du coupleur est acceptable et dépasse le  $-20\text{ dB}$ .

## CHAPITRE 3

### CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN ATTENUATEUR VARIABLE

#### 3.1 Introduction

Ce chapitre présente la conception et la réalisation d'un atténuateur variable à la base d'un coupleur hybride et d'une diode PIN. Nous commencerons d'abord par modéliser et décrire le fonctionnement de la diode PIN *HSMP3810* de la compagnie Agilent technologie. Ensuite, nous présenterons en détail les résultats des simulations et les mesures réalisées. Pour concevoir l'atténuateur, nous nous sommes fixé comme objectif de respecter les caractéristiques suivantes :

1. Une grande dynamique d'atténuation = -12 dB.
2. Une faible variation de la phase en fonction de la tension de commande ( $< 8^\circ$ ).
3. Une fréquence centrale *1.9 GHz* et une bande passante de *40 MHz*.
4. Une bonne adaptation en entrée ( $S_{11} \leq -15 \text{ dB}$ ) et en sortie ( $S_{22} \leq -15 \text{ dB}$ ).
5. L'atténuateur doit être linéaire.

#### 3.2 La diode PIN comme résistance variable

##### 3.2.1 Définition de la diode PIN

Une diode PIN est un semi-conducteur pouvant être opérée comme une résistance variable dans les systèmes micro-ondes. La valeur de la résistance est proportionnelle au courant de polarisation directe. Vu la physique de la diode PIN, elle peut contrôler le signal *RF* sans introduire de distorsions affectant l'enveloppe du signal. La Figure 22 montre la géométrie de cette diode où la région I caractérise l'isolation. La région P est la l'anode de la diode dopée p, alors que la région N représente la cathode dopée n. La performance de la diode PIN dépend de la géométrie et de la nature du semi-conducteur, en particulier dans la région I. Cette région est caractérisée par une grande durée de vie

de ses électrons et une grande résistivité. Ceci peut donner à la diode une habilité à contrôler le signal RF avec un petit courant Dc.

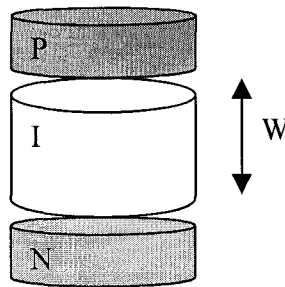


Figure 22 Géométrie de la diode PIN

### 3.2.2 Polarisation en directe de la diode PIN

Quand une diode PIN est polarisée en direct, les électrons et les trous sont injectés dans la région I, comme le montre la Figure 23. La recombinaison de ces charges ne se produit pas immédiatement. Une charge  $Q$  apparaît donc dans cette même région I.

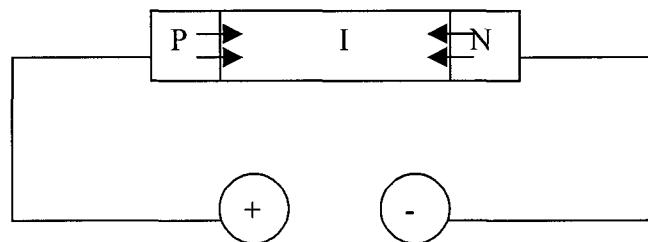


Figure 23 Polarisation directe de la diode PIN

La quantité de charge encaissée dépend du temps de recombinaison  $\tau$  (durée de vie des électrons) et du courant  $I_F$  de la polarisation directe, soit :

$$Q = I_F \tau \quad (3.1)$$

On définit alors la résistance  $R_S$  de la région  $I$  comme :

$$R_S = \frac{W^2}{(\mu_p + \mu_n)Q} \quad (3.2)$$

$W$  : épaisseur de la région  $I$ .

$\mu_p$  : mobilité d'électrons.

$\mu_n$  : mobilité de trous.

À partir des équations (3.1) et (3.2), on peut introduire la formule de la résistance  $R_S$

$$R_S = \frac{W^2}{(\mu_p + \mu_n)\tau I_F} \quad (3.3)$$

En général, la résistance maximale correspond à  $I_F = 100$  mA. Il faut noter qu'à des basses fréquences,  $R_S$  n'est plus constante, mais elle augmente chaque fois qu'on diminue la fréquence. Une diode PIN opérant dans les systèmes micro-ondes maintient  $R_S$  constant dans la bande 1-10 MHz [7]. Comme n'importe quelle autre diode, la variation du courant est une fonction exponentielle de la tension appliquée en polarisation directe.

$$I = I_S \exp\left(\frac{V_s}{KT}\right) \quad (3.4)$$

$I_S$  : Courant de saturation de la diode.

$V_s$  : Potentiel de polarisation directe.

$K$  : Constante de Boltzmann.

$T$  : Température de la diode.

Pour déterminer le modèle exact (SPICE Model) de cette diode, il faut avoir accès aux mesures effectuées au laboratoire du fabricant. Les variables déterminant le courant  $I_S$

sont à la base du modèle utilisé par *HPADS*. Nous procédons autrement pour déterminer ce modèle de la diode PIN.

### 3.3 Modélisation de la diode PIN

Pour modéliser la diode, nous avons conçu un circuit micro-ondes à un seul port, comportant la diode PIN polarisée en direct comme l'illustre le masque de la Figure 24 et dont le circuit électrique associé est montré à la Figure 28. Les mesures des paramètres  $S$  prises à l'aide de l'analyseur du réseau et le courant traversant la diode PIN à chaque point de polarisation, sont comparées aux mesures simulées du circuit de la Figure 28. L'analyse de tous les coefficients de réflexion au port 1 des deux circuits nous donne une idée du comportement de la diode. Pour déterminer le circuit équivalent à la diode, il faut égaliser les courants et les paramètres  $S$  des deux circuits, en supposant que le modèle de la ligne micro-strip est exact.

#### 3.3.1 Réalisation du circuit de test de la diode PIN

Le masque conçu à la Figure 24 comporte le fameux circuit de la polarisation de la diode PIN, ce dernier ayant une ligne à haute impédance caractéristique de longueur  $\lambda/4$  qui transforme un court-circuit RF en circuit ouvert. Un condensateur de découplage de 100 pF est utilisé sur la ligne de 50  $\Omega$  pour bloquer la tension d'alimentation. La diode PIN ayant comme ``package`` *SOT 23* peut être montée sur la surface du substrat. Pour ce faire, nous avons conçu un masque à trois pattes pour bien la positionner. La troisième patte n'est pas soudée pour éviter l'augmentation de la capacité parasite. Dans ce mémoire, les principales caractéristiques du substrat utilisé sont :

$\epsilon_r$  : constante diélectrique = 2.33

C : Conductivité du cuivre = 5.6 e7

T : pertes = 0.001

E : épaisseur = 0.7 mil

H : hauteur du substrat

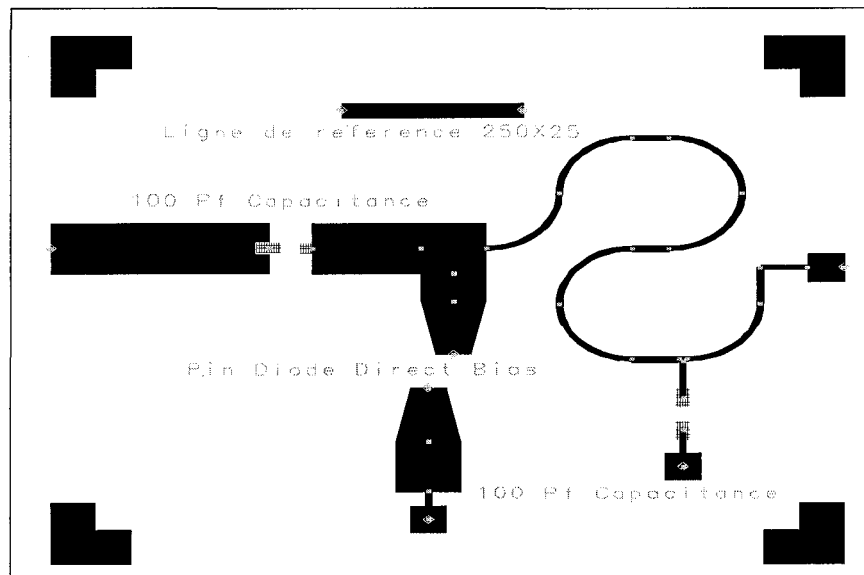


Figure 24 Masque du circuit de test de la diode PIN

Les mesures prises du circuit ayant le masque de la Figure 22 sont montrées aux Figures 25 et 26.

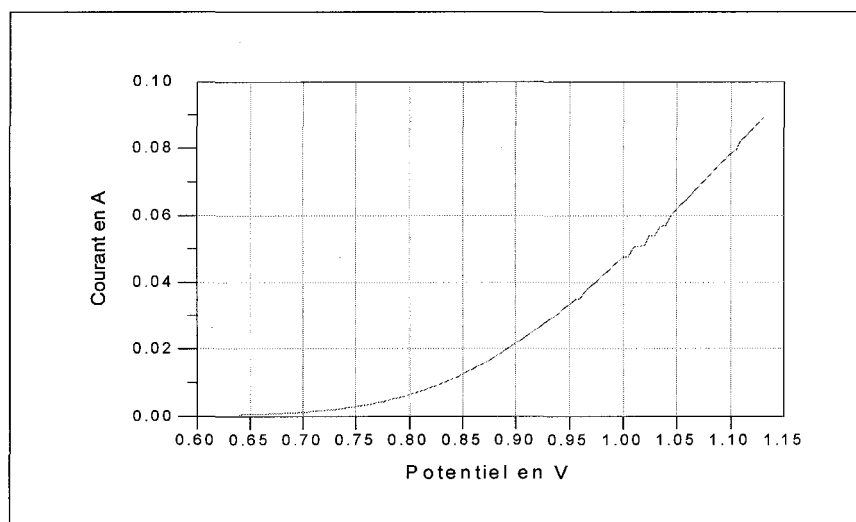


Figure 25 Variation du courant à travers la diode PIN montée dans le circuit de test

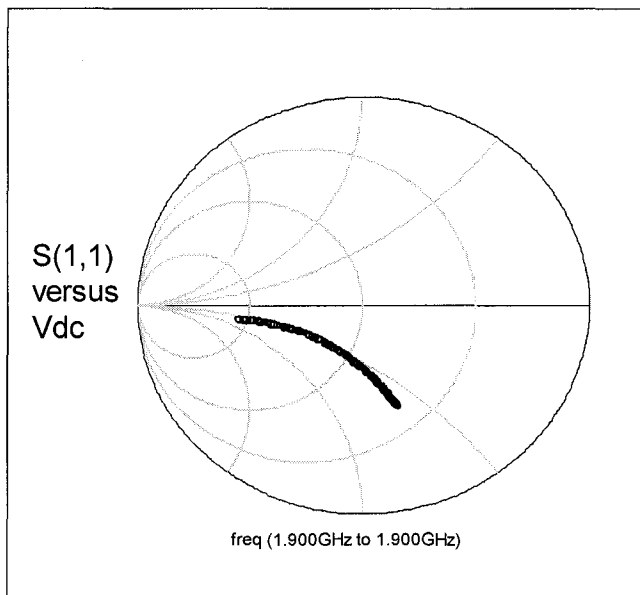


Figure 26 Variation de coefficient de réflexion du circuit de test

Avec les mesures des paramètres  $S$  du circuit correspondant aux différents potentiels de polarisation de la diode PIN, nous avons modélisé le masque de la Figure 24 par un seul élément  $SIP$  de la Figure 28. Ces mesures sont regroupées dans un fichier de type texte ayant le format suivant :

```
BEGIN DSCRDATA
%Filenumbr model_filename
0      G0640.ds
1      G0645.ds
2      G0650.ds
..      .....
END DSCRDATA
```

Ce fichier comporte deux colonnes. La première colonne joue le rôle d'indexe pour la deuxième. Cette dernière présente les mesures des paramètres  $S$ , présentant eux-mêmes des fichiers propres de *HPADS*. Cela signifie que la première mesure correspond à la



tension de polarisation  $0.640\text{ V}$  et la deuxième correspond à  $0.645\text{ V}$  et ainsi de suite, comme au Tableau 1.

Tableau I

Tableau de correspondance index -voltage de polarisation

Index	Tension de polarisation	Mesure ( $S_{11}$ )
0	0.640 v	G0640.ds
1	0.645 v	G0645.ds
..	....	.....
..	....	.....
n	1.150v	G1150.ds

Il faut noter que toutes les mesures des paramètres  $S$  ont été prises à l'aide de l'interface  $HPIB$  à partir de  $HPADS$ . L'analyseur du réseau est connecté à la machine tournante  $HPADS$  à travers le câble  $HPIB$ . La variation du potentiel de polarisation est manuelle. La Figure 27 modélise les mesures prises du circuit conçu.

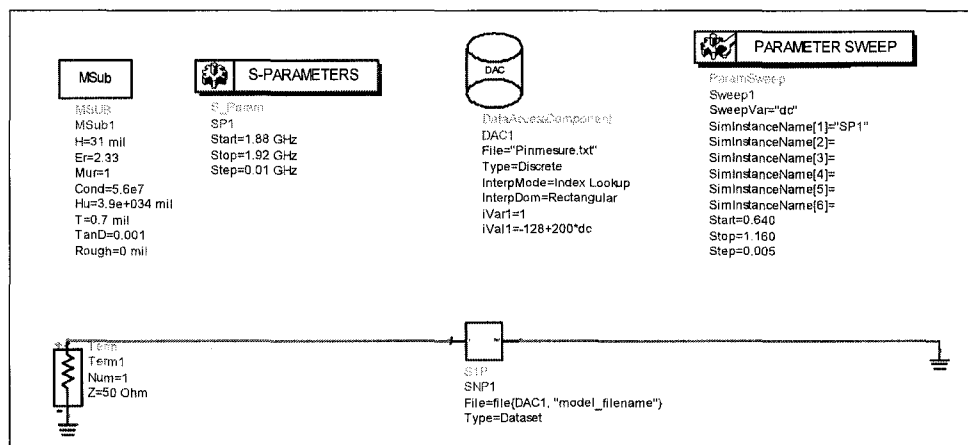


Figure 27 Circuit S1P modélisant le layout

### 3.3.2 Détermination du modèle de la diode PIN

Le circuit équivalent à la diode PIN est déterminé de manière à assurer la correspondance de deux caractéristiques les caractéristiques  $Dc$  (courant) et les caractéristiques  $RF$  (paramètres  $S$ ). Pour ce faire, nous avons réalisé le circuit de la Figure 28. Ce circuit comporte deux ports totalement isolés.

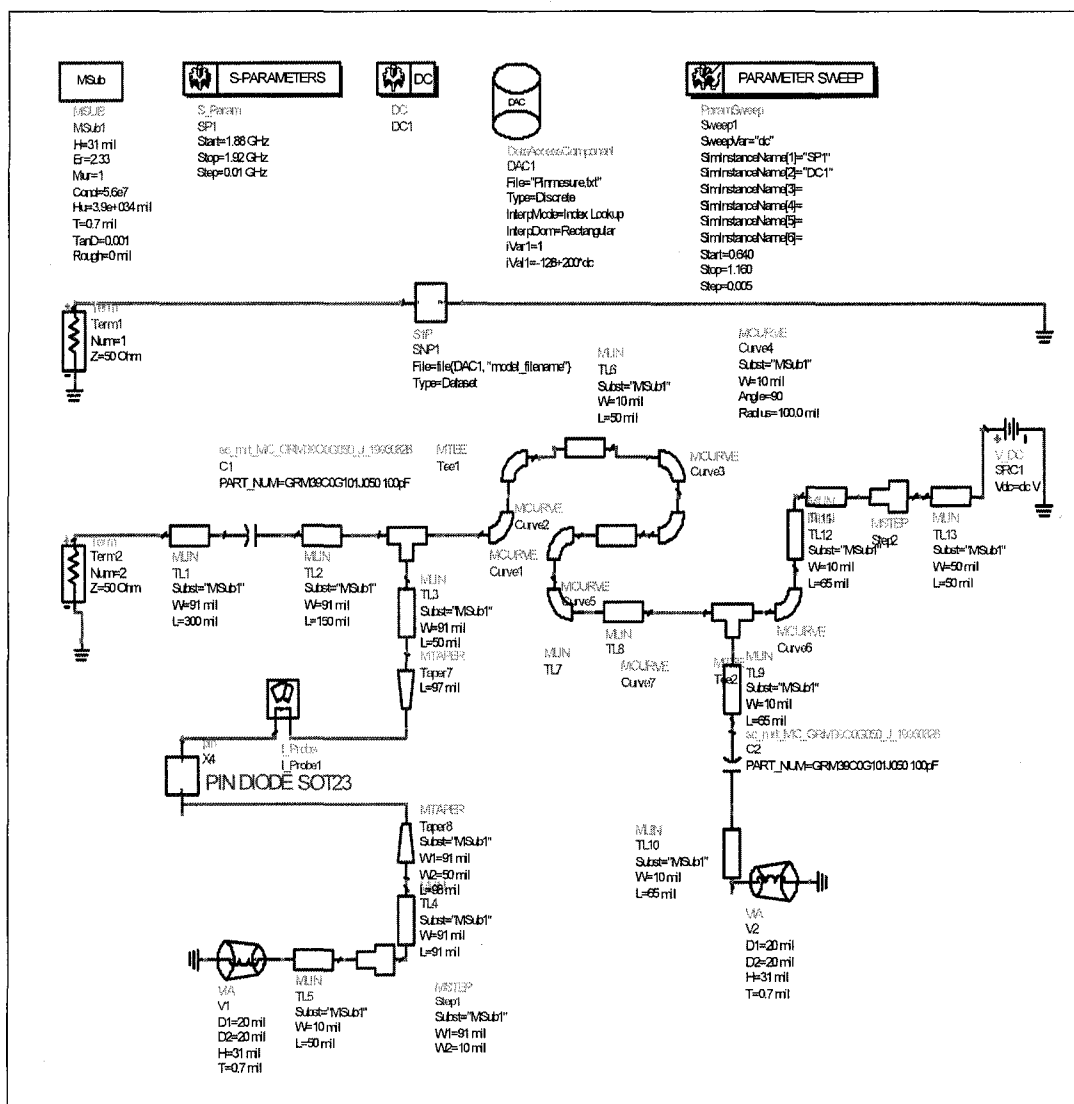


Figure 28 Circuit modélisant les comportements du masque

Pour faire correspondre les courants du cas pratique et du cas simulé, nous avons assimilé la diode PIN à une résistance pure et variable  $R_{dc}$ . Pour déterminer les valeurs de cette résistance, nous avons effectué une simulation DC du circuit électrique affiché à la Figure 28. À chaque potentiel de polarisation, nous avons noté la valeur de la résistance faisant correspondre les deux courants, le courant du cas pratique et celui du cas simulé. La variation de cette résistance en fonction du potentiel de polarisation est démontrée à la Figure 29.

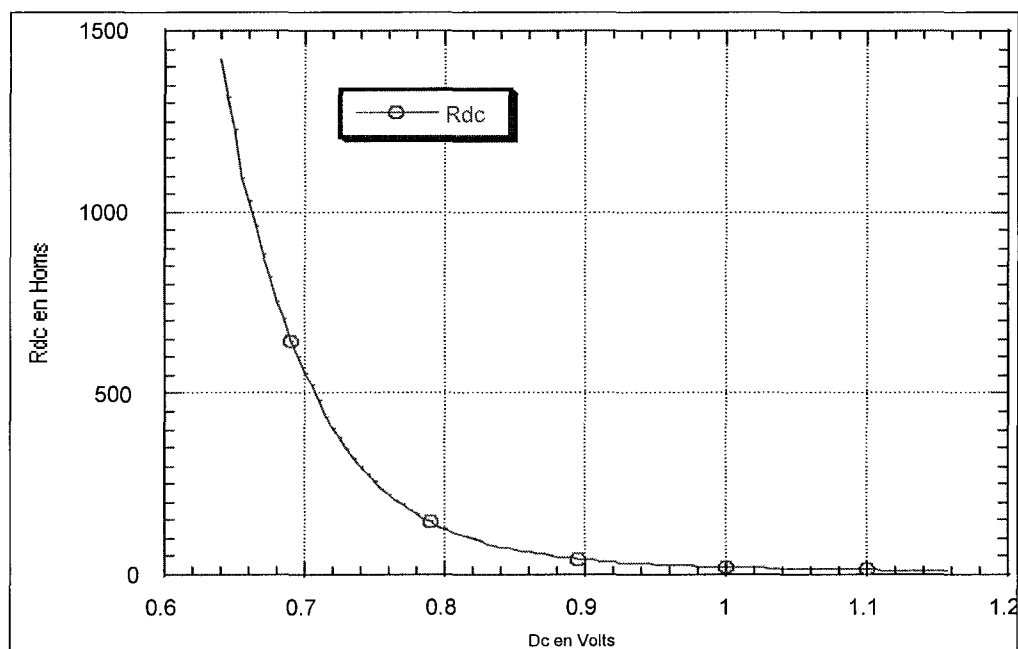


Figure 29 Variation de la résistance  $R_{dc}$  de la diode PIN

Pour déterminer les caractéristiques  $RF$  de la diode, nous avons monté en parallèle de la résistance trouvée une capacité  $C_{rf}$ . Ceci nous garantit le maintien d'égalité des courants. En effet, la capacité est là pour bloquer le courant et l'obliger de traverser la résistance  $R_{dc}$ . Pour déterminer les valeurs de cette capacité, nous avons effectué une simulation des S paramètres du circuit affiché à la Figure 28. A chaque valeur du potentiel de polarisation, on note la valeur de la capacité pour la quelle les deux paramètres S sont

égaux. La variation de cette capacité en fonction du potentiel de polarisation est affichée sur la Figure 30.

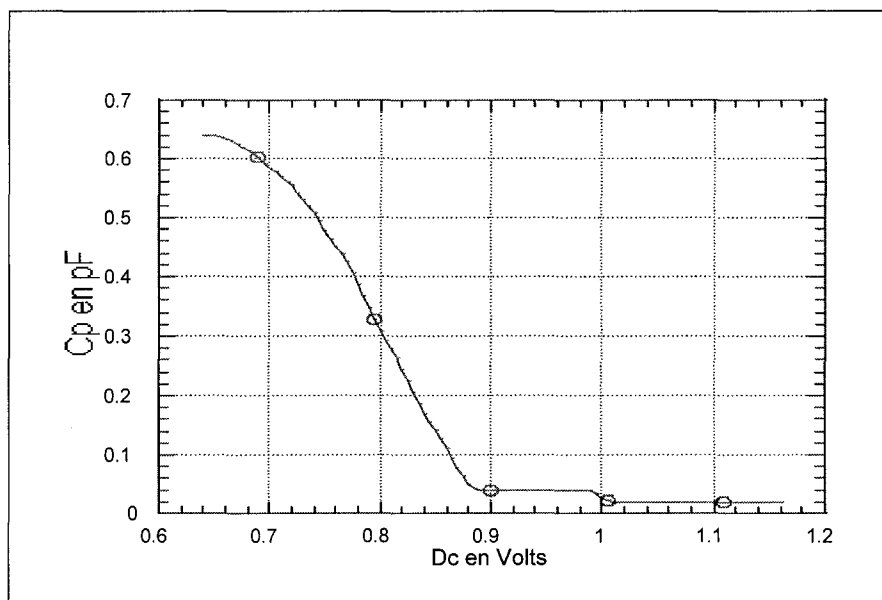


Figure 30 Variation de la capacité de la diode PIN

Nous avons constaté qu'à partir d'une certaine valeur  $D_c$ , la valeur de la capacité devient constante. Pour garantir la concordance des paramètres S nous avons ajouté une bobine en série. Quand la valeur de la capacité est devenue presque constante, un effet inductif a fait surface. Le modèle de la diode est affiché à la Figure 31, alors que la variation de  $L_p$  en fonction de potentiel de polarisation direct de la diode PIN est affichée à la Figure 32.

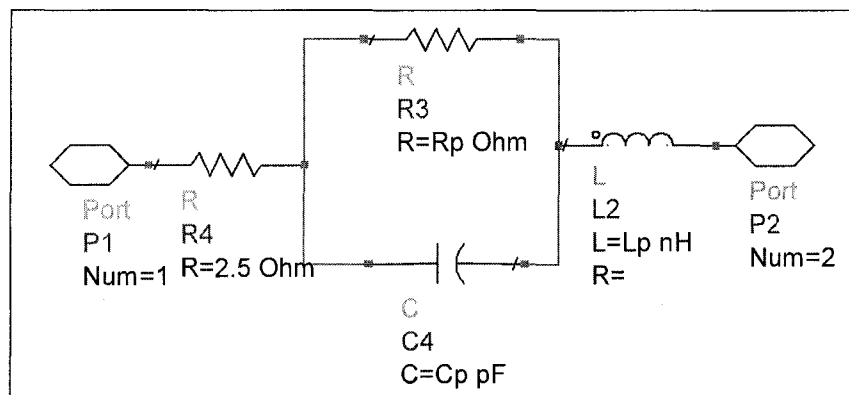
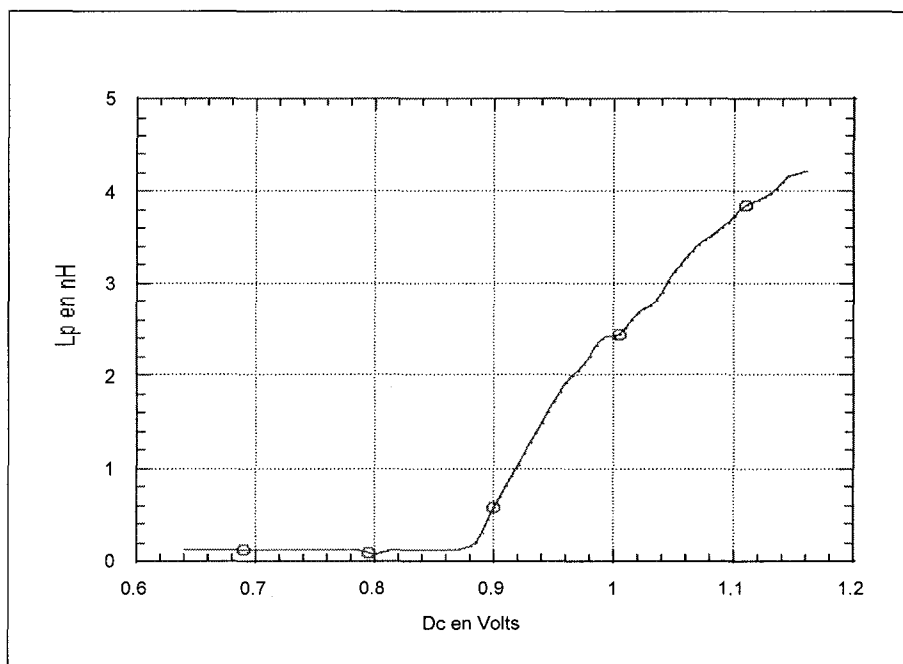


Figure 31 Circuit électrique du modèle de la diode PIN

Figure 32 Variation de  $L_{rf}$  de la diode PIN

### 3.3.3 Modélisation de la diode PIN dans HPADS

Le circuit électrique modélisant la diode PIN polarisée en direct est un circuit à composantes variables. Chaque élément est associé à un *DAC* (DATA ACCESS COMPONENT), comme le démontre la Figure 33. Chaque *DAC* est associé à un fichier

de données de type *MDIF* contenant les valeurs des paramètres  $C_p$ ,  $L_p$  et  $R_p$  de la diode PIN.

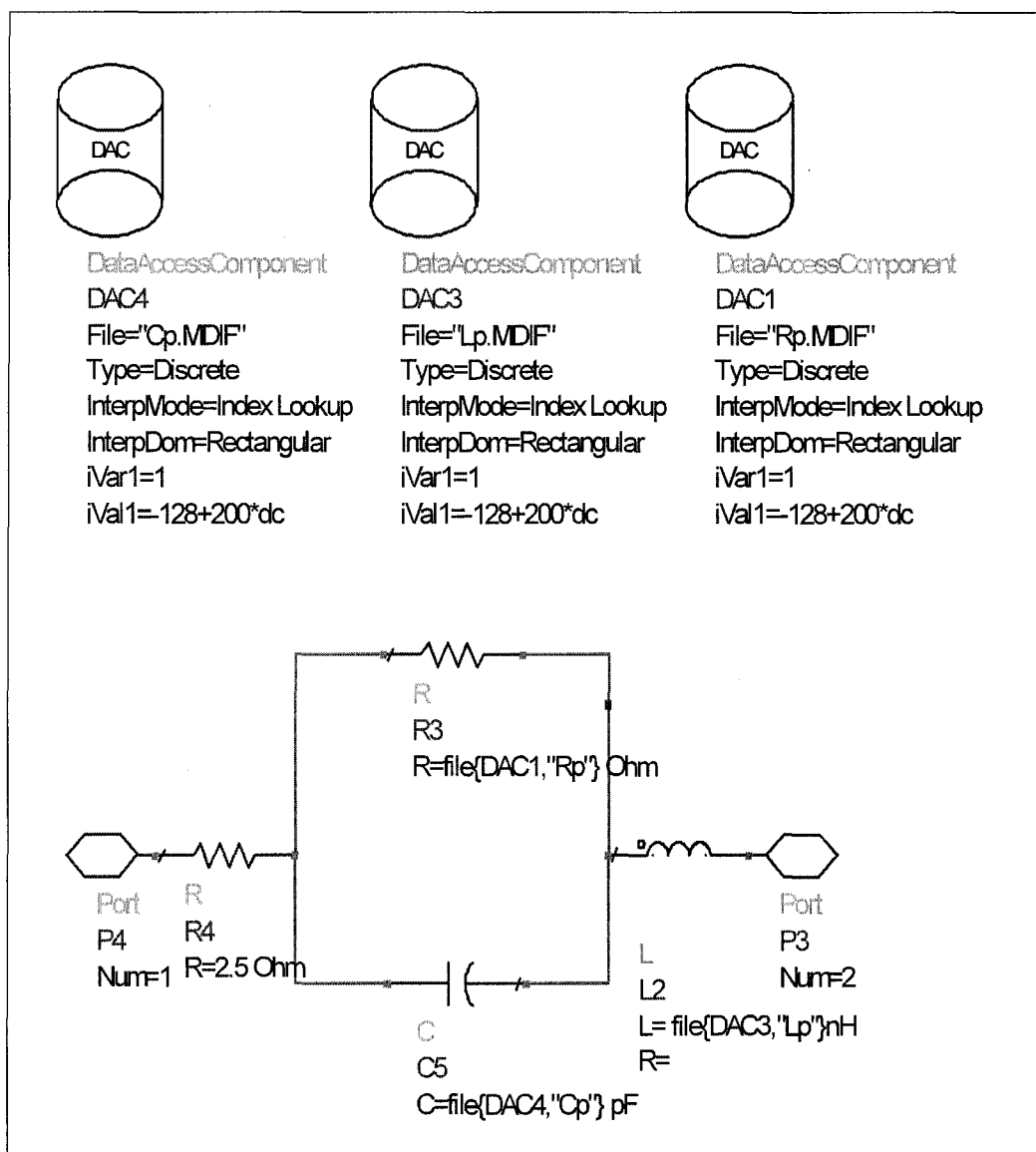


Figure 33 Circuit modélisant la diode PIN dans HPADS

### 3.3.4 Résultats de la simulation du modèle de la diode PIN

Nous avons remplacé la diode PIN de la Figure 28 par son modèle de la Figure 33 et nous avons effectué une simulation de S paramètres et une simulation Dc. Nous avons remarqué que les paramètres S,  $S(1,1)$  du circuit ayant le masque de la Figure 24 et celles du circuit simulant ce masque  $S(2,2)$  sont égaux. La Figure 34 montre les résultats sur l'abaque de Smith.

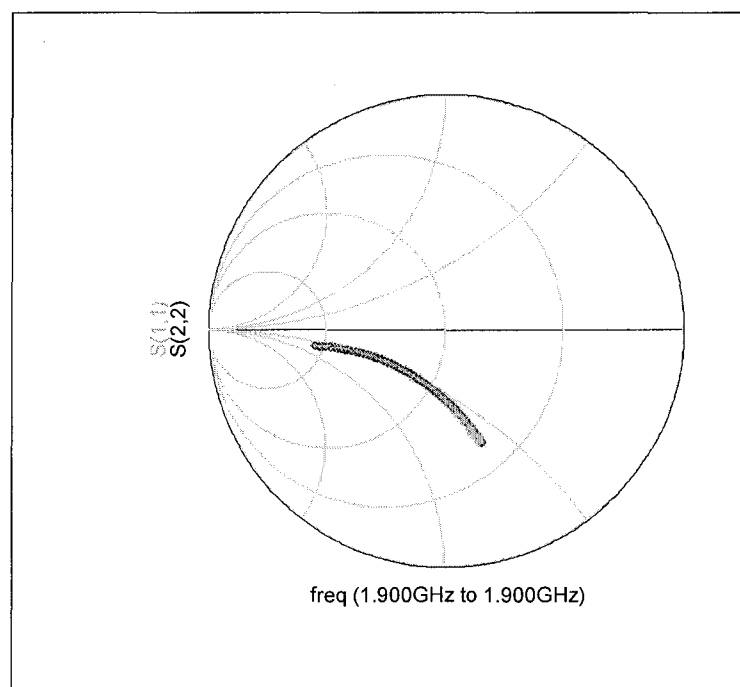


Figure 34 Impédance de la diode PIN (Simulation et Pratique) versus Dc

La Figure 34 montre la correspondance des impédances à la fréquence centrale. A noter que l'impédance de la diode PIN polarisée en direct dépend légèrement de la fréquence d'opération. La variation de l'impédance de la diode PIN n'est pas linéaire. Les espacements entre les valeurs prises par  $S_{11}$  ne sont pas égaux. De plus, il est clair que la variation de la résistance de la diode est accompagnée d'une variation de la phase.

Toutefois, il existe des erreurs sur ce modèle. Le module de l'erreur absolue varie avec la polarisation directe de la diode, comme le montre la Figure 35.

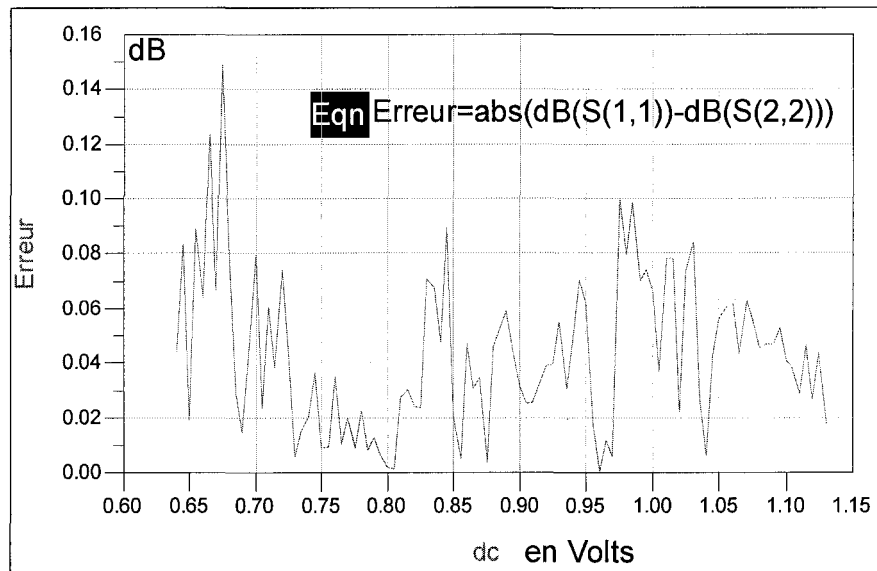


Figure 35 Module de l'erreur absolue

À la fréquence centrale de  $1.9\text{GHz}$ , l'erreur absolue sur le module et sur la phase est presque nulle. Nous pouvons aussi dire que l'impédance de la diode PIN admet deux pentes, une pente positive et une autre négative. En effet, les paramètres S se rapprochent du cercle unitaire puis ils s'éloignent.

### 3.4 Conception de l'atténuateur variable

Un atténuateur idéal doit avoir ses  $S_{21}$  en ligne droite traversant le centre de l'abaque de Smith. Au centre de l'abaque, l'atténuateur présente le maximum d'atténuation. La variation suivant une droite de l'atténuation est préférable pour ne pas avoir un changement de phase accompagnant. La Figure 36 montre le coefficient de transmission d'un atténuateur idéal.



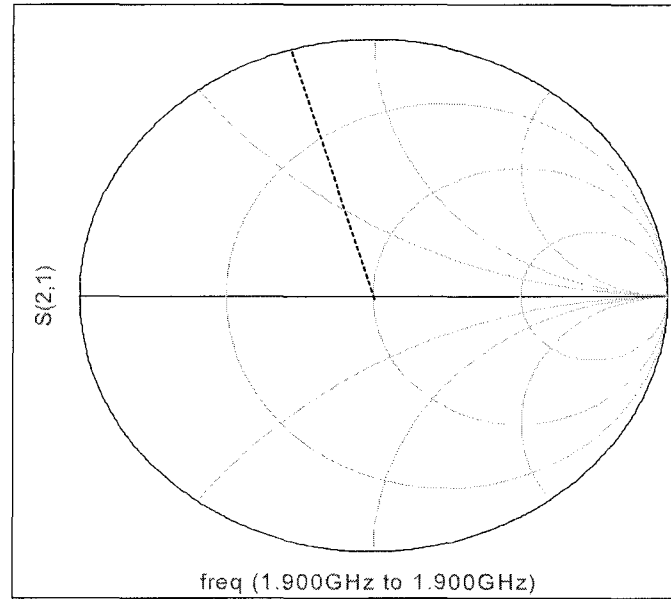


Figure 36 Coefficient de transmission d'un atténuateur idéal

Le coefficient de transmission d'un atténuateur dépend des coefficients de réflexion présentés aux ports 3 et 4 du coupleur. Le maximum d'atténuation sera obtenu quand les deux ports sont totalement adaptés. La diode PIN utilisée dans notre conception peut avoir une résistance proche de  $50\Omega$ . Pour démontrer ceci, nous devons l'écrire sous la forme des équations linéaires se basant sur la matrice des paramètres S du coupleur hybride utilisé à la base de la conception.

En se basant sur la topologie de l'atténuateur de la Figure 5, nous pouvons écrire l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \left( \frac{-1}{\sqrt{2}} \right) \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

sachant que :

$$\begin{cases} a_4 = 0 \\ a_2 = \Gamma b_2 \\ a_3 = \Gamma b_3 \end{cases} \quad (3.2)$$

Donc, la résolution de l'équation (3.2) nous donne la relation de base d'un atténuateur variable :

$$b_4 = j\Gamma a_1 \quad (3.3)$$

À partir de l'équation (3.3), nous pouvons déduire que, tout dépendra de  $\Gamma$ . Puisque  $\Gamma$  est un nombre complexe, la variation de son module nous donne un atténuateur et la variation de sa phase nous donne un déphaseur. Ceci nous oblige à concevoir un circuit ayant un bon  $\Gamma$  devant être présenté aux ports 3 et 4 du coupleur hybride, avant même de commencer à concevoir l'atténuateur lui-même.

### 3.4.1 Conception du $\Gamma$ présentée aux ports 3 et 4 du coupleur

L'idée de base est de faire aligner les coefficients de réflexion obtenus à partir de l'impédance de la diode *PIN* polarisée en direct, pour les différents potentiels  $D_c$  de la Figure 28. Ceci revient à laisser la phase des paramètres  $S_{11}$  constante pour les différents  $D_c$ .

Nous savons qu'une ligne de transmission de longueur  $L$  peut jouer le rôle d'un transformateur de phase. Ceci implique que chaque coefficient  $S_{11}$  peut être déplacé à n'importe quel point sur l'abaque de Smith, sur le même cercle à  $R$  ou  $G$  constants.

Nous pouvons calculer la longueur  $L$  de la ligne pour déplacer le premier coefficient  $S_{11}$  à un endroit bien défini sur l'abaque. Pour le deuxième  $D_c$ , la longueur doit être calculée de manière à ce que le nouveau coefficient soit aligné avec le précédent. Ceci nous oblige à introduire  $n$  transformateurs pour  $n$   $D_c$ . En pratique, il nous faut un seul

transformateur pour tous les  $D_c$ . Ainsi, un transformateur présentant une haute impédance, nous fait approcher de  $50\Omega$  où l'atténuation est maximale. Le transformateur affiché à la Figure 37 a uniquement pour rôle de faire s'aligner les coefficients  $S_{11}$  et approcher la droite du cercle unitaire. La simulation des paramètres S simultanés de deux circuits à la Figure 37, nous donne la possibilité de voir l'effet du transformateur. Le circuit au port 1 modélise le circuit ayant le masque de la Figure 24.

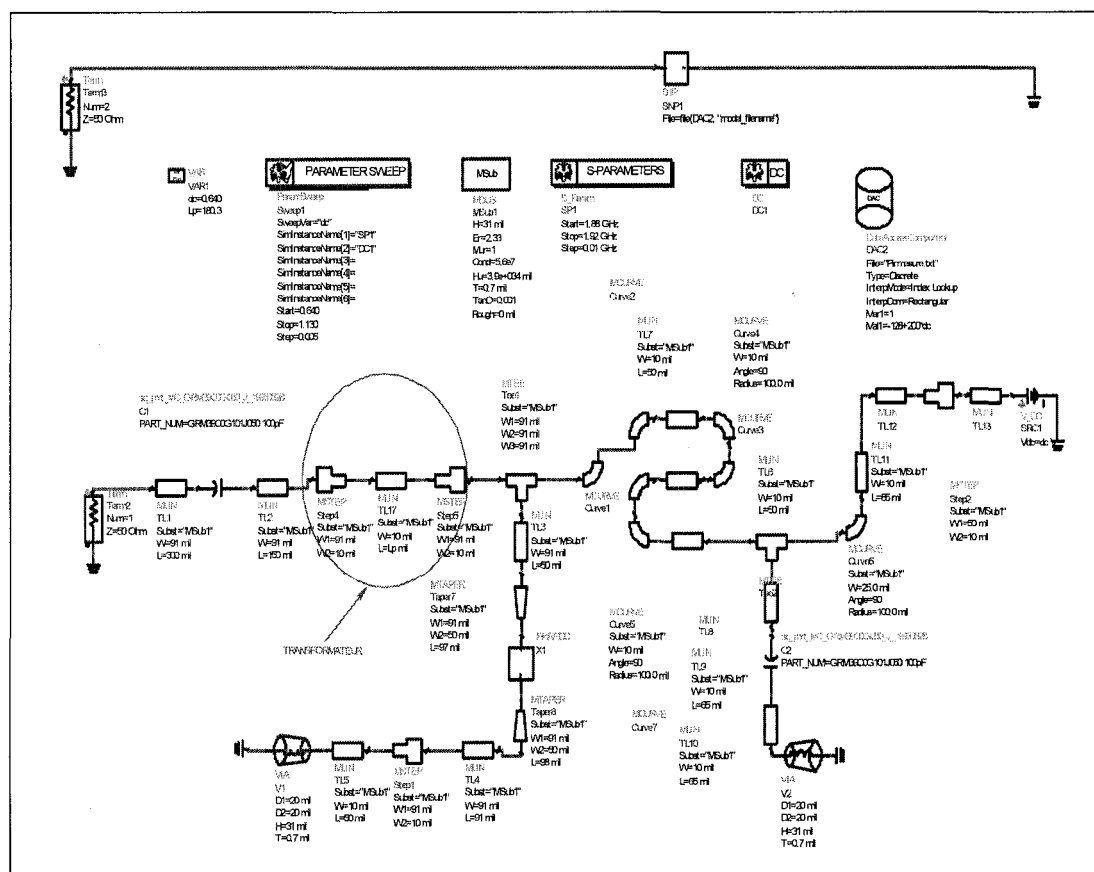


Figure 37 Circuit de nouveau  $\Gamma$  présenté aux ports 2 et 3

La simulation du circuit de la Figure 37 nous donne les résultats affichés sur l'abaque de Smith de la Figure 38. L'effet du transformateur est acceptable et l'allure de nouveau  $\Gamma$  s'approche du principe d'un atténuateur idéal.

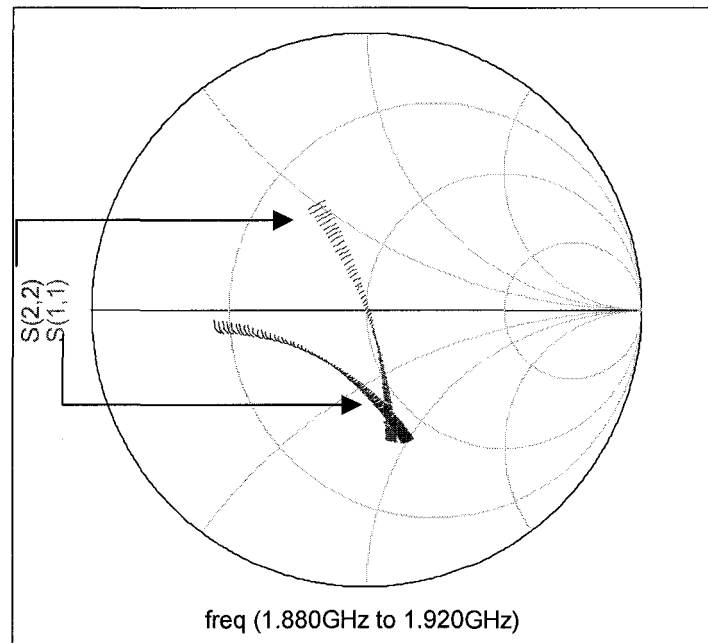


Figure 38 Effet du transformateur

### 3.4.2 Fabrication de l'atténuateur variable à la base du nouveau $\Gamma$

Le circuit de l'atténuateur variable représenté à la Figure 39, consiste à présenter le circuit à coefficient de réflexion  $\Gamma$  de la Figure 37, aux ports 3 et 4 du coupleur hybride. Nous avons aussi utilisé deux circuits d'adaptation aux ports 1 et 2. Les circuits d'adaptation basés sur une ligne et un stub ont bien adapté les deux ports. En fait, nous les avons utilisés pour nous assurer d'une bonne adaptation. Le coupleur a déjà ses ports à  $50\Omega$ . Nous devons aussi prévoir l'introduction de perturbations générées par le coupleur hybride. Le coupleur n'est pas idéal à  $-3dB$  et le port 1 n'est pas totalement isolé du port 2. En pratique, nous ne pouvons éviter les pertes dues au substrat, les effets des soudures et les pertes ohmiques.

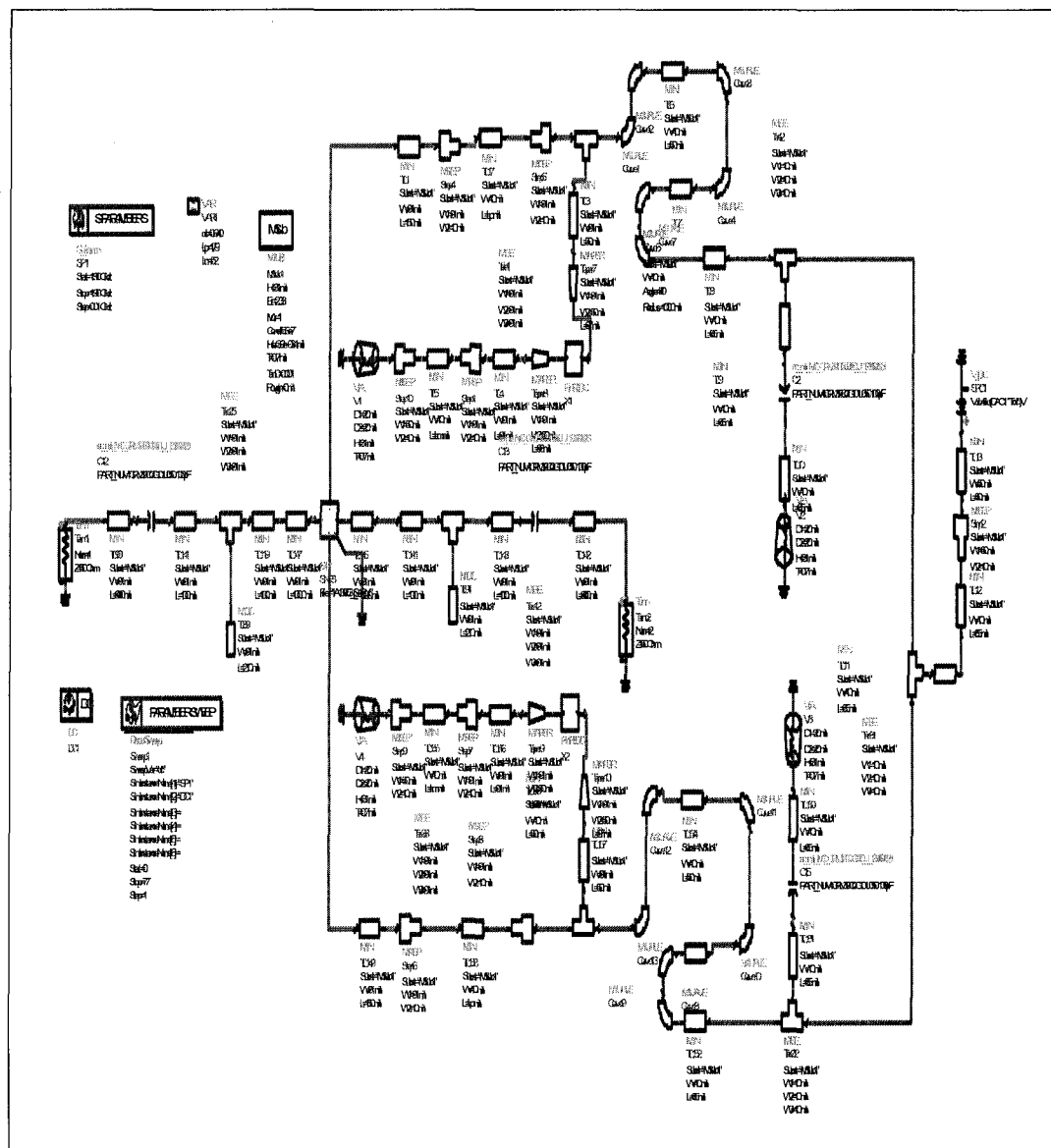


Figure 39 Circuit de l'atténuateur variable

Afin d'obtenir de bons résultats, nous avons modifié la longueur de la ligne du transformateur pour compenser les effets du coupleur et aligner les coefficients de transmission correspondant aux différents potentiels  $D_c$ . Les "steps" sont utilisés pour compenser les effets des conditions aux frontières dues aux changements des largeurs de lignes de transmission. En pratique ces "steps" n'existent pas et c'est uniquement dans

le circuit de la simulation qu'il faut les introduire. Leur absence peut causer une divergence évidente entre la simulation et la pratique. Le masque de l'atténuateur à la Figure 40 est optimisé pour économiser le plus de substrat.

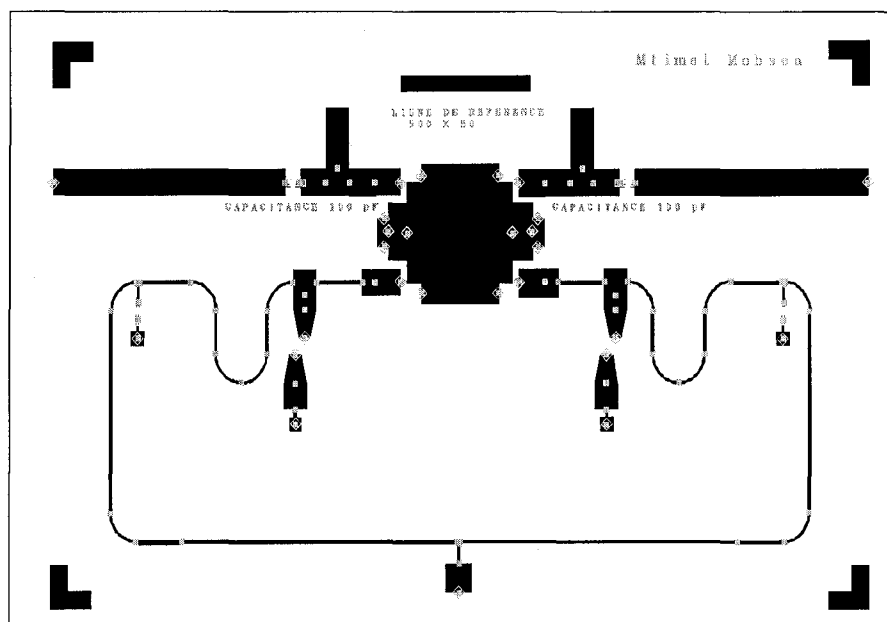


Figure 40 Masque de l'atténuateur variable

Il faut noter que le coupleur doit être bien mis à la masse. Un nombre important de "vias" à travers la base où repose le coupleur est nécessaire. Après avoir soudé les lignes aux ports du coupleur, il faut aspirer toutes les bavures de façon à ce que la soudure soit tangente à chaque ligne sortant du coupleur (l'angle à chaque ligne est presque droit). Le masque de l'atténuateur est symétrique. En théorie, ceci signifie que le même coefficient de réflexion est présenté aux ports 3 et 4, mais pas les mêmes circuits d'adaptation. En pratique, on peut toujours agir sur les coefficients de réflexion à l'entrée comme à la sortie par l'ajout, aux "stubs" d'un bout de papier d'aluminium quand cela s'avère nécessaire. L'épaisseur de ce papier doit être la même que celle du "stub".

### 3.4.3 Résultats de la simulation

L'adaptation à l'entrée et à la sortie de l'atténuateur sur toute la bande de 40 MHz est montrée à la Figure 41

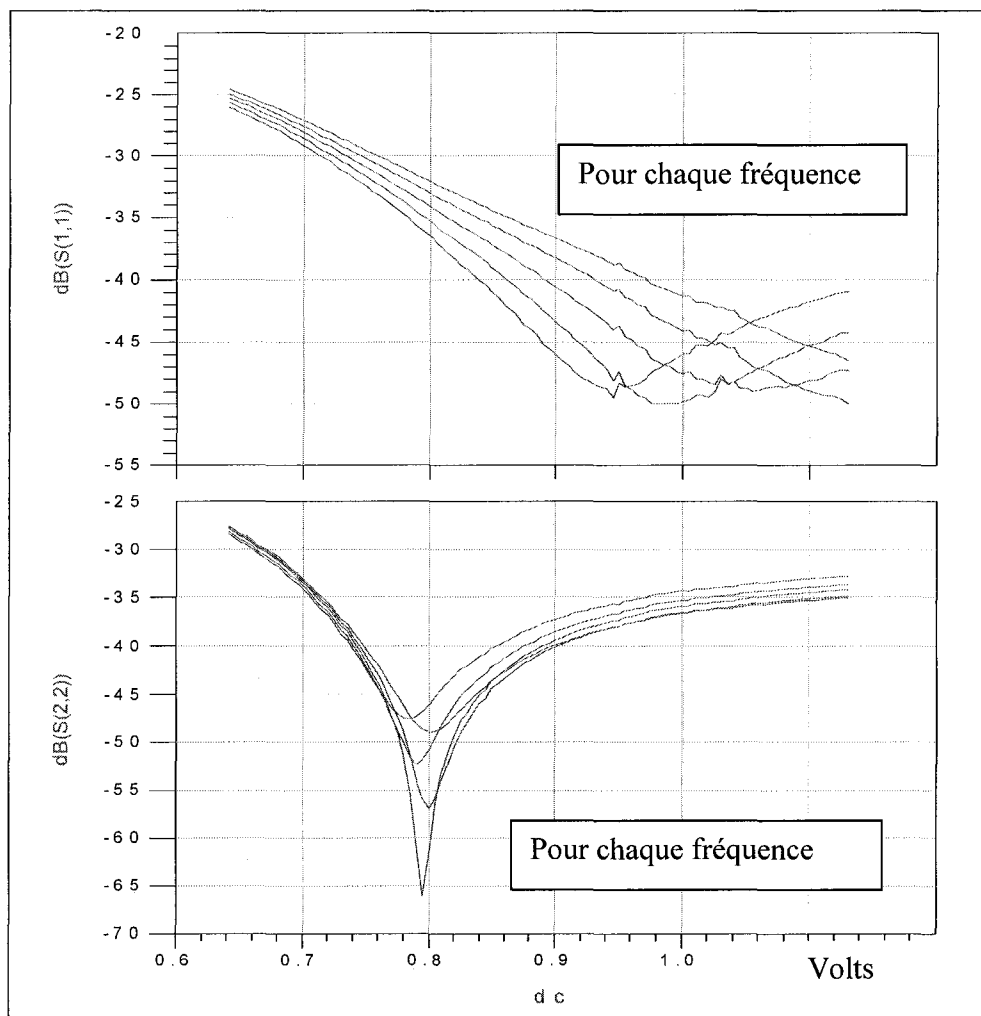


Figure 41 Adaptation à l'entrée et à la sortie en fonction de la tension du contrôle

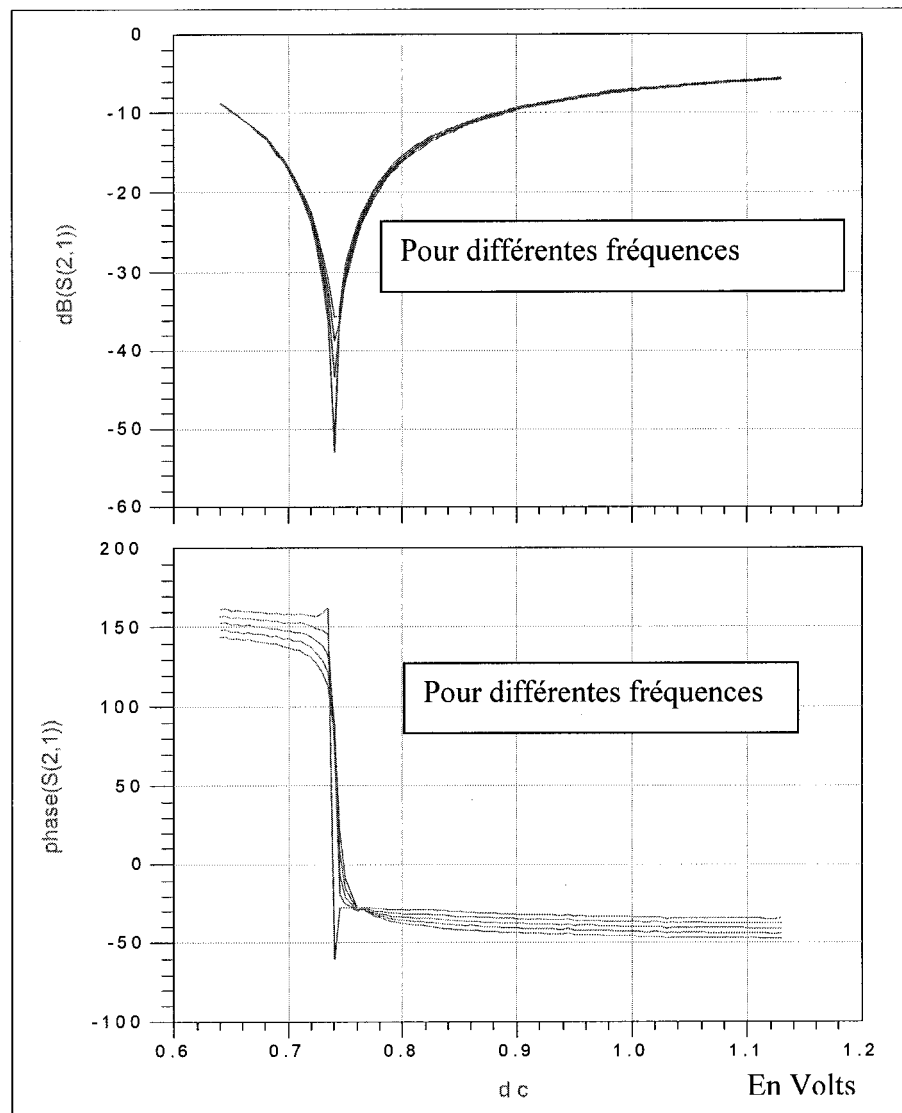


Figure 42 Amplitude et phase du coefficient de transmission

D'après les courbes de la Figure 41, nous pouvons constater qu'une bonne adaptation à l'entrée comme à la sortie est atteinte sur toute la bande. D'après les courbes de la Figure 42, nous constatons l'existence de deux pentes une pente positive et une autre négative séparées par un point où l'atténuation est maximale. Ce point nous signale que les coefficients de réflexion aux ports 3 et 4 sont très proches de  $50\Omega$ . La courbe de la phase nous indique également que nous ne pouvons pas utiliser toute la pente, qu'elle soit



positive ou négative, à cause de la grande variation de la phase associée aux niveaux d'atténuation sur les deux pentes.

### 3.4.3.1 Résultats pratiques et mesures de la pente positive

En pratique, nous devons nous limiter aux parties des pentes où la variation de la phase ne dépasse pas 7 ou 8 degrés. Avec les mesures prises à l'aide de l'analyseur du réseau HP8053, nous pouvons concevoir un circuit simulant l'atténuateur réel (voir Figure 43)

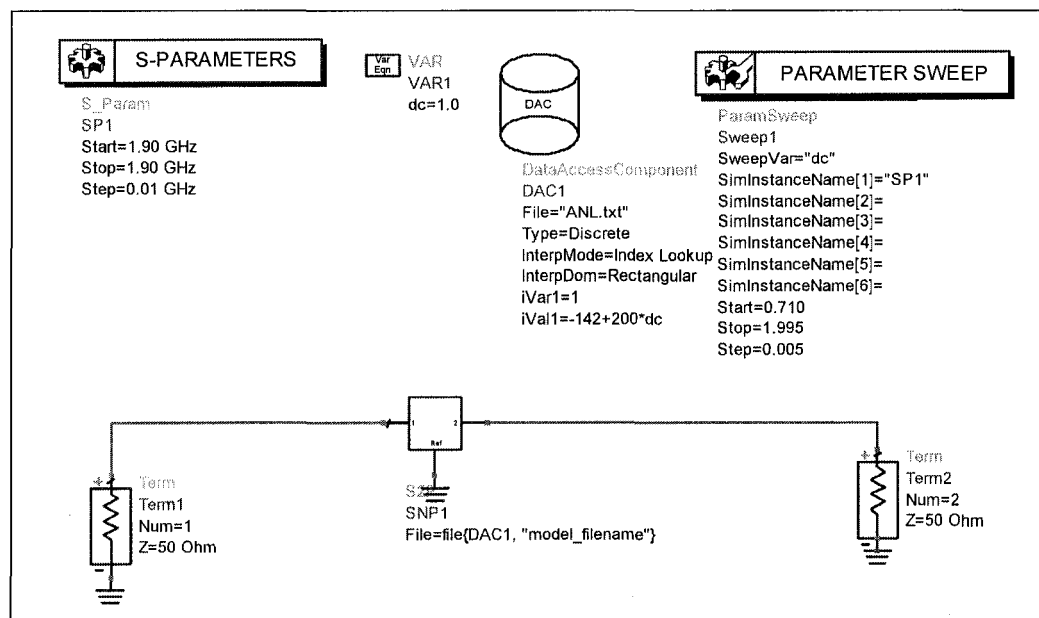


Figure 43 Circuit simulant l'atténuateur réellement conçu

Les résultats de la simulation interprètent réellement tous les paramètres de l'atténuateur comme nous pouvons le voir aux Figures 44 et 45.

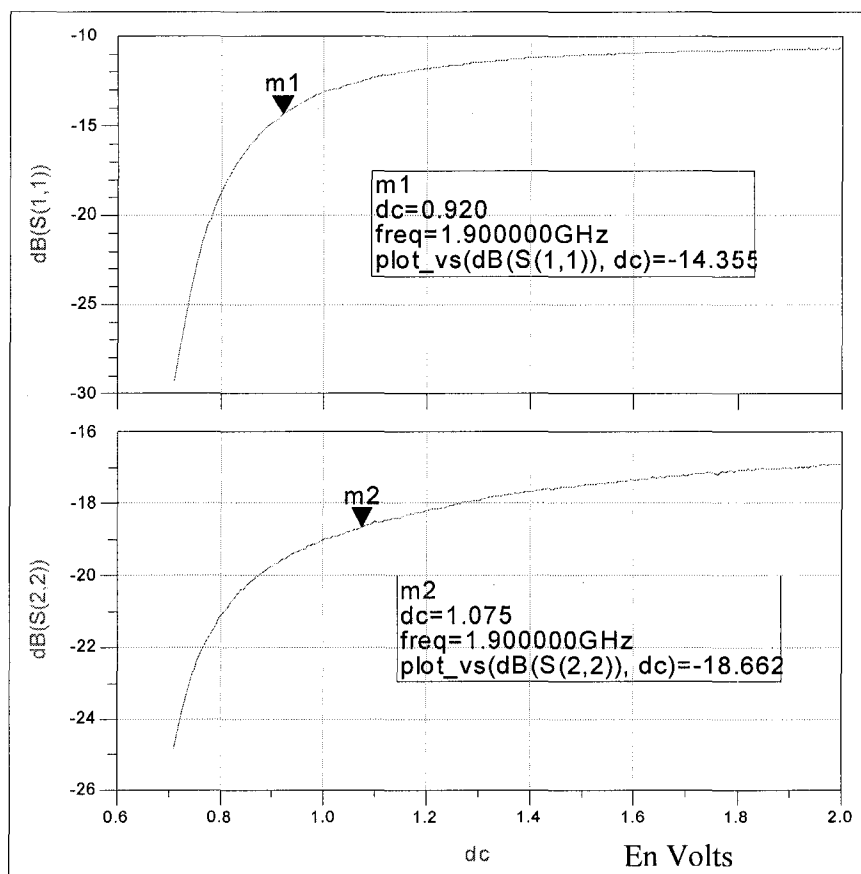


Figure 44 Niveaux d'adaptation à l'entrée et à la sortie

Évidemment, les niveaux d'adaptation varient avec le potentiel de polarisation de la diode PIN. Nous remarquons que le niveau d'adaptation ne s'améliore pas lorsque le potentiel de polarisation croît. Il faut noter que nous ne prenons pas en considération toute la pente positive. En général, l'atténuateur possède un niveau d'adaptation acceptable. Le coefficient de transmission, sur la Figure 45, est le seul paramètre qui détermine la pente du travail de l'atténuateur.

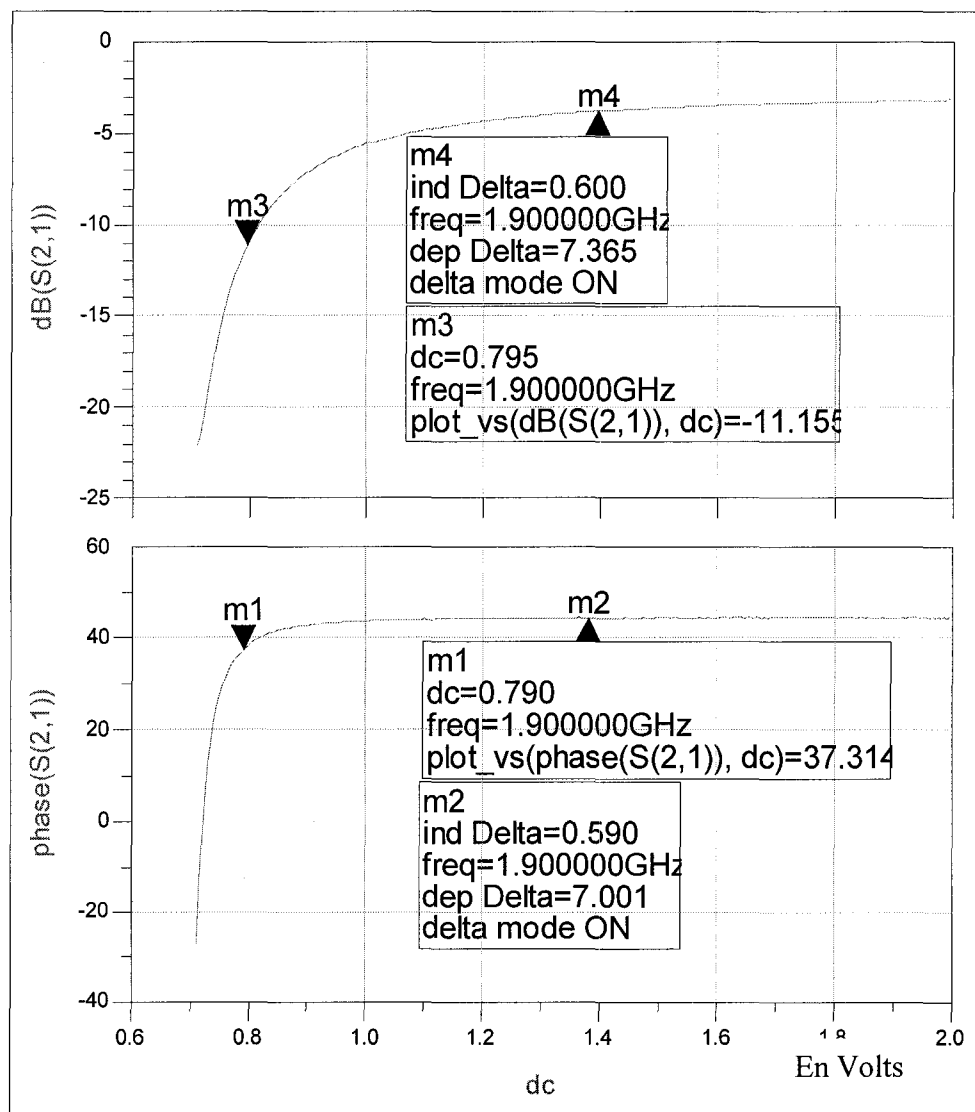


Figure 45 Variation de l'amplitude et de la phase du coefficient de transmission

Les marqueurs 3 et 4 sur la courbe du module montrent la pente utile de l'atténuateur, alors que les marqueurs 1 et 2 sur la courbe de phase montrent qu'une variation de sept degrés accompagne un dynamisme de 11.1 dB.

### 3.4.3.2 Résultats pratiques et mesures de la pente négative

Nous procédons de la même manière que pour la pente positive : seul le *DAC* modélisant les mesures des paramètres *S* de l'atténuateur a changé, d'où les résultats de la Figure 46

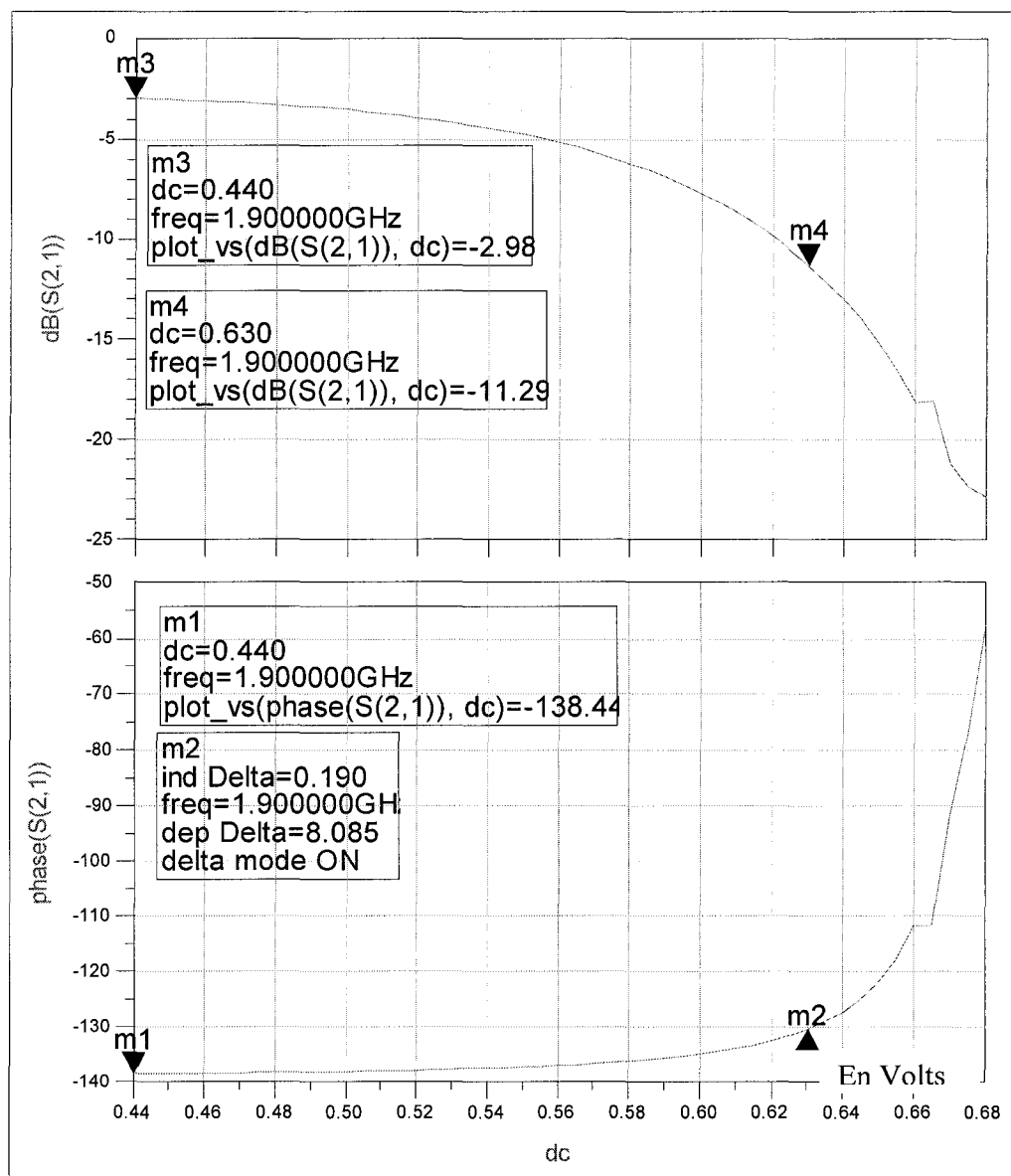


Figure 46 Variation de l'amplitude et de la phase de  $S_{21}$  (pente négative)

De toute évidence, l'atténuateur conçu n'est pas linéaire. Ceci est dû à la non linéarité de la diode PIN. Le niveau d'adaptation à l'entrée de l'atténuateur se perd rapidement, mais reste inférieur à  $-12\text{ dB}$ . Le niveau d'atténuation reste constant en fonction de la fréquence. Nous notons une perte d'insertion importante de  $-2\text{ dB}$ . Ceci est dû aux bavures des soudures et aux pertes causées par le substrat. Bien que les résultats réels se rapprochent des résultats obtenus par simulation du modèle, ils restent différents. Nous constatons aussi que nous sommes en présence d'une insuffisance du modèle.

### 3.5 Conclusion

L'atténuateur variable conçu à la base du modèle trouvé de la diode PIN répond aux exigences du cahier de charges. Nous avons constaté que les caractéristiques de l'atténuateur variable conçu ne sont pas les mêmes que celles du circuit simulé. Ces différences sont dues aux pertes dans les câbles d'alimentation, au calibrage de l'analyseur du réseau, aux pertes ohmiques et aux pertes dans le substrat. Il faut ajouter également, que le modèle de la diode PIN dépend aussi de la fréquence du signal. Toutefois, nous avons omis cette caractéristique de la modélisation de la diode PIN. Une amélioration du modèle est nécessaire. Les valeurs de la résistance  $R_{dc}$ , la capacité  $C_{rf}$  et la bobine  $L_{rf}$  sont aussi à l'origine de la divergence entre la simulation et la pratique. Leurs valeurs peuvent changer pendant la présence du coupleur hybride. Tous ces inconvénients, mineurs peuvent être atténués.

## CHAPITRE 4

### CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN DÉPHASEUR VARIABLE

#### 4.1 Introduction

Le déphaseur est un élément de contrôle dans les circuits micro-ondes. Ce dispositif fait varier la phase du signal à la sortie, alors que l'amplitude du signal reste la même que celle de l'entrée. Dans ce chapitre, nous nous proposons de concevoir et de réaliser un déphaseur contrôlé en tension dont la valeur de déphasage peut varier de  $0$  à  $90$  degrés. La conception sera conduite par la modélisation de la diode Varactor et la simulation sera réalisée avec le logiciel *HPADS*.

Quelle que soit la valeur nominale choisie pour le déphasage dans toute la bande utile de fréquences, un déphaseur idéal doit répondre aux caractéristiques suivantes :

1. La possibilité d'une très large variation de phase ( $0 \dots 90^\circ$ )
2. Une atténuation (perte d'insertions) constante et faible,
3. Une variation linéaire de phase,
4. Une bonne adaptation à l'entrée et à la sortie

#### 4.2 Fonctionnement du déphaseur variable

Lorsqu'une diode Varactor est alimentée en inverse, elle se comporte comme une capacité variable. Si aux ports 3 et 4 du coupleur hybride, on présente le même gamma basé sur une diode Varactor, le coefficient de transmission du circuit changera de phase à chaque potentiel de polarisation inverse de la diode. Pour démontrer ce principe, il faut le décrire sous la forme des équations basées sur la matrice de paramètres  $S$  du coupleur. Dans ce qui suit, nous désignons par  $s_{ij}$  (petit  $s$ ) les paramètres  $S$  du coupleur et par  $S_{ij}$  (grand  $S$ ) les paramètres  $S$  du déphaseur. Nous pouvons montrer que le coefficient de réflexion  $S_{11}$  au port  $1$  du déphaseur s'exprime par :

$$S_{11} = \Gamma (s_{14} s_{41}) + \Gamma (s_{31} s_{13}) \quad (4.1)$$

Pour un coupleur parfaitement symétrique, nous avons :

$$s_{41} = s_{14} \text{ et } s_{31} = s_{13} \quad (4.2)$$

d'où, nous aurons :

$$S_{11} = \Gamma (s_{14}^2 + s_{13}^2) \quad (4.3)$$

Le coefficient  $\Gamma$  peut s'écrire sous la forme :

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\varphi} \quad (4.4)$$

Nous montrons également que le coefficient de transmission  $S_{21}$  du déphaseur s'exprime par l'équation suivante :

$$S_{21} = \Gamma (s_{42}^* s_{32} + s_{41}^* s_{31}) \quad (4.5)$$

Or, pour un coupleur idéal parfaitement symétrique :

$$s_{42} = s_{31} \text{ et } s_{32} = s_{41} \quad (4.6)$$

d'où :

$$S_{21} = 2s_{41} \Gamma s_{31} \quad (4.7)$$

Tenant compte de l'équation (3.7) et vu que le coupleur hybride est censé être idéal et purement réactif, les pertes d'insertions sont nulles.

Le déphasage entre l'entrée et la sortie est donné par la relation suivante :

$$\angle S_{21} = \angle s_{41} + \angle \Gamma + \angle s_{31} \quad (4.8)$$

Le couplage étant en quadrature entre les ports 3 et 4, nous aurons :

$$\angle s_{41} = \angle s_{31} + 90^\circ \quad (4.9)$$

En conséquence,

$$\angle S_{21} = \angle \Gamma + 2 \angle s_{31} + 90^\circ \quad (4.10)$$

Par ailleurs, le coupleur présente, de chaque côté, une longueur électrique  $l = \lambda_o / 4$ .

D'où :

$$\angle s_{31} = \beta l \quad (4.11)$$

Avec  $\beta$  la constante de propagation :

$$\beta = 2\pi / \lambda_o \quad (4.12)$$

$\lambda_o$  est la longueur d'onde à  $f_o = 1.9 \text{ GHz}$

$f_o$  est la fréquence centrale de fonctionnement du coupleur

Nous trouvons alors :



$$\angle s_{31} = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda_o}{4} = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_o} \quad (4.13)$$

et, en définitive :

$$\angle S_{21} = \angle \Gamma + 90^\circ \left(1 - 2 \frac{f}{f_o}\right) \quad (4.14)$$

L'équation (4.14) montre bien que la phase de  $S_{21}$  du déphaseur dépend de la fréquence d'opération. À la fréquence centrale  $f_o$  la phase devient uniquement fonction de l'angle du coefficient de réflexion présenté aux ports 3 et 4. En conséquence, une variation de l'angle de  $\Gamma$  entraîne une variation de la phase de  $S_{21}$ .

Si l'impédance  $Z_v$ , présentée aux ports 3 et 4 du coupleur, est égale à :

$$Z_v = R_c + j X_c \quad (4.15)$$

Alors, le coefficient de réflexion sera :

$$\Gamma_v = \frac{Z_v - Z_o}{Z_v + Z_o} \quad (4.16)$$

où  $Z_o$  est l'impédance caractéristique ( $50\Omega$ ), nous aurons :

$$|\Gamma_v| = \sqrt{\left[ \frac{R_c^2 - Z_o^2 + X_c^2}{(R_c + Z_o)^2 + X_c^2} \right]^2 + \left[ \frac{2Z_o X_c}{(R_c + Z_o)^2 + X_c^2} \right]^2} \quad (4.17)$$

et

$$\angle \Gamma_v = \arctg \left( \frac{2Z_o X_c}{R_c^2 - Z_o^2 + X_c^2} \right) \quad (4.18)$$

Dans le cas où la charge serait une capacité idéale ( $R_c=0$ ) :

$$Z_v = \frac{1}{jC\omega} \quad (4.19)$$

Donc, quand  $C \rightarrow +\infty$  et, tenant compte de l'équation (4.14) à  $f=f_0$ , nous aurons :

$$\angle \Gamma_v = +180^\circ \text{ et } \angle S_{21} = +90^\circ \quad (4.20)$$

Et si  $C \rightarrow 0$ , alors :

$$\angle \Gamma_v = 0 \text{ et } \angle S_{21} = -90^\circ \quad (4.21)$$

Quelle que soit la valeur de  $C$ , le déphasage sera toujours inférieur ou égal à 180 degrés.

### 4.3 La diode Varactor comme capacité variable

Considérons une jonction polarisée en inverse par une tension  $V < 0$ , comme le montre la Figure 47. La tension appliquée à la zone de transition est alors :

$$\Phi_T = \Phi - V \quad (4.22)$$

Dans ce cas, nous pouvons considérer la jonction comme un condensateur plan d'épaisseur  $W_T$ , d'aire  $A$  et de constante diélectrique  $\epsilon$  où  $W_T$ ,  $A$  et  $\epsilon$  représentent respectivement la largeur totale de la zone de transition, l'aire de la jonction et la constante du matériau.

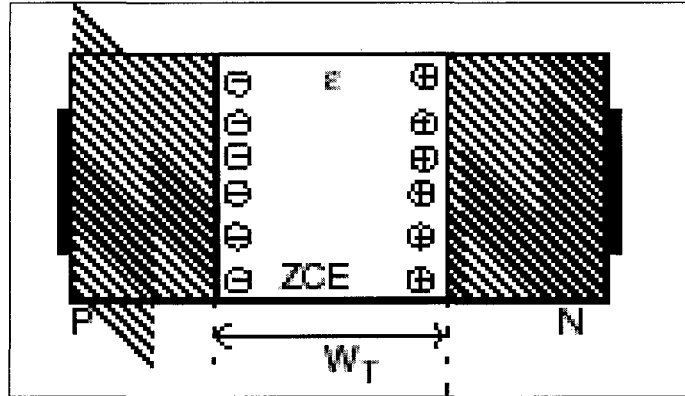


Figure 47 Capacité de transition de la jonction polarisée en inverse

La capacité de transition est alors :

$$C_T = \frac{\epsilon A}{W_T} \quad (4.23)$$

Où  $W_T$  est donnée par :

$$W_T = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \Phi_T} \quad (4.24)$$

On en tire finalement :

$$C_T = \frac{\epsilon A}{\sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \sqrt{\Phi - V}}} = \frac{C_{T0}}{\sqrt{1 - \frac{V}{\Phi}}} \quad (4.25)$$

$$C_{T0} = \frac{\epsilon A}{\sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \Phi}} \quad (4.26)$$

Où :

$N_A$  est la densité de porteur majoritaire côté P =  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ .

$N_D$  est la densité de porteur majoritaire côté N=  $10^{15} \text{ cm}^{-3}$ .

$(q)$  est la charge d'électron =  $1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ .

$\epsilon$  est la constante diélectrique =  $11.7 \epsilon_0$ .

$\Phi$  est la potentiel de la diffusion de la jonction 850 mV.

En général, une diode Varactor polarisée en tension inverse présente une capacité variable avec la tension  $V$  selon la loi théorique :

$$C_T(V) = \frac{C_{T0}}{\left(1 - \frac{V}{\Phi}\right)^\gamma} \quad (4.27)$$

Où  $\gamma$  est un coefficient qui dépend du profil de dopage [8] ( $\gamma = 0.5$  pour un profil abrupt et  $\gamma = 1.25$  pour un profil hyper-abrupt). En conséquence, le coefficient de réflexion  $\Gamma$  est complexe et s'exprime par :

$$\Gamma = \left[ \frac{1 - j\omega C_T(V)Z_0}{1 + j\omega C_T(V)Z_0} \right] = |\Gamma| e^{j\varphi} \quad (4.28)$$

Nous pouvons remarquer que son module est constant (égal à l'unité), mais que sa phase  $\varphi$  est largement variable avec la tension de polarisation  $V$ .

$$\varphi = -2 \arctg (\omega C_T(V)Z_0) \quad (4.29)$$

Dans ce travail, nous utiliserons ce type de composant pour réaliser un déphaseur contrôlé par une tension continue.

#### 4.4 Modélisation de la diode Varactor VM34

La diode VM34 de la compagnie Metellics a un package *SOT23*, elle peut être montée en surface. Pour ce faire, nous avons fabriqué un masque à un port (voir Figure 48). L'analyse du coefficient de réflexion  $S_{11}$  à chaque potentiel de polarisation inverse nous permet de trouver la variation de la capacité et, par la suite, le modèle de cette diode. Il faut tenir compte du fait que, pendant le test de la diode, nous n'avons pas de problème avec le courant car la diode présente une capacité. Le voltage de polarisation peut varier de 0 à 30 volts.

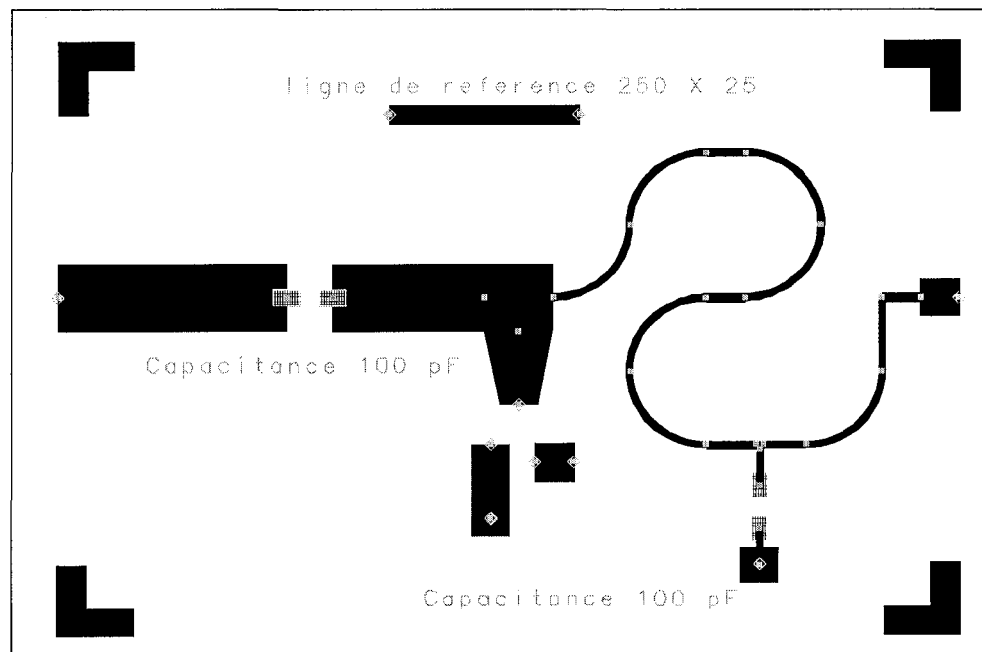


Figure 48 Masque de la diode Varactor

La variation du potentiel de la polarisation inverse engendre une variation dans la capacité de la diode et, par la suite, la phase du coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Les mesures prises à l'aide d'analyseur de réseaux ont montré que ce coefficient dépend également de la fréquence. Avec toutes les mesures prises, nous avons créé un circuit simulant la réalité comme le montre la Figure 49.

Une simulation S paramètres nous donne les résultats pratiques que l'on retrouve à la Figure 50.

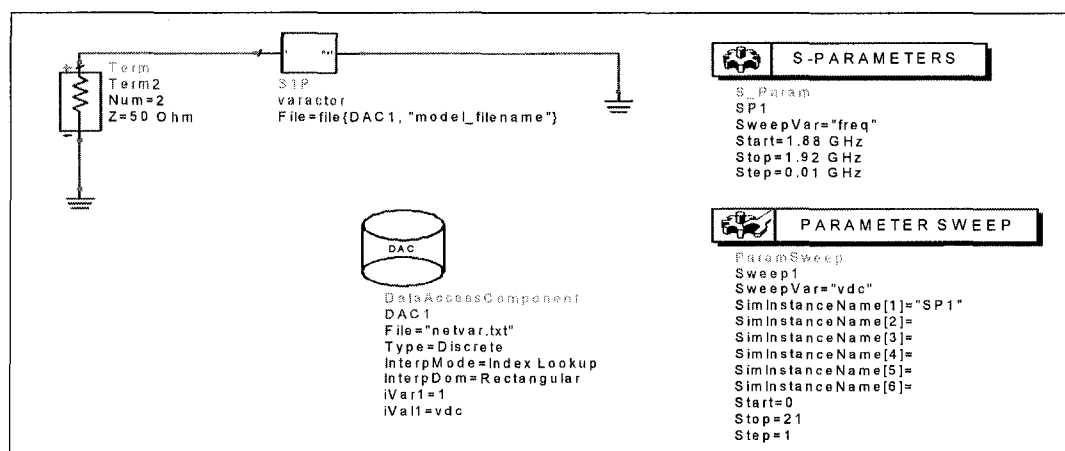


Figure 49 Circuit modélisant le masque de la diode Varactor

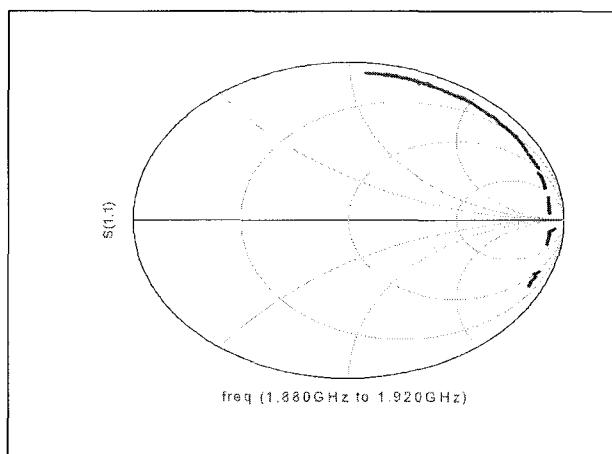


Figure 50 Résultats expérimentaux du circuit

Pour chercher le modèle de la diode, nous devons concevoir un circuit électrique identique à celui du masque. La diode sera remplacée par un circuit électrique dont les éléments seront calculés à partir de l'égalité des deux coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  des circuits de la Figure 51.  $S_{11}$  est le coefficient de réflexion associé au résultat pratique,

alors que  $S_{22}$  est le coefficient de réflexion associé au circuit de la simulation comportant le circuit équivalent à la diode Varactor.

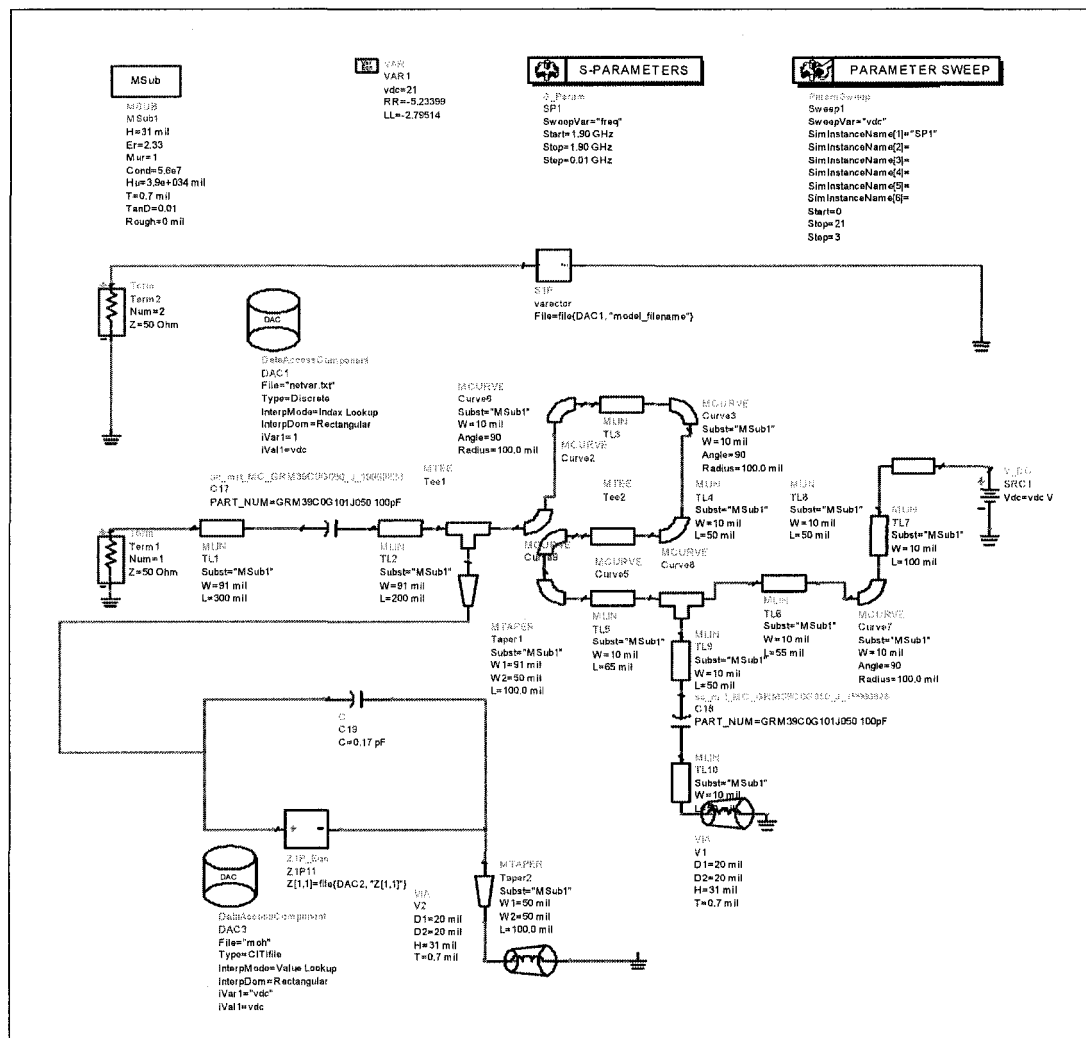


Figure 51 Circuits de comparaison des paramètres S

La diode Varactor est remplacée par une impédance (Z1P1) ayant une partie réelle et une partie imaginaire. Ce circuit est monté en parallèle, avec une capacité de valeur constante modélisant les capacités parasites. Le circuit Z1P1 représente, en fait, une équation d'une impédance donnée. Nous avons choisi ce type de modélisation pour la

simplification des tâches, vu le grand nombre des mesures. À chaque fréquence, nous avons effectué une simulation des paramètres S du circuit de la Figure 51 et à chaque potentiel, nous avons noté les valeurs de la partie réelle et celles de la partie imaginaire de l'impédance  $Z_{1P1}$ , pour lesquelles les deux paramètres S sont égaux. Les variations de la partie réelle et de la partie imaginaire sont affichées aux Figures 52 et 53.

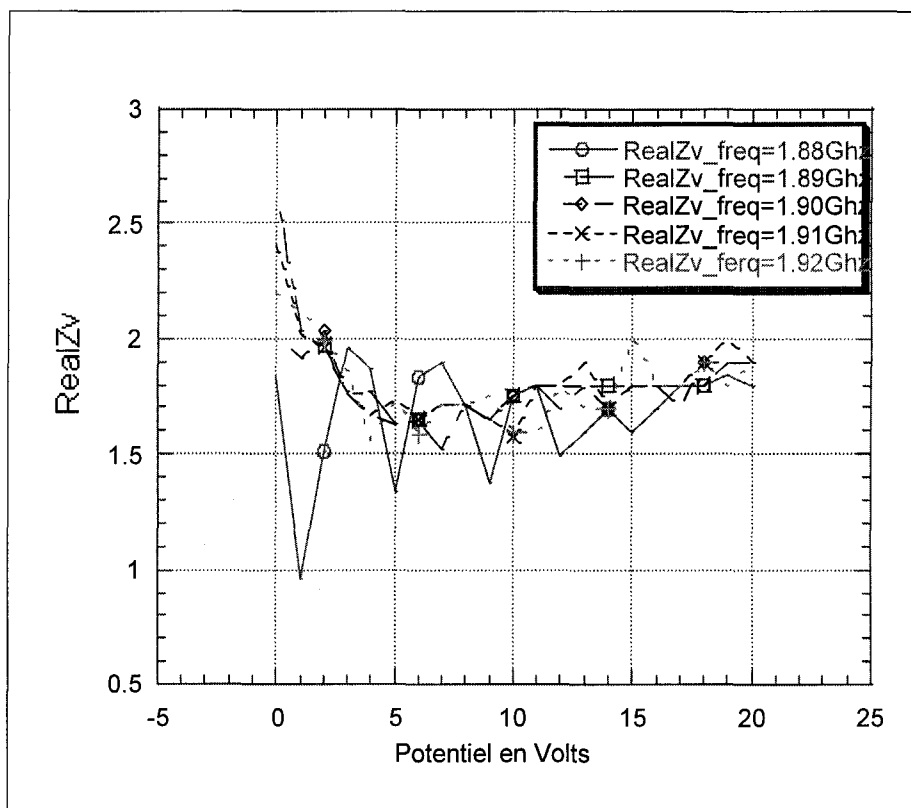


Figure 52 Variation de la partie réelle de l'impédance de la diode Varactor



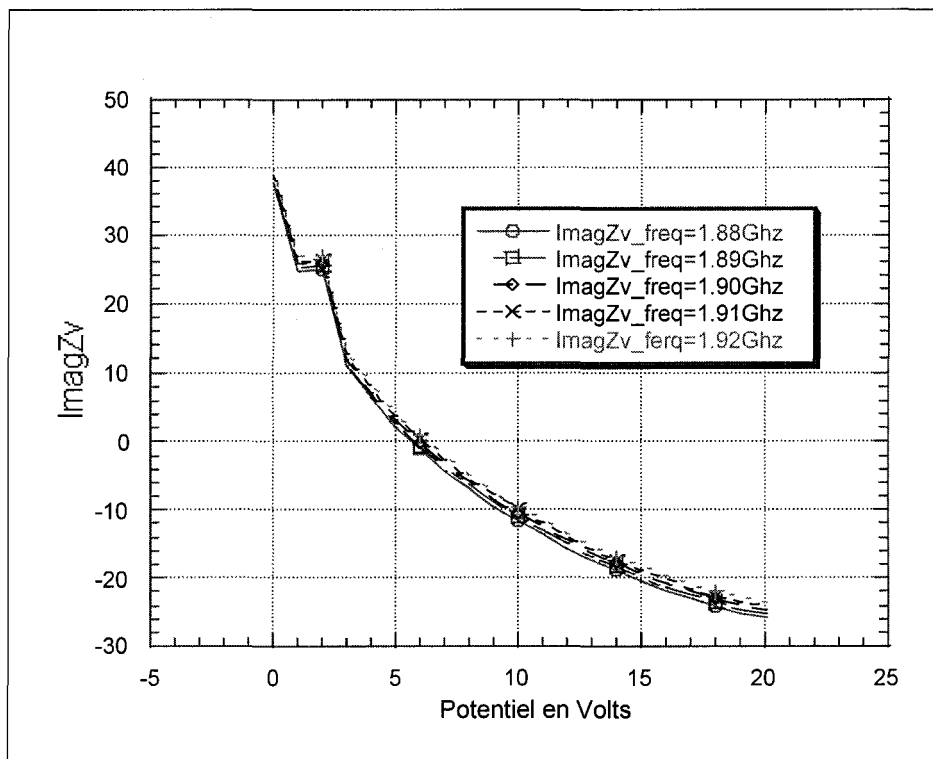


Figure 53 Variation de la partie imaginaire de l'impédance de la diode Varactor

À partir des valeurs trouvées de la résistance et de la réactance, nous avons déterminé le modèle de la Figure 54.

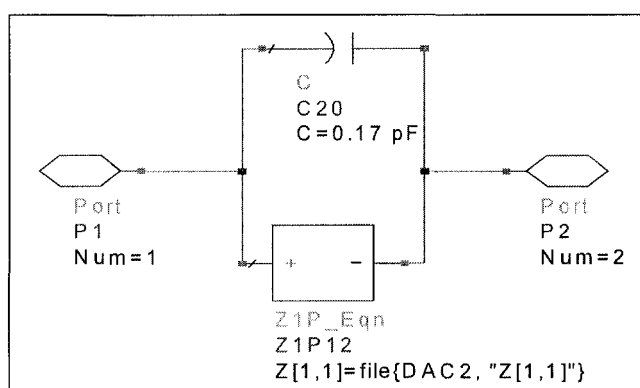


Figure 54 Circuit équivalent à la diode Varactor

Le fichier associé à l'impédance modélisant la diode Varactor polarisée en inverse est créé à partir de la fenêtre *DATA DISPLAY* de *HPADS*. En effet, puisque nous avons effectué 20 mesures ( ce qui veut dire que nous avons 20 fichiers d'extension .ds) sur une bande de 40 MHz avec un pas de 10 MHz, nous devons avoir 20x5 impédances différentes. L'arrangement de toutes ces données dans un seul fichier compréhensible par le logiciel *HPADS* est décrit dans un ``citifile`` contrôlé par un *DAC* de type *MDIF*.

#### 4.5 Vérification du modèle de la diode Varactor

Une simulation des S paramètres du circuit de la Figure 51, où la diode est remplacée par le circuit de la Figure 54 nous donne les résultats affichés à la Figure 55. Sur l'abaque de Smith, nous constatons que les paramètres S du circuit réel et celles de la simulation sont identiques à toutes les valeurs du potentiel de la polarisation et à chaque fréquence.

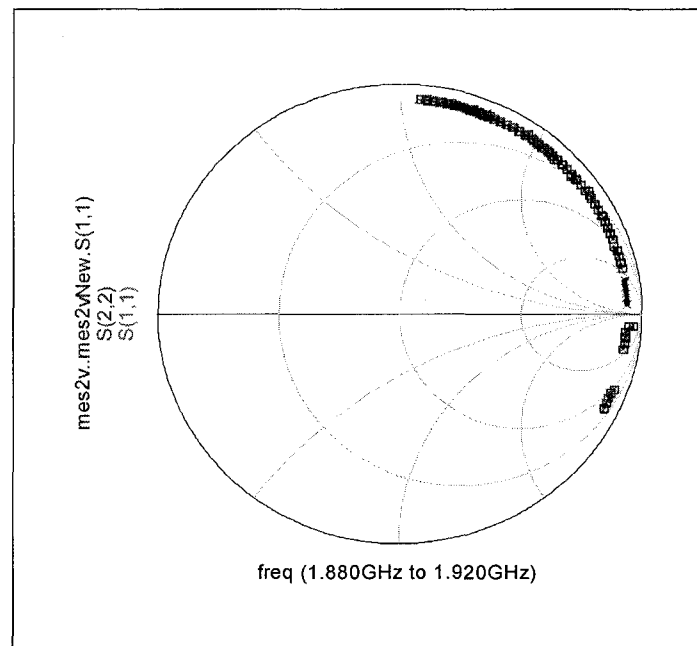


Figure 55 Comparaison de paramètres S ( $S(1,1)=S(2,2)$ )

La Figure 55 montre que le modèle trouvé décrit la physique de la diode Varactor. Une amélioration est nécessaire pour couvrir toute la bande de fréquences.

L'erreur absolue sur la phase et sur toute la bande de fréquences est affichée à la Figure 56. Aux fréquences  $freq = 1.88 \text{ GHz}$  et  $freq = 1.92 \text{ GHz}$ , et quand  $vdc = 7 \text{ V}$  et  $vdc = 14 \text{ V}$ , l'erreur n'est pas nulle (2 degrés). À la fréquence centrale de  $1.9 \text{ GHz}$ , l'erreur absolue est égale à zéro.

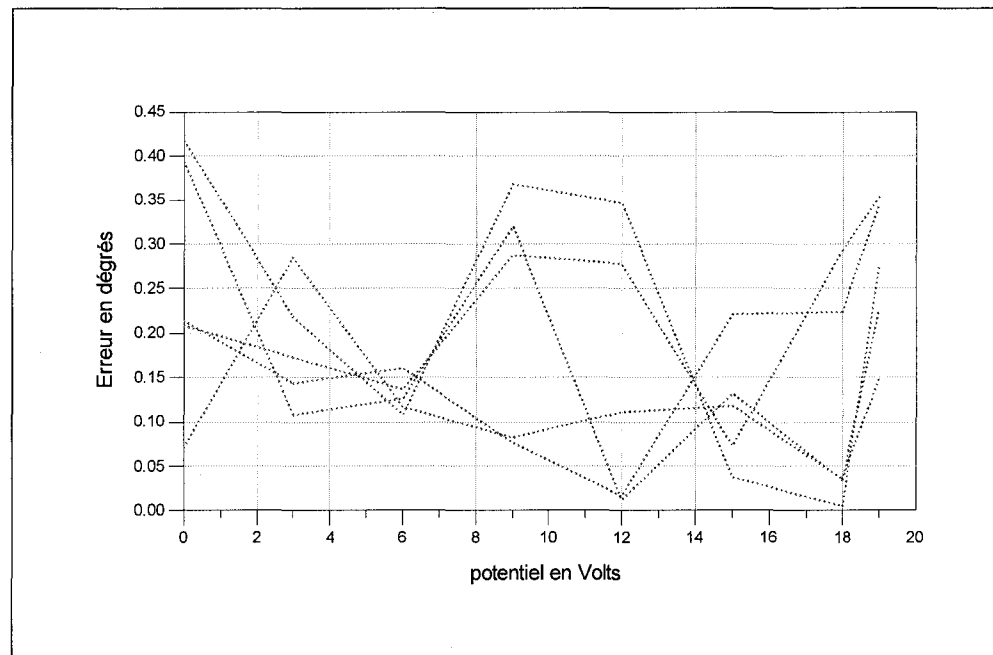


Figure 56 Erreur absolue sur la phase

#### 4.6 Conception d'un nouveau $\Gamma$ aux ports 3 et 4

À l'instar de l'atténuateur, nous devons concevoir un circuit électrique ayant un coefficient de réflexion proche du cas idéal, tel que l'indique l'abaque de Smith à la Figure 57. Un déphaseur idéal doit avoir un coefficient de transmission  $S_{21}$  qui varient en fonction du potentiel de polarisation sur le cercle  $r = 0$  de l'abaque de Smith. Le coupleur étant un élément passif, introduira quelques variations sur le module et la phase, mais il garde la même forme que celle de  $\Gamma$  présentée aux ports 3 et 4 du coupleur.

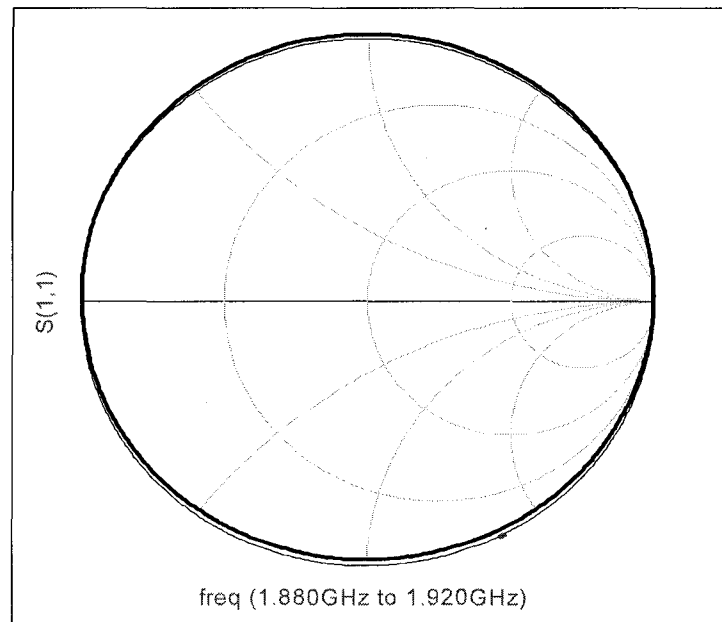
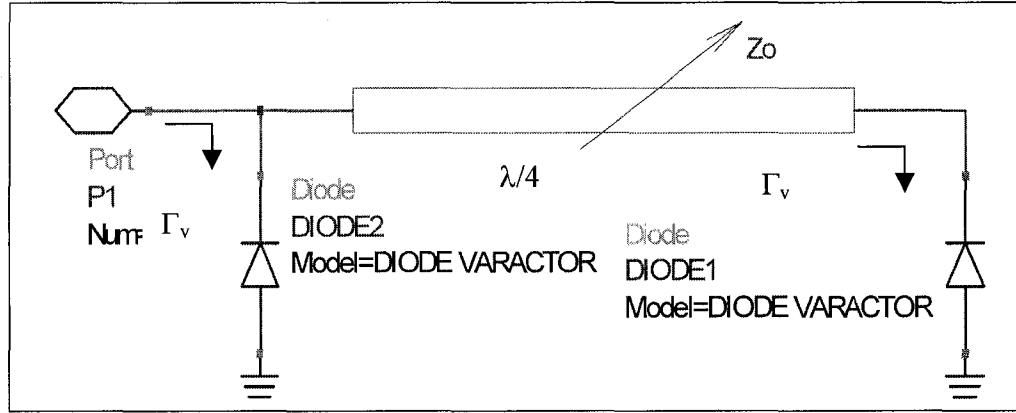


Figure 57 Caractéristique d'un déphaseur idéal

Dans ce cas, le déphaseur est de  $360^\circ$  et sans perte. Dans notre conception, le  $S_{21}$  doit s'approcher le plus possible de  $S_{11}$  de la Figure 57. À partir du circuit représentant le coefficient de réflexion  $\Gamma$  de la Figure 55, nous introduisons des modifications sur ce circuit pour extraire le maximum de dynamisme de phase et le minimum de pertes. La topologie représentée à la Figure 58 permet l'amélioration du dynamisme et la réductions des pertes d'insertions.

Figure 58 Topologie de nouveau  $\Gamma$ 

La topologie du circuit représenté à la Figure 58 montre qu'il y a deux diodes Varactor séparées par une ligne de longueur  $\lambda/4$  et d'impédance de  $Z_o$  variable. Le circuit de polarisation reste le même que celui utilisé pour la recherche du modèle de la diode.

La ligne de transmission de longueur  $\lambda/4$  et d'impédance  $Z_o$  transforme l'impédance de la diode Varactor  $Z_v$  en :

$$Z_1 = \frac{Z_o^2}{Z_v} \quad (4.30)$$

Comme l'impédance  $Z_1$  est en parallèle avec  $Z_v$ , l'impédance équivalent au circuit est :

$$Z_e = \frac{\frac{Z_o^2}{Z_v} Z_v}{\frac{Z_o^2}{Z_v} + Z_v} = \frac{Z_o^2 Z_v}{Z_o^2 + Z_v^2} \quad (4.31)$$

Nous pouvons donc calculer le coefficient de réflexion au port 1 de la Figure 56. Si ce port détient une impédance caractéristique égale à  $Z_0/2$ , le coefficient de réflexion est alors :

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_0/2}{Z_e + Z_0/2} \quad (4.32)$$

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_o^2 Z_v}{Z_o^2 + Z_v^2} - Z_o/2}{\frac{Z_o^2 Z_v}{Z_o^2 + Z_v^2} + Z_o/2} = - \frac{(Z_o - Z_v)^2}{(Z_o + Z_v)^2} \quad (4.33)$$

Nous aurons alors :

$$\Gamma = -\Gamma_v^2 \quad (4.34)$$

Nous pouvons noter que la phase a doublé. Toutefois, cette configuration du circuit de la Figure 58 nous oblige à transformer l'impédance caractéristique  $Z_0$  du port 1 à sa moitié ( $Z_0/2$ ). Or le port 1 n'est autre que le port 3 ou 4 du coupleur hybride ayant  $Z_0$  comme impédance à chaque port.

Doubler le dynamisme de phase a pour conséquence de doubler les pertes d'insertions. La ligne de longueur  $\lambda/4$  et d'impédance  $Z_0$  variable peut augmenter le dynamisme de phase, mais augmente aussi les pertes d'insertions. Donc, l'impédance caractéristique de la ligne de longueur  $\lambda/4$  est un facteur déterminant du dynamisme de phase et des pertes voulus. Nous avons conçu le circuit électrique représenté à la Figure 59.

Les résultats obtenus par la simulation du circuit de la Figure 59 montrent bien que les pertes d'insertion et le dynamisme de phase augmentent en fonction de l'augmentation de l'impédance caractéristique du transformateur. Les simulations sont effectuées pour trois largeurs différentes du transformateur. L'impédance caractéristique  $Z_0$  correspond à une largeur de 91 mil. Plus l'impédance de cette ligne s'approche de la valeur  $Z_0$ , plus le dynamisme de phase augmente.

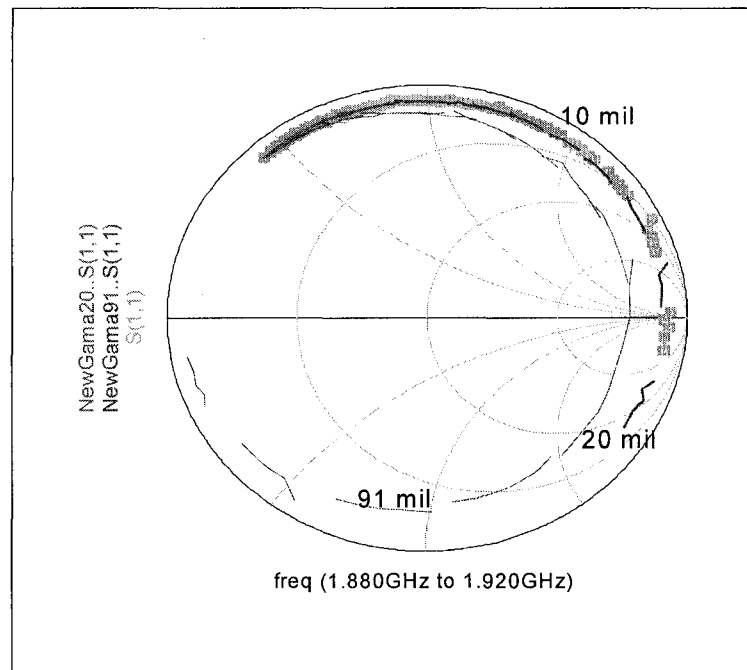


Figure 60 Variation de la phase de nouveau  $\Gamma$

## 4.7 Conception et fabrication du déphaseur variable

### 4.7.1 Simulation du déphaseur

À la base du circuit électrique de la Figure 59, nous avons conçu le circuit du déphaseur variable. Nous avons modifié la longueur du transformateur pour avoir de meilleurs résultats. Le transformateur de largeur 10 mil a donné un minimum des pertes d'insertions accompagné d'un bon dynamisme de phase. La Figure 61 illustre le circuit électrique du déphaseur, composé de deux branches identiques aux ports 3 et 4 du coupleur hybride. Les diodes Varactor sont polarisées à partir d'un circuit d'alimentation comportant une capacité de découplage et une ligne de haute impédance de longueur  $\lambda/4$ .



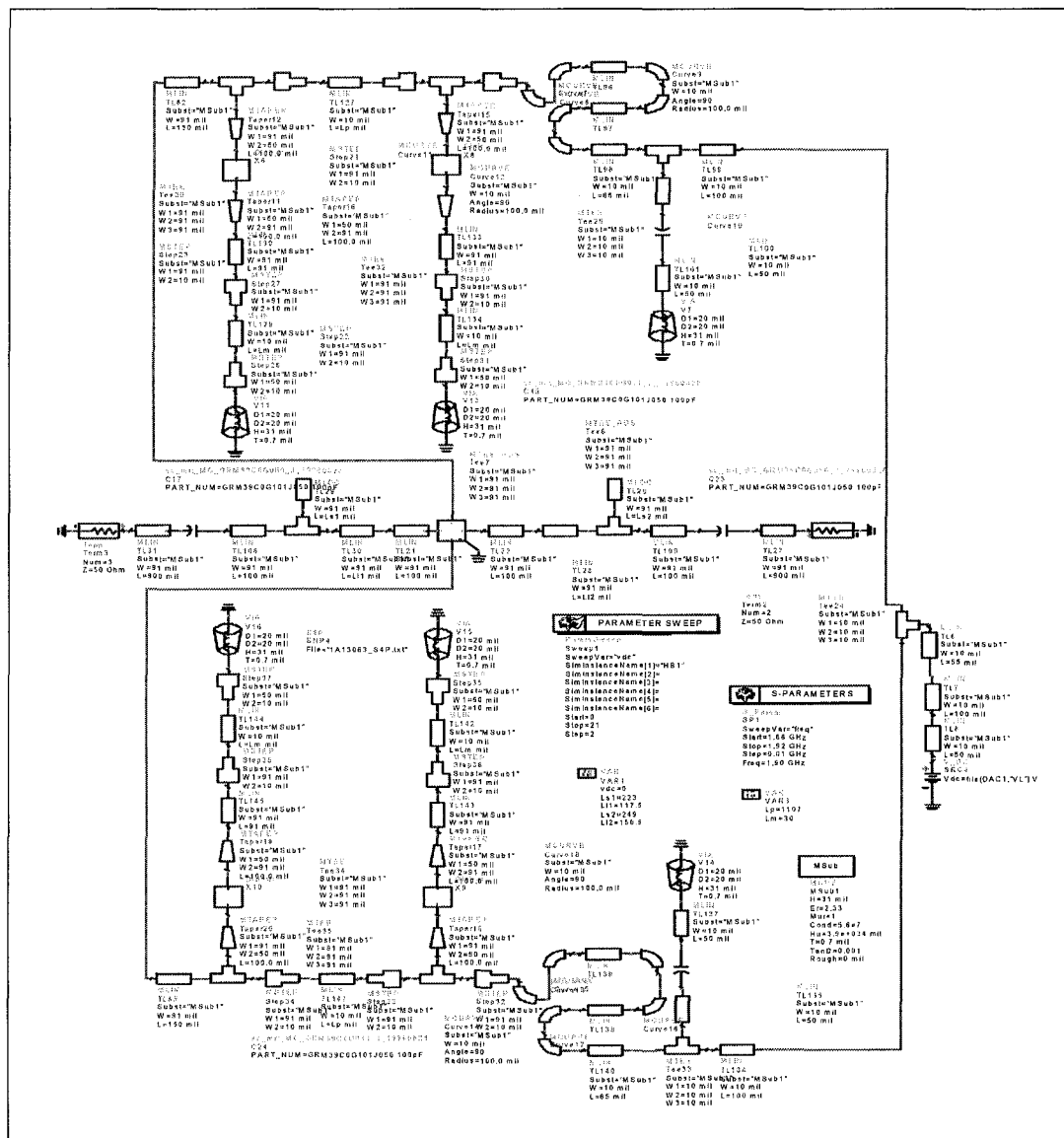


Figure 61 Circuit électrique du déphaseur

Les deux diodes Varactor sont séparées par une ligne à haute impédance de longueur  $\lambda/4$ . Les circuits d'adaptation à l'entrée comme à la sortie apparaissent sous la forme d'une ligne de transmission en parallèle avec un stub. Les résultats de la simulation du circuit sont illustrés aux Figures 62 et 63.

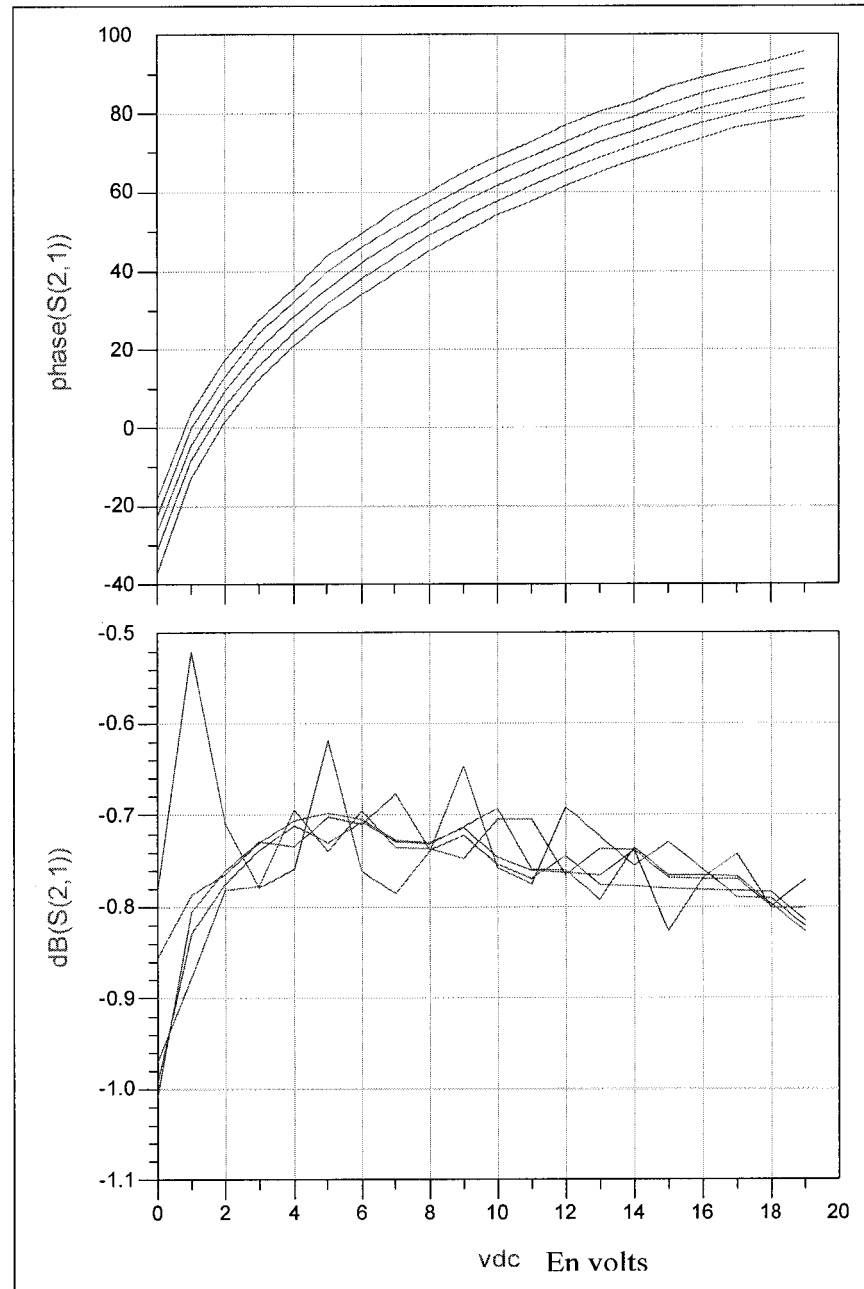


Figure 62 Variations de la phase et de l'amplitude de  $S_{21}$  du déphaseur

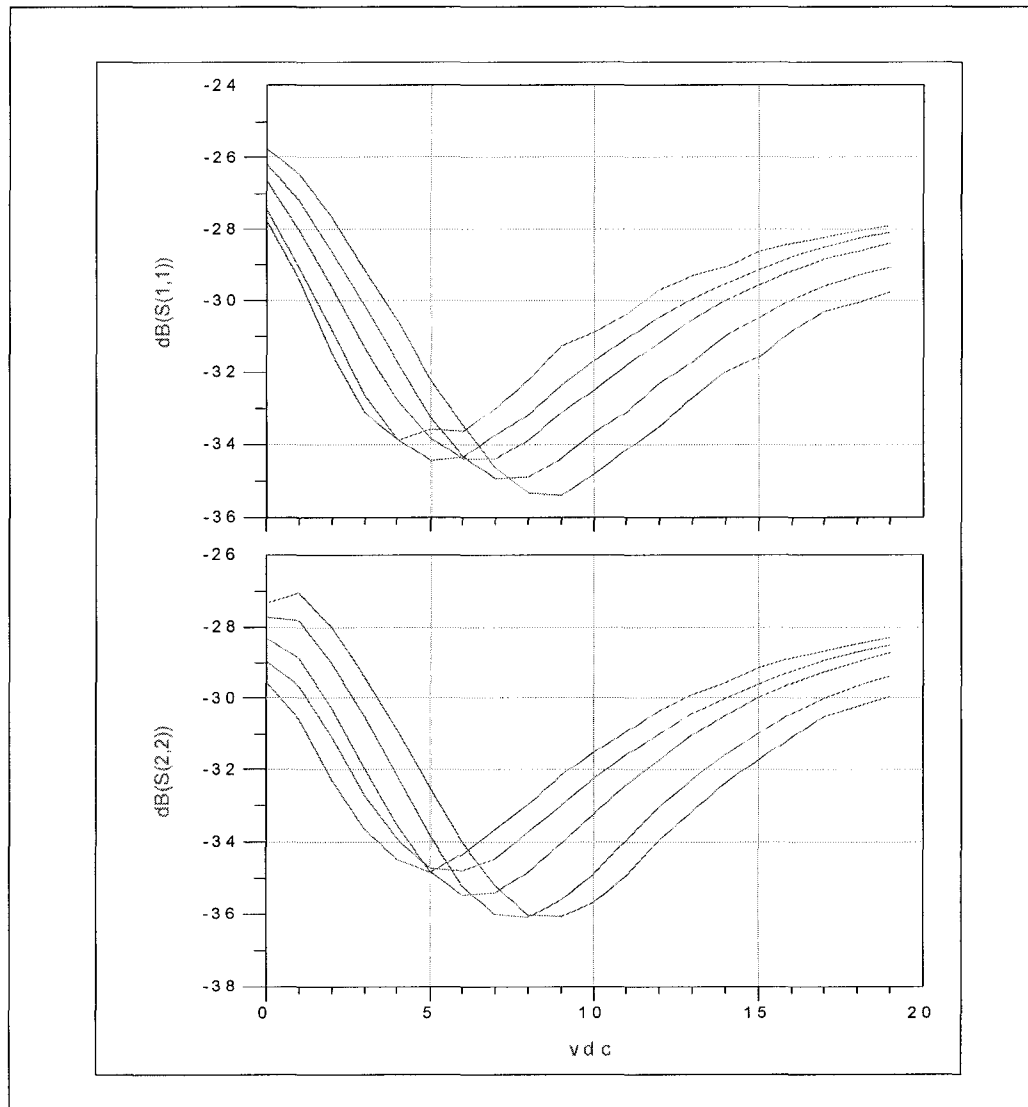


Figure 63 Adaptation à l'entrée et à la sortie du déphaseur

D'après la Figure 63, le déphaseur est très bien adapté à la sortie et à l'entrée, avec un niveau d'adaptation maximal de  $-25 \text{ dB}$ . La Figure 62 montre que le dynamisme de la phase est de  $114$  degrés. La courbe de la variation de la phase est une fonction croissante non linéaire. D'après la courbe représentant l'amplitude du coefficient de transmission  $S_{21}$  du déphaseur, nous constatons que la valeur d'atténuation est de  $0.3 \text{ dB}$  sur toute la bande de fréquences. Les pertes d'insertions sont aussi variables. Toutes les valeurs  $S_{21}$

ne se situent pas sur le même cercle à coefficient de réflexion constant (C1), mais sur un autre cercle (C2) admettant pour centre le point A. Pour s'assurer que les pertes d'insertions sont constantes, il faut ramener le point A au point O (voir Figure 64). Pour ce faire, il faut ajouter une résistance en parallèle à la diode Varactor. Toutefois, la réalisation pratique peut poser des problèmes d'alimentation. Enfin, nos résultats ne se sont pas améliorés par rapport au circuit initial avec l'ajout d'une résistance fixe, donc nous avons abandonné cette solution.

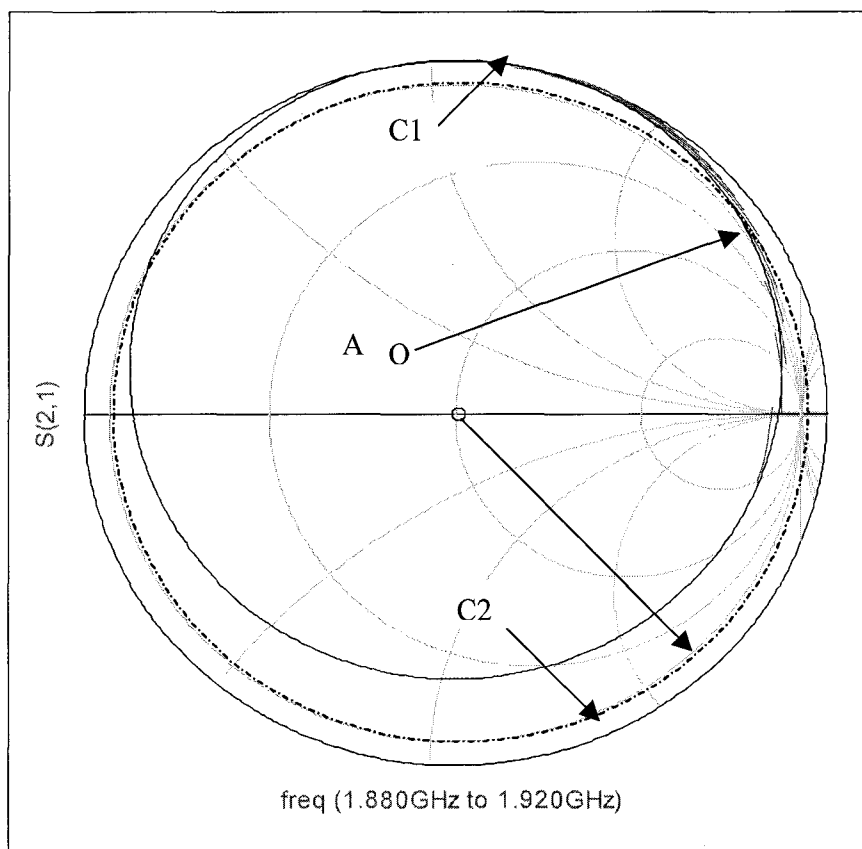


Figure 64 Variation des pertes d'insertions du déphaseur



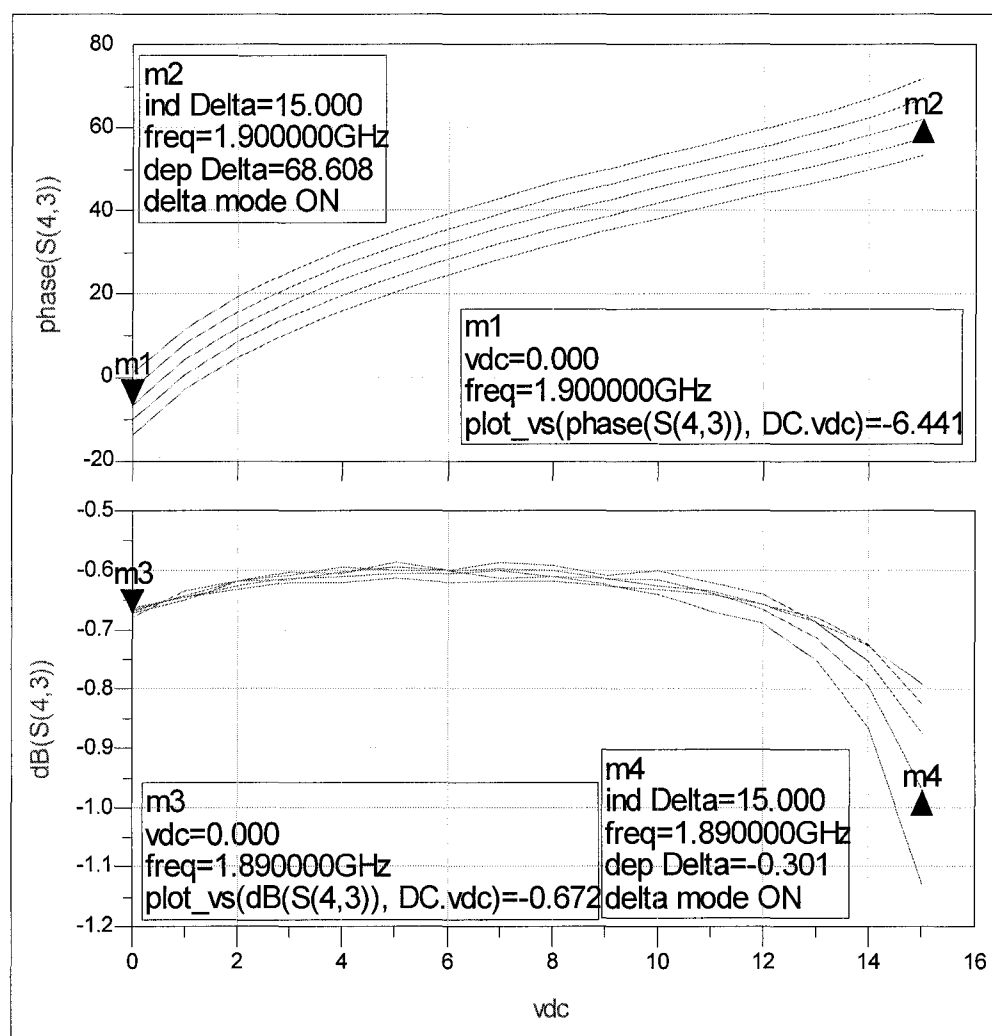


Figure 66 Variation de la phase et du module du déphaseur

La Figure 66 montre que la variation de l'amplitude du coefficient de transmission du déphaseur ne dépasse pas le 0.3 dB sur tout le domaine de variation du potentiel de polarisation. Les pertes d'insertions demeurent constantes sur une grande plage de la variation de la phase. La Figure 67 montre que les coefficients se retrouvent tous au presque, sur le même cercle.

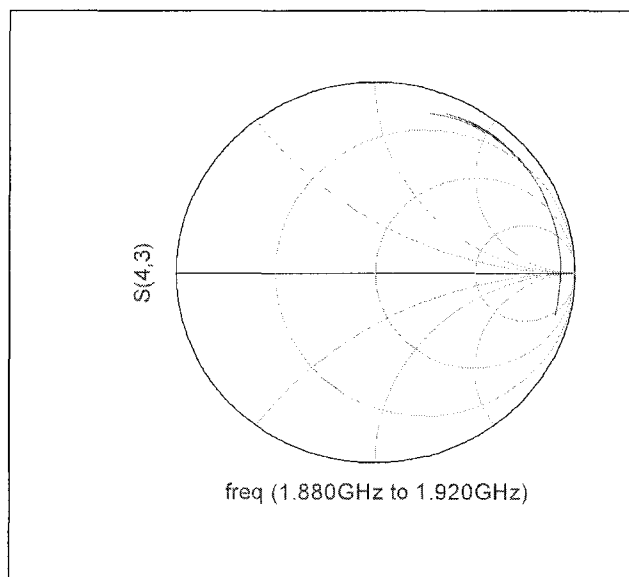


Figure 67 Variation du coefficient de transmission du déphaseur

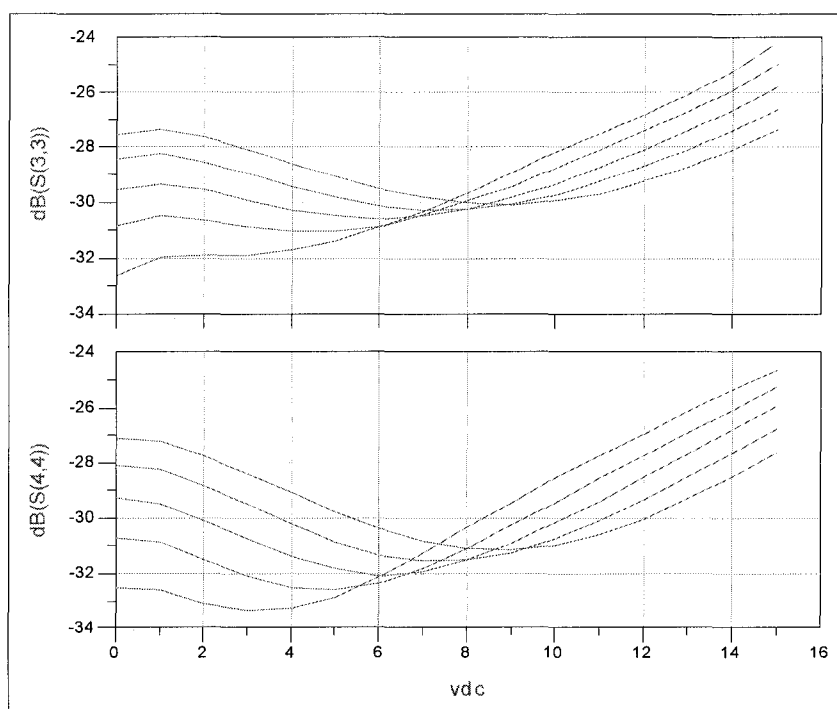


Figure 68 Niveaux d'adaptation à la sortie et à l'entrée du déphaseur

#### **4.8 Conclusion**

Le déphaseur conçu répond aux exigences demandées, mais on peut constater que son dynamisme de phase ne dépasse pas les 90 degrés. Les pertes d'insertions du déphaseur sont importantes par rapport à celles d'un déphaseur idéal. Ces pertes sont constantes sur la majeure partie du domaine de variation du potentiel de polarisation. Le modèle de la diode Varactor reste toujours insuffisant pour l'utilisation pendant la conception des autres circuits. Ceci est dû au faible nombre de mesures prises pendant la modélisation et la non continuité du modèle. Le modèle de la diode reste exact uniquement aux points bien définis de la polarisation.



## CHAPITRE 5

### LINÉARISATION DU DÉPHASEUR ET DE L'ATTÉNUATEUR CONCUS

#### 5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous examinons les procédures de linéarisation de l'atténuateur et du déphaseur conçu. La méthode utilisée est basée sur une transformation  $Dc-Dc$ . Cette méthode consiste à distordre le potentiel de polarisation initial de la diode Varactor ou la diode PIN, pour que cette diode, alimentée avec le nouveau potentiel distordu, ait une caractéristique linéaire. Cette méthode ne doit pas introduire une modification sur les modèles trouvés aux chapitres 2 et 3. Pour ce faire, nous utilisons la carte STK500 [9], muni d'un microcontrôleur Atmega 163L [10].

Chaque potentiel de polarisation sera transformé dans une combinaison des bits. Cette combinaison sera, par la suite, transformée par un convertisseur numérique-analogique pour alimenter l'atténuateur ou le déphaseur. Une table (Look-Up) sera élaborée et programmée dans la mémoire flash de la carte, pour que l'alimentation soit automatique.

Nous examinons également une méthode de transformation analogique dans le cas de la linéarisation de la pente positive de l'atténuateur. Un montage logarithmique sera élaboré.

#### 5.2 Linéarisation de l'atténuateur (simulation)

La linéarisation de l'atténuateur consiste à transformer le potentiel  $Dc$  de polarisation en un autre potentiel  $Dct$  afin que la variation du module  $S_{21}$ , par rapport au potentiel  $Dc$  devienne linéaire. Ainsi, la variation du module du coefficient de transmission  $S_{21}$  du circuit prendra la forme d'une droite. Puisque l'atténuateur a deux pentes, chaque pente doit alors être linéarisée indépendamment de l'autre. La topologie du circuit linéaire est représentée à la Figure 69.

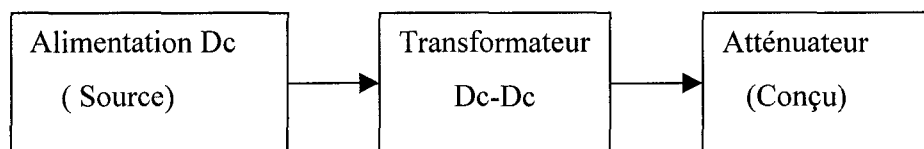


Figure 69 Topologie d'un circuit linéaire

Le transformateur transformera la réponse initiale de l'atténuateur en une droite, comme le montre la Figure 70.

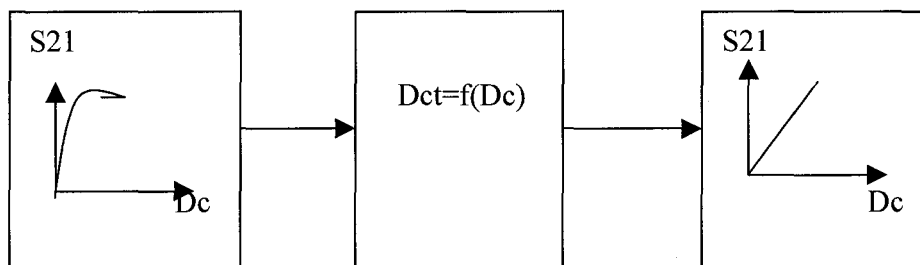


Figure 70 Schéma de la linéarisation

Notre but est de trouver la fonction transformant le potentiel  $Dc$  initial en  $Dct$  pour que la réponse de l'atténuateur prenne la forme d'une droite. La pente de la droite doit être choisie de sorte que la sensibilité du circuit soit optimale, tel qu'illustré à la Figure 71.

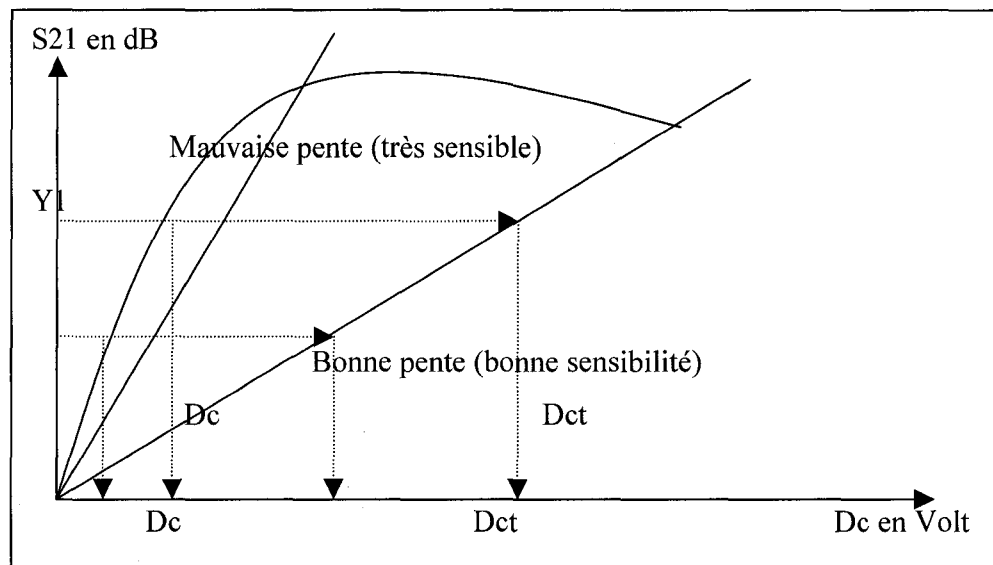


Figure 71 Choix de la pente et procédure de la transformation

Comme le montre la Figure 71, pour que l'atténuateur soit linéaire, il faut transformer le point  $D_c$  en  $D_{ct}$ . Ceci signifie qu'au lieu d'avoir  $Y_1$  dB au potentiel  $D_c$ , nous devons plutôt l'obtenir au niveau du potentiel  $D_{ct}$ . Cette dernière stratégie s'applique aussi aux autres points. Il faut donc échantillonner la courbe représentant le module du coefficient de transmission  $S_{21}$  de l'atténuateur, chercher tous les points  $D_{ct}$  et remplir le tableau de correspondance  $(D_c, D_{ct})$ .

### 5.2.1 Linéarisation de la pente positive de l'atténuateur (simulation)

En se basant sur la courbe représentant la variation du module du coefficient de transmission  $S_{21}$  de l'atténuateur en fonction du potentiel de polarisation  $D_c$  de la diode PIN, nous pouvons trouver les valeurs du potentiel de polarisation  $D_{ct}$  pour lesquelles le circuit devient linéaire. Puisque le modèle numérique de la diode PIN est obtenu pour les valeurs  $D_c$  uniquement, nous pouvons alors prévoir le comportement de l'atténuateur pour des valeurs intermédiaires. Par interpolation, nous déduisons aussi le comportement de la diode PIN polarisée avec les nouvelles valeurs  $D_{ct}$ .

### 5.2.1.1 Recherche de nouvelles valeurs de polarisation

Pour chercher les couples des potentiels ( $D_c$ ,  $D_{ct}$ ), nous exportons les résultats de la simulation  $|S_{21}| = f(D_c)$  du circuit de l'atténuateur à partir de la fenêtre *DATA DISPLAY* du logiciel *HPADS* sous la forme d'un fichier texte. Les ordonnées de la fonction représentée par l'équation  $D_c = f(|S_{21}|)$  sont interpolées (Interpolation quadratique). Ceci a pour but d'obtenir les  $D_{ct}$  correspondant aux abscisses de la droite dont l'équation est  $D_{ct} = A * |S_{21}| + B$  (voir Figure 72). A et B sont deux réels déterminés par le choix de la pente, prenant successivement les valeurs 40.10 et -51.30 dans notre cas.

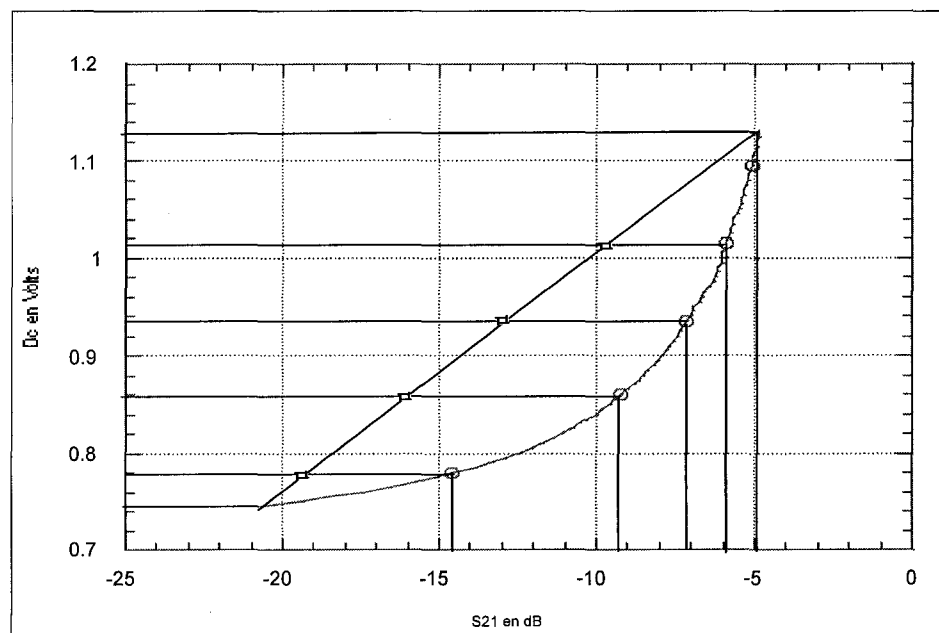


Figure 72 Interpolation de la courbe  $D_c = f(|S_{21}|)$

Toutes ces données sont regroupées au Tableau II. Les calculs d'interpolation sont élaborées à l'aide du logiciel KaleidaGraph, version 3.

Tableau II

Détermination des potentiels transformés ( $D_{ct}$ )

Dc Potentiel de polarisation	$S_{21}$ en dB Module de $S_{21}$ en dB	$(A^*/S_{21}+B)$ en dB Pente linéaire choisie	$D_{ct}$ Potentiel transformé
0.7450	-20.6750	-20.6740	0.7450
0.7500	-19.3610	-20.4690	0.7460
0.7550	-18.3680	-20.2630	0.7470
0.8950	-8.0611	-14.5090	0.7790
0.9000	-7.9421	-14.3030	0.7804
...	...	...	...
...	...	...	...
1.1200	-4.9320	-5.2606	1.0830
1.1250	-4.8885	-5.0551	1.1063
1.1300	-4.8587	-4.8496	1.1300

D'après le Tableau II, nous remarquons que l'atténuateur devient linéaire si nous transformons les potentiels  $D_c$  de la colonne 1 en potentiels transformés  $D_{ct}$  de la colonne 4.

### 5.2.1.2 Recherche du modèle linéaire de la diode PIN

Les valeurs trouvées au chapitre 2 des éléments  $R_p$ ,  $C_p$  et  $L_p$  modélisant la diode PIN, sont propres à sa polarisation avec les potentiels  $D_c$ . Pour trouver ces nouvelles valeurs pendant la polarisation de la diode PIN avec les potentiels  $D_{ct}$ , nous devons les interpoler. Nous obtiendrons ainsi le modèle linéaire de la diode PIN. Le Tableau III, présente les résultats de ces calculs pour la résistance  $R_p$ .

Tableau III

Détermination des valeurs de la résistance  $R_{dc}$  (transformée)

Potentiel de polarisation $D_c$	Résistance en $\Omega$ $R_{dc}$	Potentiel de polarisation $D_{ct}$	Résistance en $\Omega$ $R_{dc}$ (transformé)
0.745	276.830	0.7450	276.830
0.750	256.730	0.7460	272.830
0.755	238.030	0.7470	268.860
0.760	221.430	0.7479	264.970
.....	.....	.....	.....
.....	.....	.....	.....
1.115	12.940	1.0602	15.818
1.120	12.726	1.0830	14.505
1.125	12.541	1.1063	13.300
1.130	12.017	1.1300	12.017

Au Tableau III, nous n'avons pas considéré toutes les valeurs de la résistance  $R_p$ . Nous avons uniquement retenu celles pour lesquelles la variation de la phase n'a pas dépassé 8 degrés. Les valeurs trouvées de la résistance  $R_p$  transformée formeront le fichier modélisant l'élément  $R_p$  du modèle linéaire.

La Figure 73 montre que la variation de la résistance  $R_p$  en fonction du potentiel de polarisation  $D_c$  de la diode PIN est linéaire. Toutefois, sa variation par rapport au potentiel transformé  $D_{ct}$  n'est pas linéaire et admet la même allure que celle trouvée au chapitre 2 pour le modèle non linéaire. La précision sur le modèle linéaire dépend du

nombre de points de mesures pris durant la modélisation de la diode PIN polarisée en direct au chapitre 2.

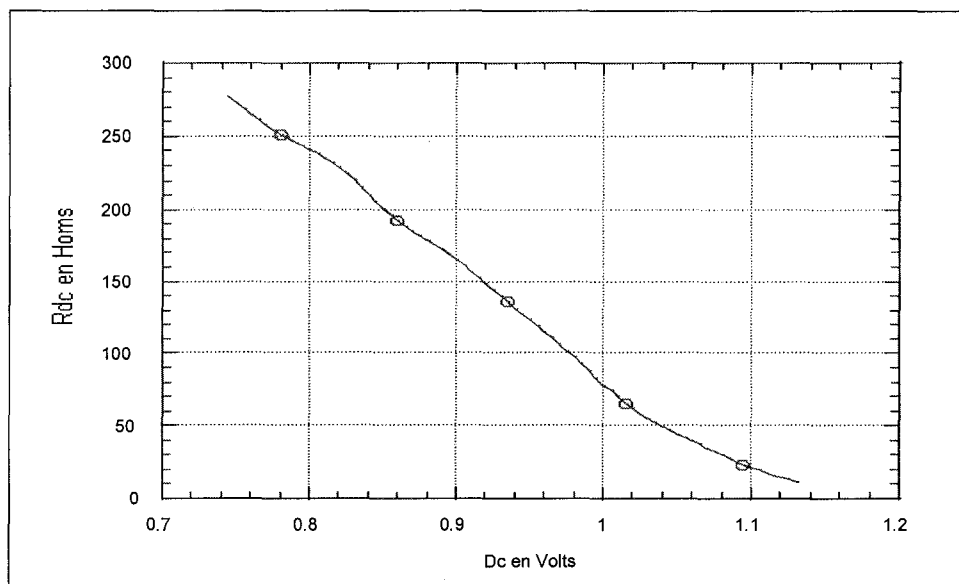


Figure 73 Variation de la résistance  $R_p$  (transformée) en fonction de  $D_c$

À partir des valeurs trouvées des variables  $R_p$ ,  $C_p$ ,  $L_p$  et  $D_{ct}$ , nous avons créé de nouveaux fichiers de type *mdif*, avec lesquels nous avons introduit de nouveaux *DAC* modélisant ainsi la diode PIN linéaire.

Pendant la simulation, il suffit d'activer les *DATA ACCESS COMPONENT* correspondant aux deux cas possibles, à savoir le cas linéaire ou le cas non linéaire.

Le circuit de la polarisation de l'atténuateur a également changé. Nous l'alimentons à partir d'un *DAC* contenant les valeurs du potentiel  $D_{ct}$  (transformé) sans passer par une fonction de transformation. Il faut noter que l'index du fichier *Dct.mdif* détermine le potentiel  $D_c$ . Cette méthode d'indexage est facile à utiliser et minimise l'erreur de calcul dans le logiciel *HPADS*. Le fonctionnement de cette transformation est démontré à la

Figure 74. En faisant varier le potentiel  $Dc$  (index) dans les PARAMETER SWEEP, le circuit sera alimenté par le potentiel  $Dct$ .

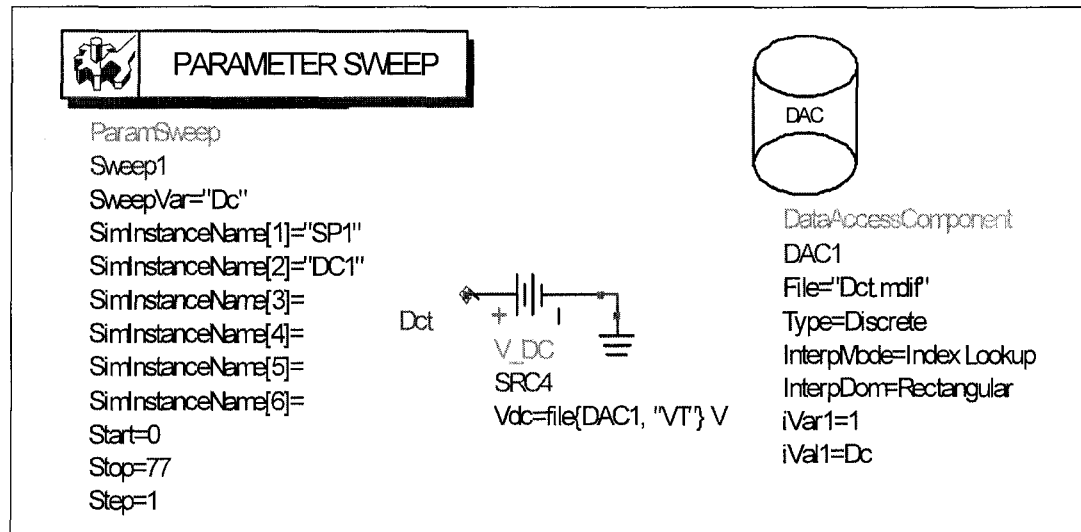


Figure 74 Circuit de polarisation pour la linéarisation de la pente positive

Toutefois, nous pouvons utiliser une fonction transformant les valeurs  $Dc$  en  $Dct$  comme le montre la Figure 75. Cette fonction peut être obtenue par interpolation (Curve Fit), de manière à avoir un polynôme décrivant cette transformation. L'équation de ce polynôme de degré cinq est la suivante :

$$Dct = 1128.7 * Dc^1 - 2525 * Dc^2 + 2816.9 * Dc^3 - 1567.6 * Dc^4 + 348.36 * Dc^5 - 200.5 \quad (5.1)$$

Les coefficients de ce polynôme sont grands, d'où la nécessité d'un temps de calcul élevé pour la simulation. Après plusieurs essais, le logiciel *HPADS* n'arrive pas à compiler cette transformation. Nous avons donc utilisé la polarisation directe de l'atténuateur par les valeurs du potentiel  $Dct$  se trouvant dans le fichier *Dct.mdif*. Cette procédure de polarisation est plus efficace et plus rapide pour le compilateur.



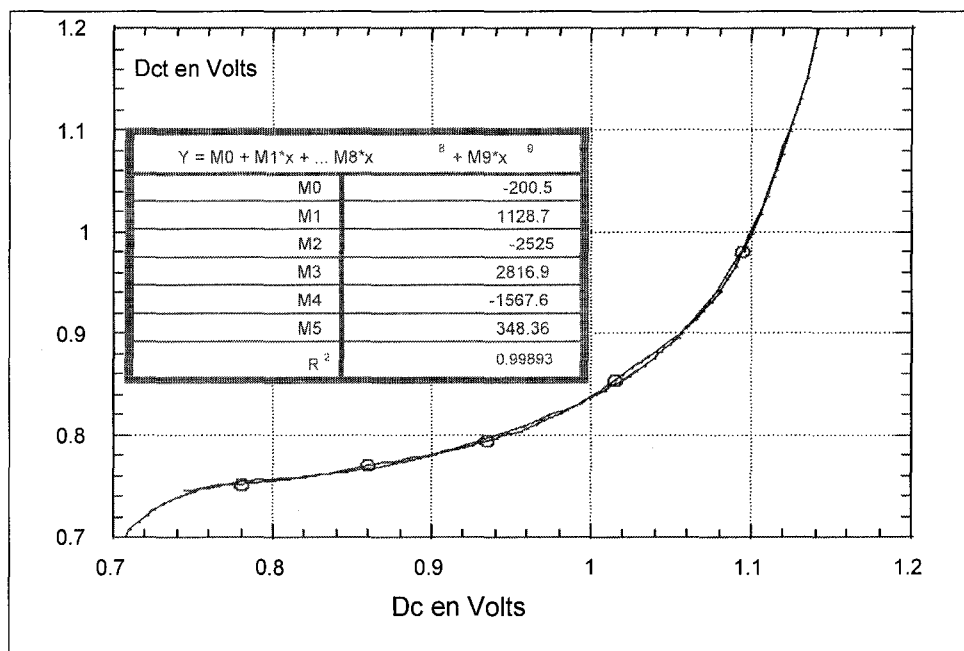


Figure 75 Fonction de transformation  $D_c$ - $D_{ct}$

En remplaçant le modèle de la diode PIN du circuit électrique de l'atténuateur vu au chapitre 2, (cas non linéaire) par le modèle trouvé après la transformation ( $D_c, D_{ct}$ ), nous avons obtenu le nouveau circuit électrique de l'atténuateur linéaire. Ce nouveau circuit ne diffère du premier que par la transformation de la polarisation de la diode PIN. En effet, les deux circuits possèdent le même masque.

La simulation de ce circuit nous donne les résultats affichés aux Figures 76 et 77. Tous ces résultats correspondent à la pente positive de l'atténuateur. La même procédure de linéarisation et les mêmes calculs des éléments du modèle linéaire de la diode PIN sont effectués pour la pente négative de l'atténuateur.

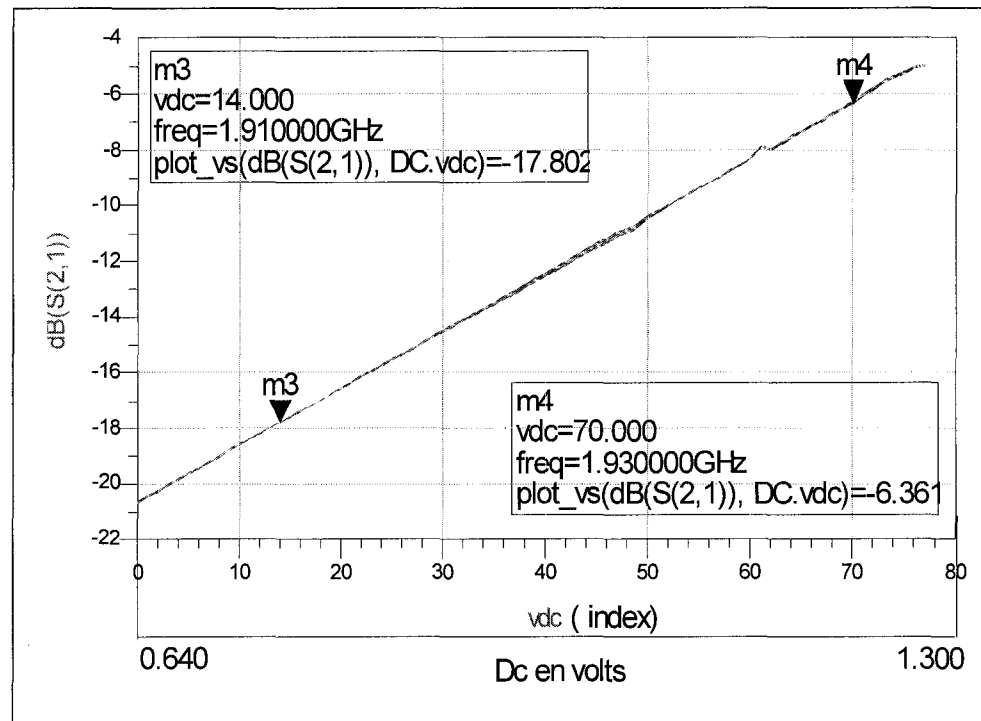


Figure 76 Variation du module  $S_{21}$  (pente positive) en fonction de  $Dc$

La variation du module de l'atténuateur est devenue linéaire grâce à la transformation ( $Dc$ ,  $Dct$ ). Le nombre de mesures prises pendant la modélisation et le choix de la pente sont deux facteurs déterminants de la précision des calculs.

La Figure 76 montre que cette transformation n'a pas changé le dynamisme d'atténuation dans la zone de transformation comprise entre  $0.640$  volts et  $1.300$  volts. La zone d'utilisation de l'atténuateur linéaire est située entre les deux marqueurs sur la Figure 77. Dans cette zone, la variation de la phase du coefficient de transmission ne dépasse pas 8 degrés.

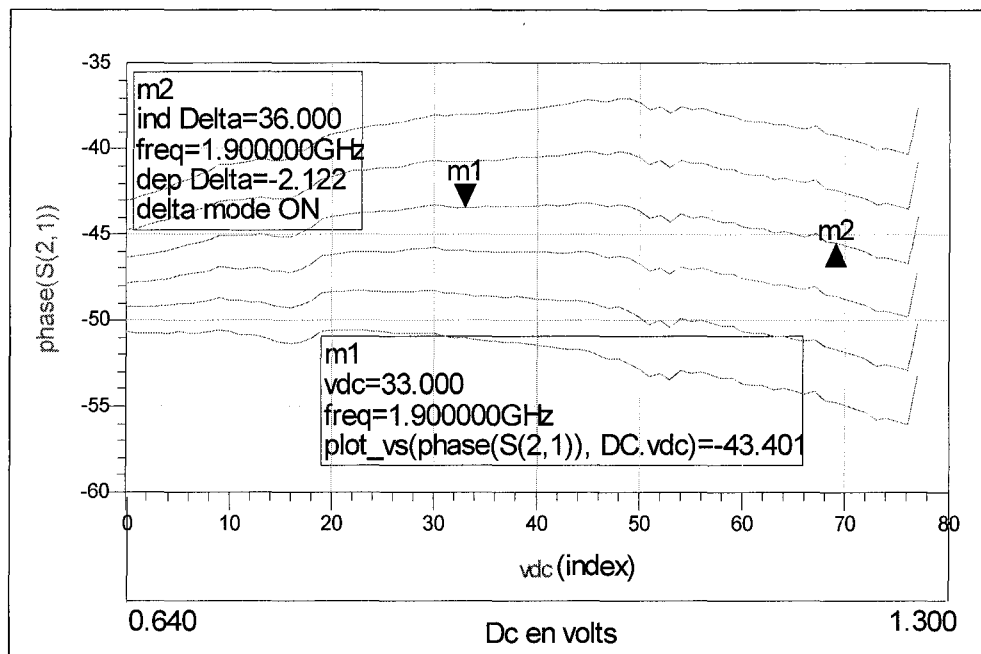


Figure 77 Variation de la phase de  $S_{21}$  de l'atténuateur linéaire

La variation de la phase du coefficient de transmission  $S_{21}$  de l'atténuateur n'a pas changé sur tout la bande de 40 MHz. Dans la zone où la variation maximale de la phase est inférieure à 8 degrés, l'atténuateur a un dynamisme linéaire de l'ordre de -16 dB.

D'après les Figures 76 et 77, nous pouvons faire varier l'amplitude d'un signal donné en introduisant une variation maximale de phase de 8 degrés. Nous pouvons donc générer un signal modulé en amplitude. Nous pouvons aussi vérifier l'atténuateur par l'injection d'un signal sinusoïdal à son entrée. À la sortie de l'atténuateur, nous devons obtenir un autre signal sinusoïdal de même fréquence mais d'amplitude différente. Ce dernier doit être proportionnel au potentiel de la polarisation de la diode PIN ( $Dc$ ). Les résultats de la simulation HARMONICS BALANCE sont produits aux Figures 78 et 79.

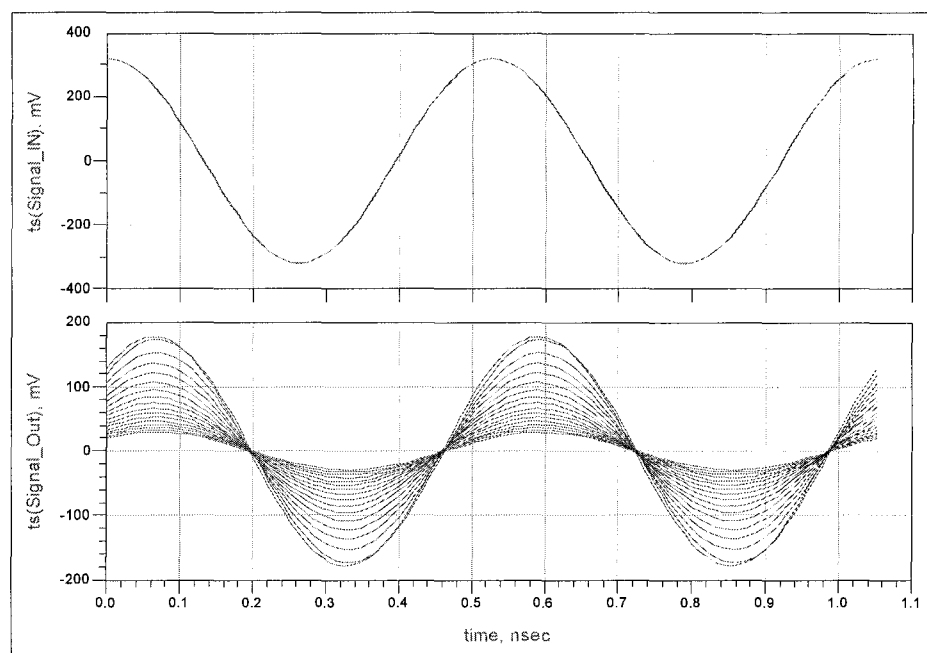


Figure 78 Réponse à un signal sinusoïdal (Atténuateur linéaire)

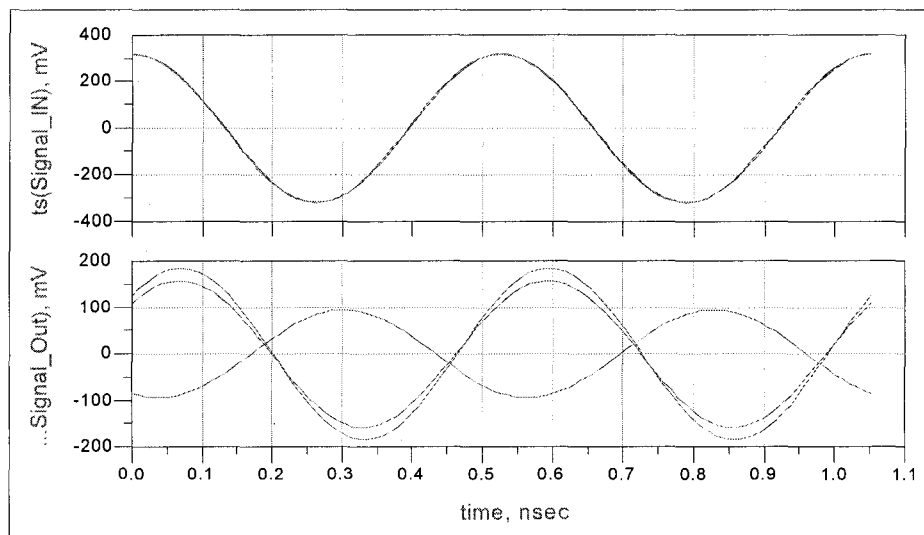


Figure 79 Réponse à un signal sinusoïdal (Atténuateur non linéaire)

Comme nous l'observons à la Figure 78 un atténuateur à contrôle non linéaire modifie la fréquence du signal d'entrée. Par contre, un atténuateur linéaire conserve la fréquence du signal et n'introduit pas une grande modification de la phase.

Le niveau maximum d'adaptation est inférieur à  $-25 \text{ dB}$  (voir Figure 80). Les circuits d'adaptation n'ont pas été touchés et ont gardé la même architecture que celle du circuit du chapitre 2. Nous pouvons ainsi dire que la linéarisation n'a pas modifié le niveau d'adaptation. Ces résultats étaient prévisibles.

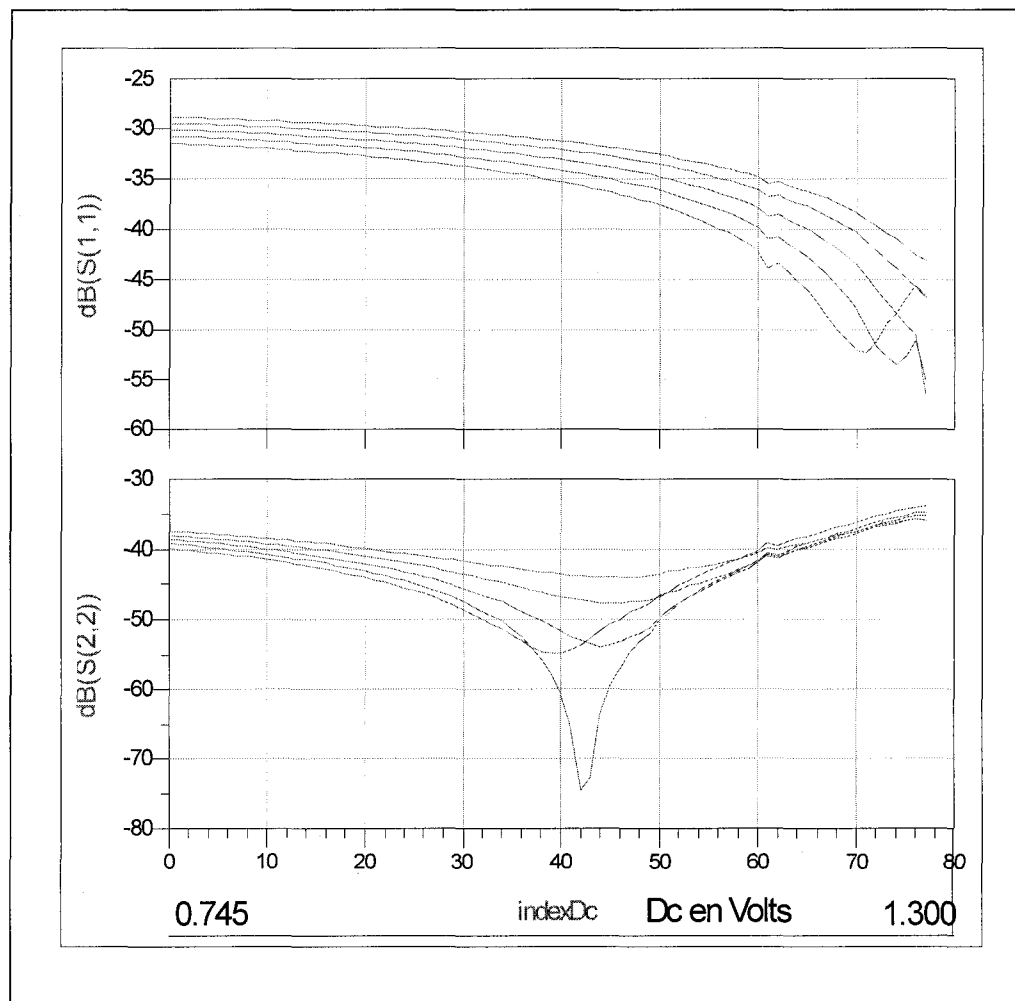


Figure 80 Adaptation à l'entrée et à la sortie de l'atténuateur

Pour vérifier que la transformation  $(Dc, Dct)$  a affecté l'emplacement des valeurs de  $S_{21}$  sur l'abaque de Smith plutôt que sur le modèle de la diode, nous avons placé les deux modèles du circuit linéaire et du circuit non linéaire sur la même abaque de Smith comme l'indique la Figure 81.

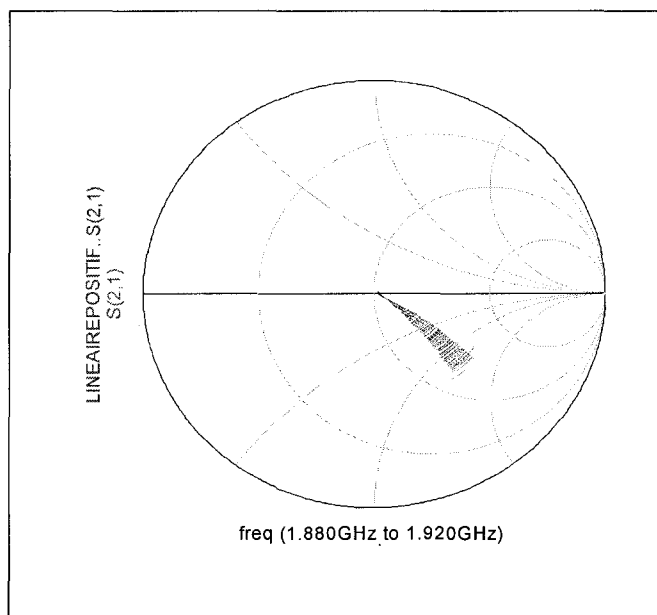


Figure 81  $S_{21}$  de l'atténuateur linéaire et non linéaire (pente positive)

La Figure 81 montre bien que la transformation  $(Dc, Dct)$  ne modifie ni le module ni la phase de l'atténuateur conçu, mais réarrange leurs emplacements pour les placer équidistants dans le cas linéaire. Nous pouvons remarquer que tous les paramètres  $S_{21}$  associés aux potentiels de polarisation dépendent de la fréquence, au fur et à mesure qu'on s'éloigne du centre de l'abaque de Smith. Ceci signifie qu'au voisinage du centre, la diode PIN admet une impédance purement résistive proche de  $50\Omega$ . À ce point, nous obtenons le maximum d'atténuation.

### 5.3 Linéarisation du déphaseur conçu (Simulation)

#### 5.3.1 Recherche des nouvelles valeurs de polarisation

La linéarisation du déphaseur consiste à rendre la variation de la phase du coefficient de transmission  $S_{21}$  linéaire en fonction du potentiel de polarisation. Pour ceci, nous appliquons la même méthode utilisée pendant la linéarisation de la pente positive de l'atténuateur. Une transformation ( $Dc$ ,  $Dct$ ) sera mise en œuvre comme le montre la Figure 82.

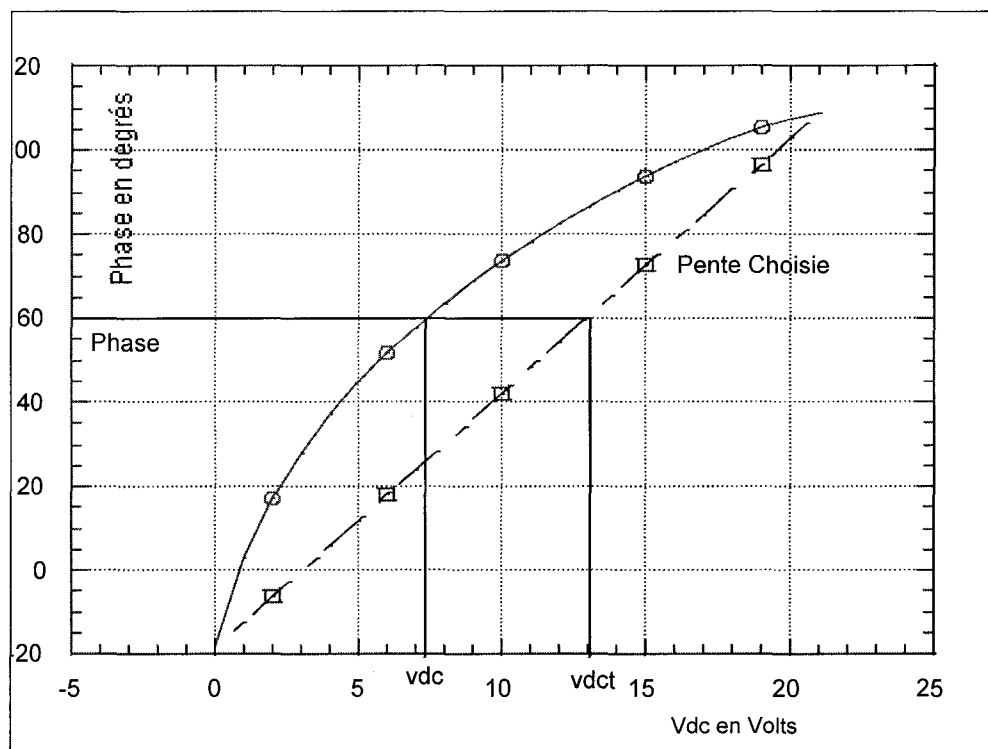


Figure 82 Principe de la transformation (Dc-Dc)

Après avoir choisi la pente de linéarisation, nous notons qu'une seule phase ( $y$ ) correspond à deux  $Dc$  ( $x$ ). Pour que le déphaseur devienne, linéaire il faut transformer les points de polarisation  $vdc$  en  $vdct$ . La Figure 82 montre le principe de la

transformation pour que la courbe de la phase du déphaseur à la fréquence centrale 1.9 GHz devienne une droite.

Nous cherchons alors les valeurs du potentiel  $vdct$ . Ces valeurs sont obtenues par des interpolations quadratiques des valeurs  $vdc$ . Les résultats des calculs effectués à l'aide du logiciel KaleidGraph version 3 sont affichés au Tableau IV.

Tableau IV

## Recherche de potentiels transformés

Voltage de polarisation $vdc$ en Volts	Phase de $S_{21}$ en degrés	Pente linéaire choisie en degrés	Voltage transformé $vdct$ en Volts
0	-26.831	-26.831	0.000
1	-4.5170	-20.120	0.209
2	9.150	-14.793	0.457
3	20.051	-8.343	0.753
.....	.....	.....	.....
.....	.....	.....	.....
18	85.541	81.507	16.123
19	87.527	87.527	19.000

La Figure 83 représente la fonction de transformation  $vdct=f(vdc)$  qui peut être approximée par un polynôme de degrés 5. Cette fonction s'exprime comme suit :

$$Y=0.286*x-0.0247*x^2-0.008*x^3-0.0005*x^4-1.33e-05*x^5-0.0287 \quad (5.2)$$



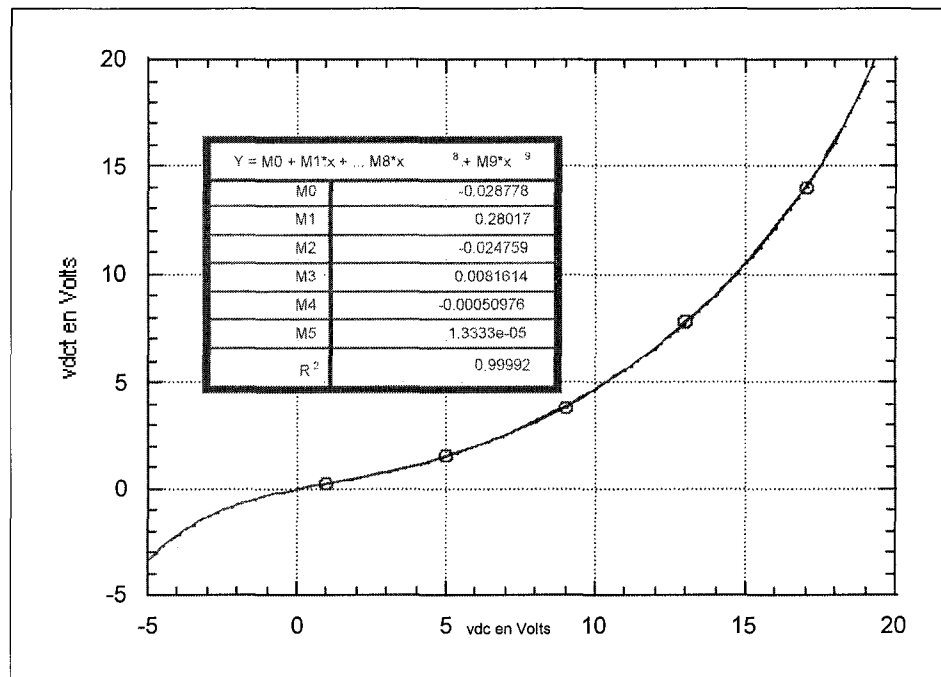


Figure 83 Fonction de transformation  $vdct=f(vdc)$

Pendant la simulation, nous optons pour l'utilisation du tableau de correspondance (look-up) au lieu de l'équation de la fonction de transformation. En effet cette dernière introduit des erreurs supplémentaires et un temps de calcul excessivement grand.

### 5.3.2 Recherche du modèle linéaire de la diode Varactor

Comme les valeurs de l'impédance ( $RealZ_t$ ) et ( $ImagZ_t$ ) modélisant la diode Varactor n'existent pas pour les potentiels transformés  $vdct$ , nous devons les trouver à partir de  $RealZ$  et  $ImagZ$  qui modélisent la diode Varactor non linéaire vu au chapitre 3. L'interpolation quadratique des parties réelles et des parties imaginaires de l'impédance dans le cas non linéaire (en fonction de  $vdc$ ) nous donne les nouvelles valeurs correspondant aux valeurs des potentiels  $vdct$ . À partir de ces données, nous avons créé un nouveau fichier de type mdif pour modéliser la diode linéaire. Les résultats des calculs sont donnés aux Tableaux V et VI.

Tableau V

Calcul de  $RealZ_t$  (Partie réelle de l'impédance linéaire)

Potentiel de polarisation Vdc en Volts	Potentiel de polarisation Vdct en Volts	Partie réelle de l'impédance RealZ en $\Omega$	Partie réelle de l'impédance RealZt en $\Omega$
0	0.000	2.005	2.005
1	0.209	1.916	1.982
2	0.457	1.875	1.958
.....	.....	.....	.....
.....	.....	.....	.....
19	19.000	1.894	1.894

Tableau VI

Calcul de  $ImagZ_t$  (Partie imaginaire de l'impédance linéaire)

Potentiel de polarisation Vdc en Volts	Potentiel de polarisation Vdct en Volts	Partie imaginaire de l'impédance ImagZ en $\Omega$	Partie imaginaire de l'impédance ImagZt en $\Omega$
0	0.000	38.260	38.260
1	0.209	25.691	35.057
.....	.....	.....	.....
18	16.123	-23.042	-20.967
19	19.000	-24.671	-24.671

Tous les calculs s'élaborés avec le logiciel KaleidaGraph version 3. Ils correspondent à la fréquence centrale de  $1.9\text{ GHz}$ . Pour les autres fréquences, nous procédons de la même manière. Les valeurs de la colonne 4 de chaque tableau sont calculées par la commande affichée à la Figure 84 du logiciel KaleidaGraph. Les valeurs de la colonne 3 sont lissées avec la courbe représentant la fonction  $RealZ = f(vdc)$  ou  $ImagZ = f(vdc)$  en utilisant la commande Curve fit – Interpolate.

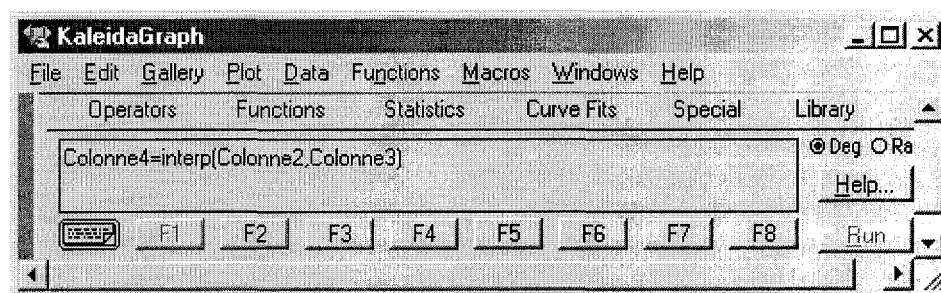


Figure 84 Commande de calcul de l'interpolation

Le nouveau fichier de type *mdif* modélisant la diode Varactor linéaire a le même format que celui qui modélise la diode non linéaire. La colonne 4 de tableau V et VI forment la nouvelle impédance linéaire de la diode. Notons que les variables associées aux potentiels de polarisation demeurent les mêmes parce qu'elles ne définissent pas la façon d'alimenter la diode. En effet, pour le cas linéaire, la diode Varactor est directement polarisée par les potentiels transformés  $vdct$ . Le fichier texte modélisant l'alimentation contient les valeurs du potentiel de polarisation qui sont indexées de la même manière que celles du fichier de type *mdif* du modèle linéaire.

Les Figures 85 et 86 nous montrent l'effet de la transformation ( $Dc-Dc$ ) sur les parties réelles et imaginaires de l'impédance modélisant la diode Varactor à chaque potentiel de polarisation.

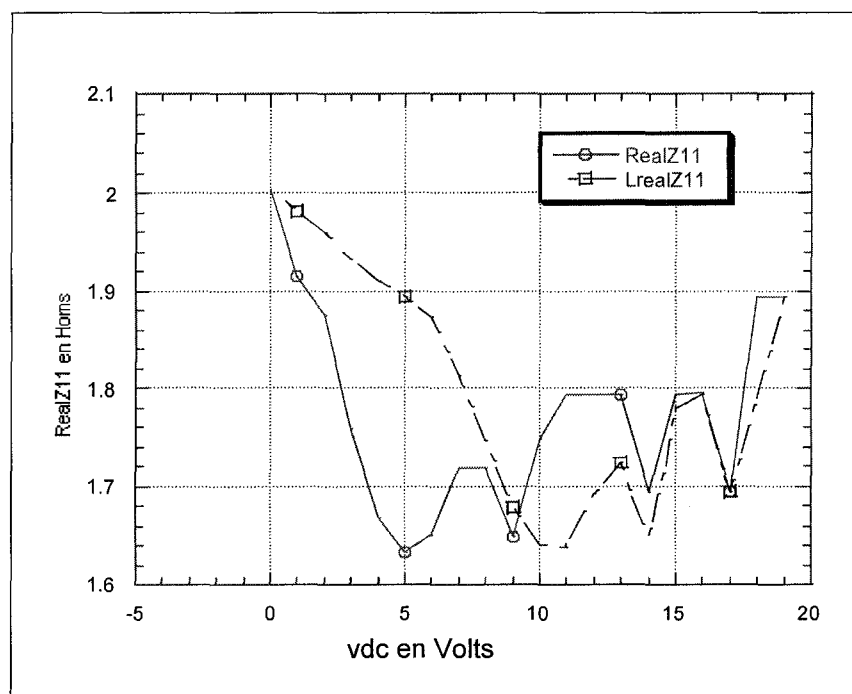


Figure 85 Variation de la partie réelle de l'impédance linéarisée

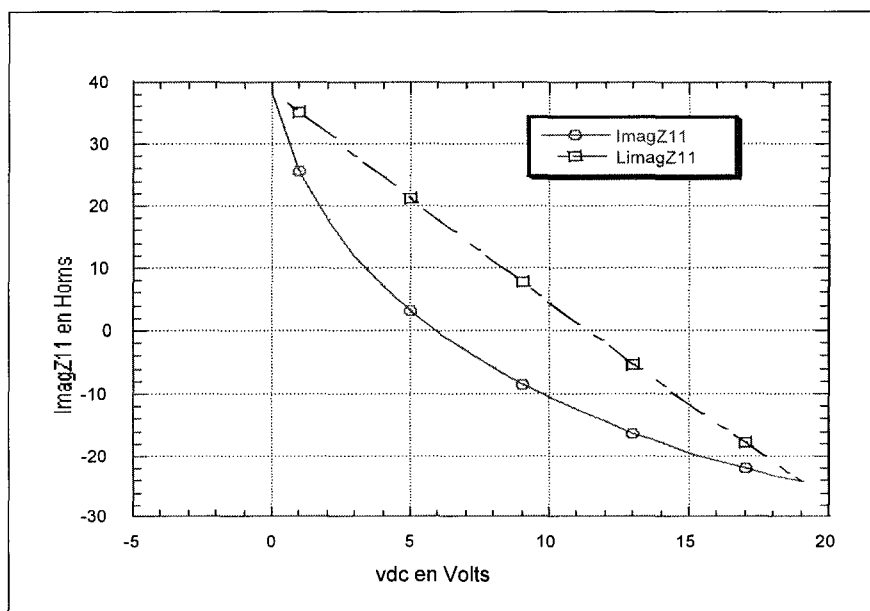


Figure 86 Variation de la partie imaginaire de l'impédance linéarisée

D'après les Figures 88 et 89, on constate que la transformation ( $Dc-Dc$ ) linéarise la partie imaginaire de l'impédance, alors que la partie réelle n'a pas subi de modification. Donc, nous pouvons conclure que la phase du coefficient de transmission  $S_{21}$  du déphaseur est totalement contrôlée par la partie imaginaire de l'impédance modélisant la diode Varactor. La Figure 87 montre le modèle de la diode dans les deux cas : Linéaire et non linéaire.

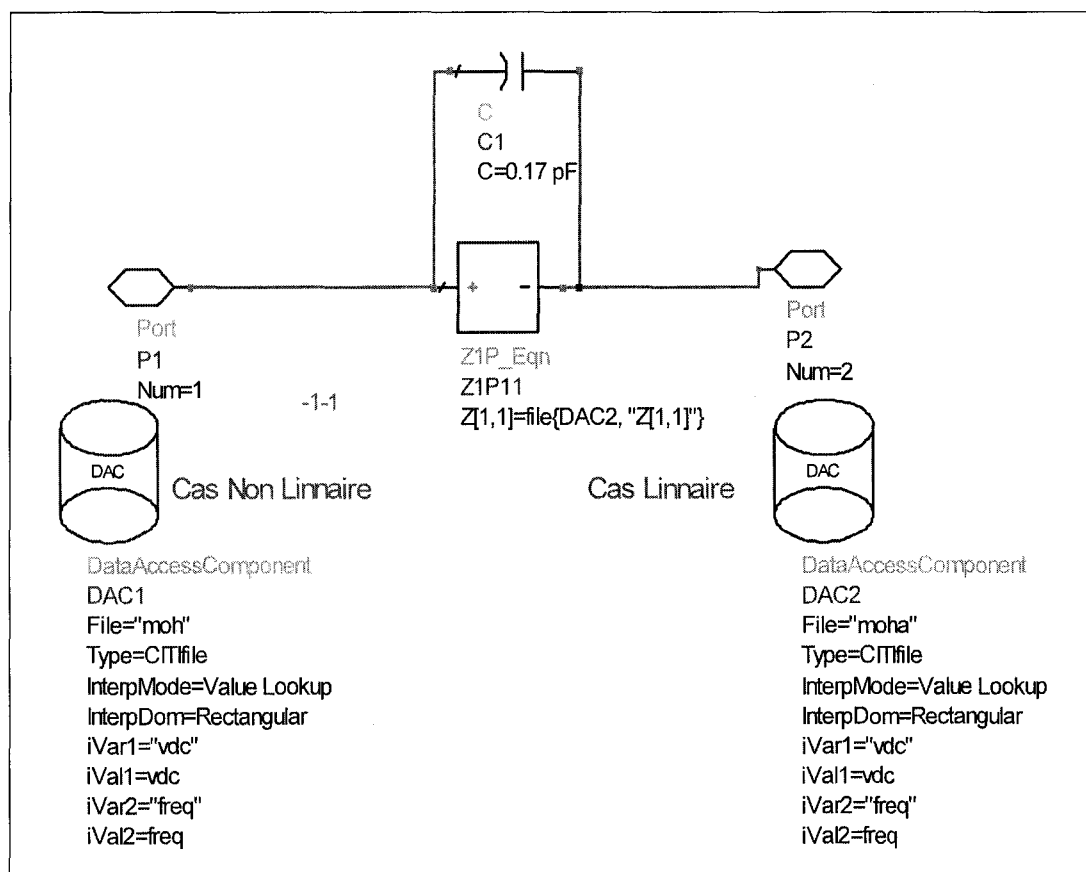


Figure 87 Modèle de la diode Varactor ( linéaire et non linéaire)

Les résultats de la simulation du circuit de la Figure 59 du chapitre 4 définissant le modèle de la diode, sont donnés sur l'abaque de Smith illustrée à la Figure 88.

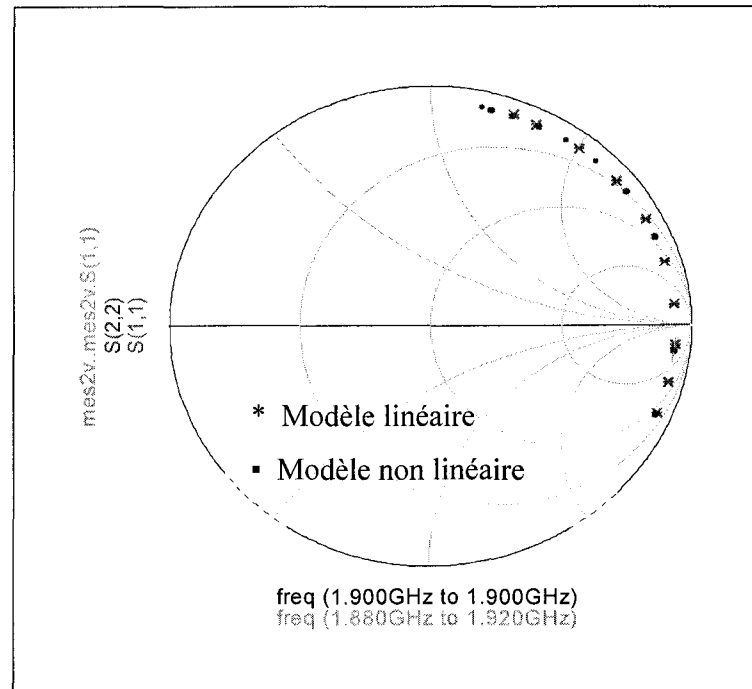


Figure 88 Comparaison du modèle linéaire et du modèle non linéaire de la diode

À la fréquence centrale  $1.9 \text{ GHz}$ , la Figure 88 nous montre que le modèle demeure le même. Nous constatons le déplacement des points  $S_{11}$  sur le même cercle qui deviennent uniformément espacés (les points en croix). La transformation  $(Dc-Dc)$  n'a pas changé le modèle physique de la diode, mais elle a linéarisé la diode Varactor. Ces résultats sont aussi vrais pour toute la bande de fréquence. La simulation du circuit du déphaseur linéaire ayant le même masque que celui vu au chapitre 4, elle nous donne les résultats représentés par les Figures 89 et 90.

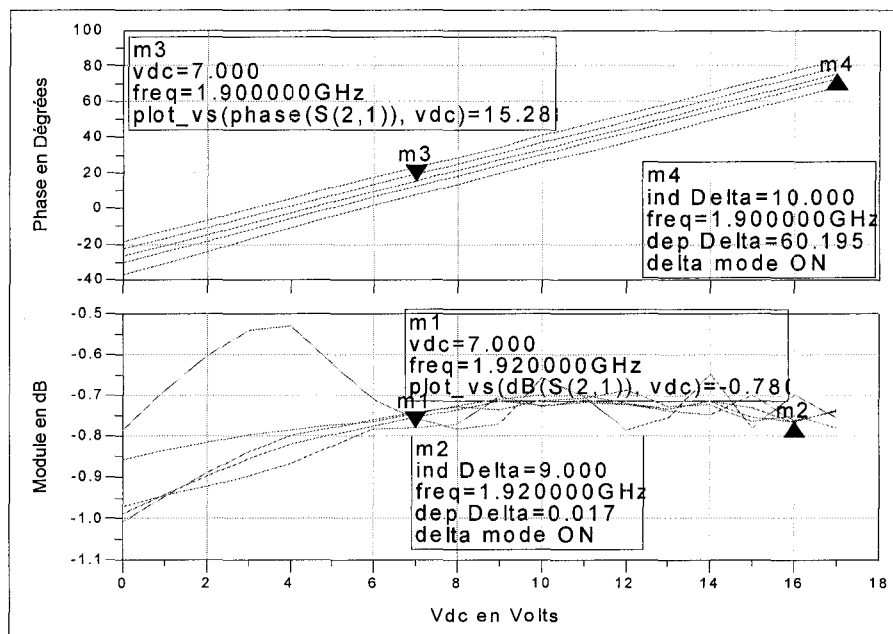


Figure 89 Variation de la phase et d'amplitude du déphaseur linéaire

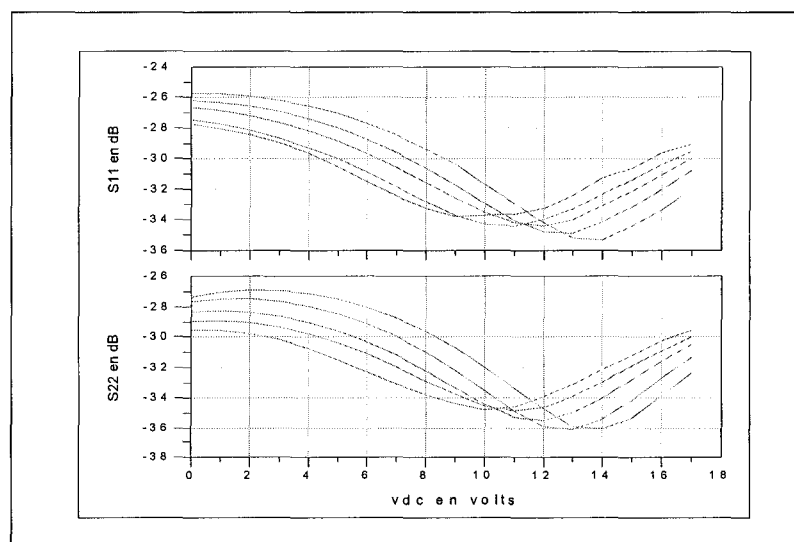


Figure 90 Adaptation à l'entrée et à la sortie du déphaseur linéaire

D'après la Figure 89, nous constatons que le déphaseur a un coefficient de transmission linéaire et que le dynamisme de phase est de 60 degrés accompagné d'une variation d'amplitude de  $0.017\text{dB}$ . La Figure 90 nous montre que le déphaseur est bien adapté à la sortie comme à l'entrée. En effet, le niveau d'adaptation maximum est de  $-25\text{ dB}$ .

Pour tester le déphaseur, nous avons effectué une simulation *HARMONICS BALANCE*, en injectant un signal sinusoïdal à l'entrée du déphaseur linéaire. Les résultats de la simulation sont donnés aux Figure 91 et 92.

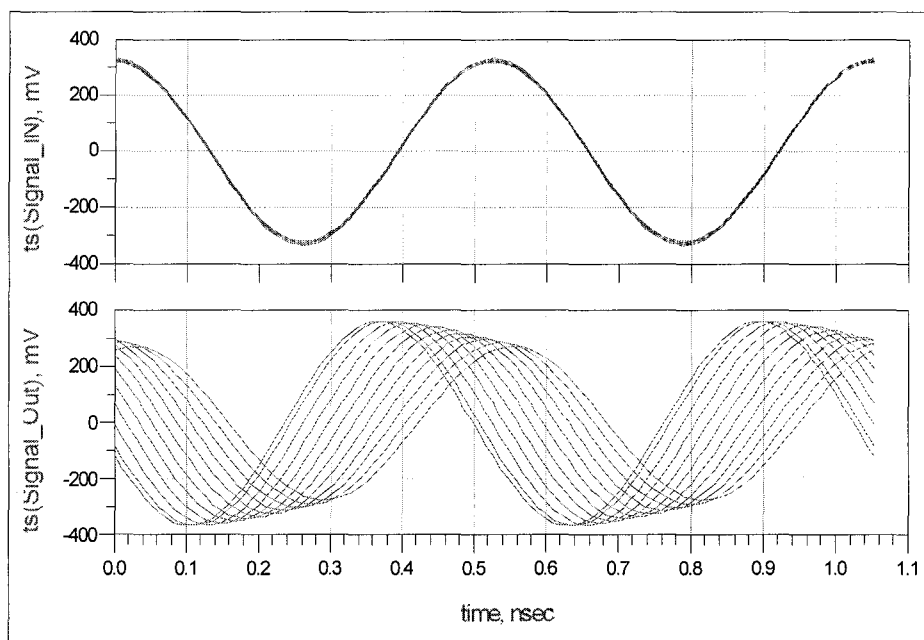


Figure 91 Réponse du déphaseur à un signal sinusoïdal (Cas linéaire)

La Figure 91 montre que les courbes représentant les signaux de la sortie relative aux potentiels de polarisation sont déphasés l'une par rapport à l'autre, d'un même angle. Ceci indique que le déphaseur est linéaire.



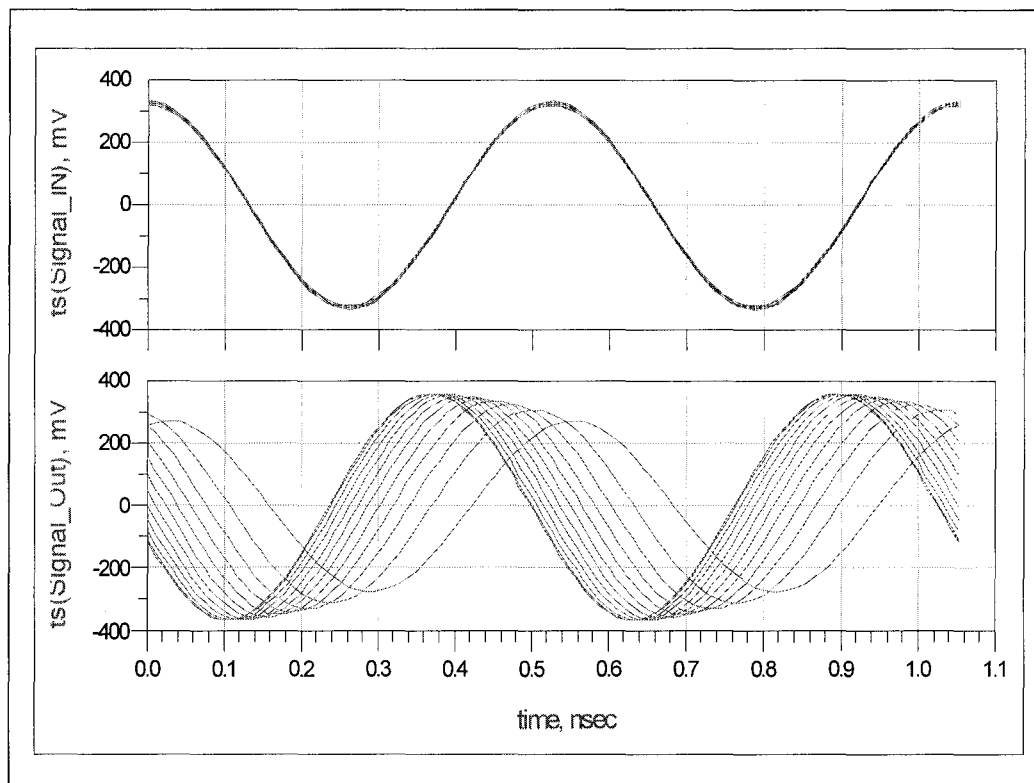


Figure 92 Réponse à un signal sinusoïdal du déphaseur (cas non linéaire)

La Figure 92 montre bien que le déphaseur n'est pas linéaire. Les courbes représentant les signaux à la sortie relative au potentiel de polarisation ne sont pas équidistantes. Ainsi, le délai de groupe n'est pas constant. Avec un déphaseur non linéaire on ne peut pas réaliser une bonne modulation de phase. En effet, les distorsions du signal à la sortie peuvent introduire des erreurs de décision.

#### 5.4 Réalisation du circuit de la linéarisation du déphaseur et de l'atténuateur

La réalisation pratique de la transformation ( $Dc-Dc$ ) consiste à convertir chaque valeur du potentiel de polarisation en une combinaison binaire de 8 bits, en utilisant un convertisseur analogique-numérique. La combinaison obtenue sert à trouver la combinaison correspondante dans un tableau (look-up) de mémoire de la carte *STK500*. Ensuite, nous envoyons la nouvelle combinaison vers un port de sortie de la carte. Enfin

nous transformons la combinaison sortante en une valeur analogique en utilisant un convertisseur numérique – analogique pour alimenter le circuit.

Le système utilisé en laboratoire est principalement composé de trois éléments : un micro-ordinateur, une plaquette de développement Atmel *STK500* et une plaquette de transformation numérique-analogique, comme le montre la Figure 93. Le micro-ordinateur hôte permet de travailler dans un environnement connu : (Microsoft Windows 95/98/2000) et d'assurer le lien avec le système de développement à l'aide du logiciel de contrôle *CODE VISION AVR*.

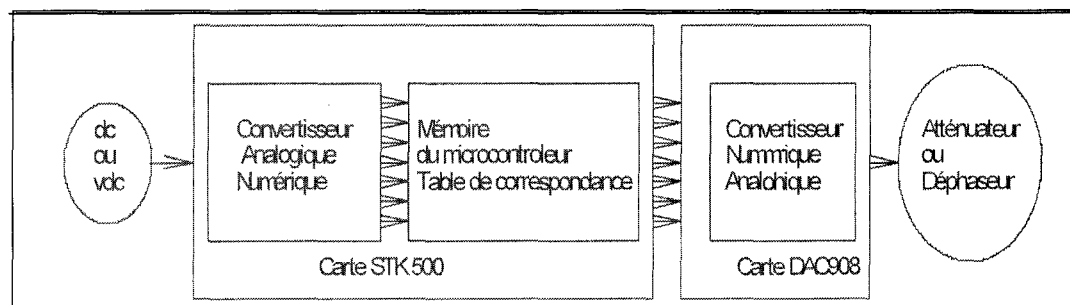


Figure 93 Topologie du circuit de transformation (*Dc-Dc*)

#### 5.4.1 Préparation de la carte Atmel STK500

Le logiciel *CODE VISION AVR* génère automatiquement un programme qui initialise le fonctionnement de la carte *STK500*. Le microcontrôleur utilisé est le *Atmega163L* à 8 bits, possédant 32x8 registres à usage général, 16 KB de mémoire *FLASH* et une fréquence d'horloge de 4 MHz. Le microcontrôleur *Atmega163L* intègre un convertisseur analogique-numérique possédant les caractéristiques suivantes :

- 1- Une résolution de 10 bits (mais pouvant fonctionner en un mode de 8 bits) ;
- 2- Une conversion par approximations successives;
- 3- Huit entrées par un multiplexeur analogique à 8 voies.

Nous avons configuré le convertisseur dans le régime *RUN FREE MODE* à 8 bits. La valeur numérique  $N$  délivrée par le *CAN* s'exprime en fonction de la tension  $V_e$  comme suit :

$$N = \frac{V_e}{V_{aref}} 256 \quad (5.1)$$

Où  $V_{aref}$  est le potentiel de référence. Le temps de conversion  $T_{conv}$  est proportionnel à la valeur de l'horloge de conversion. Afin d'obtenir des conversions précises, cette valeur doit être comprise entre  $CK_{conv}=50 \text{ KHz}$  et  $CK_{conv}=200 \text{ KHz}$ ,

$$T_{conv} = 13 CK_{conv} \quad (5.2)$$

À partir de l'équation (5.2), le temps de conversion maximum est alors compris entre 2.6 et 6.5  $\mu\text{s}$ . D'après l'équation (5.1), le voltage de référence  $V_{aref}$  est aussi un facteur déterminant pour la précision du système. Les conditions du travail en laboratoire ne sont pas favorables pour avoir un petit voltage de référence. En effet, les charges électrostatiques, les câbles utilisés et les bruits thermiques introduisent un bruit de dix  $mV$  sur le signal d'entrée  $V_e$ . Pour assurer le bon fonctionnement des circuits, nous devons avoir un pas de conversion supérieur à 10  $mV$ . Nous avons donc choisi un pas de 15  $mV$  pour bien distinguer les combinaisons de bits.

La valeur du potentiel  $V_e$  à l'entrée de la carte *STK500* est translatée de 0.645V dans le cas de la linéarisation de la pente positive de l'atténuateur. La *PIN 1* du port *A* est configurée comme entrée du convertisseur. Quand la combinaison des bits est prête dans le registre *ADCH* du convertisseur, nous l'envoyons simultanément vers le port de la sortie *B* de la carte *STK500* et vers le port *C* de la sortie, celui des diodes *LEDS*. Le port *B* de la carte *STK500* est connecté à la carte du convertisseur numérique analogique (*CNA*) à travers un bus de données de 8 bits. Une vérification minutieuse des niveaux

logiques est également effectuée. Un zéro logique au niveau d'un *PIN* correspond à une valeur de tension inférieure à  $2.4V$ . À ce niveau, la diode correspondante est allumée. Par contre, la diode sera éteinte si la valeur correspondante de la tension sur le *PIN* correspondante est supérieure à  $2.4V$ . Le *PIN* est ainsi au niveau logique 1. Le clignotement d'une diode signifie que le *PIN* passe du niveau logique zéro à un. Donc, la conversion n'est pas stable et la combinaison des bits n'est pas précise.

Durant certaines expériences, nous avons remarqué que le pas de conversion n'est pas stable. Le passage d'une combinaison à une autre n'est pas régi par un pas constant. Ceci est dû à la variation du bruit généré au niveau de la source *Dc* et à la méthode de conversion successive du convertisseur. Pour résoudre ce problème, il faut diminuer le pas de conversion et configurer le convertisseur contre le bruit.

#### 5.4.2 Préparation de la carte CNA 908

Le convertisseur *DAC908* de résolution 8 bits est l'un des convertisseurs les plus rapides existant sur le marché de la compagnie Burr-Brown. Il peut convertir jusqu'à un signal numérique de  $165\text{ MSPS}$ . Basé sur la technologie de sources de courants segmentés, le *DAC908* peut fournir à sa sortie un courant maximal de  $20\text{ mA}$ , comme le montre la Figure 94. En effet, le convertisseur possède deux sorties complémentaires  $I_{OUT}$  et  $I_{OUT}$ .

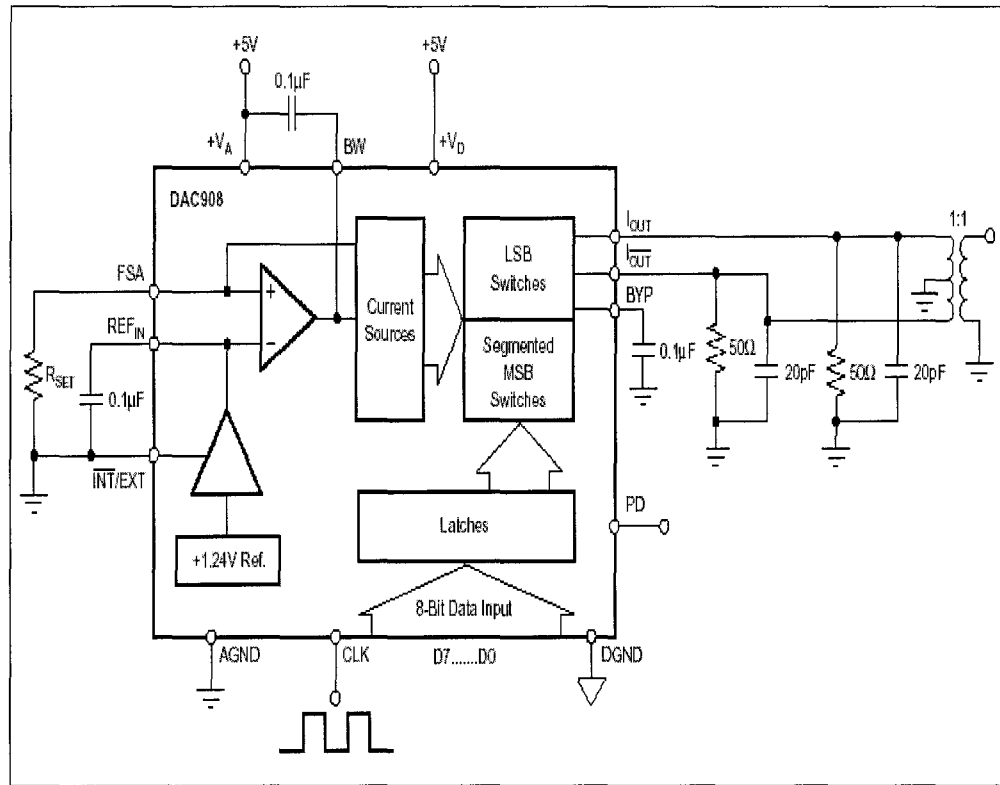


Figure 94 Principe de fonctionnement du DAC908

Le courant maximal (full-scale output current:  $I_{OUTFS}$ ) est déterminé par le rapport du voltage de référence interne (1.24V) et une résistance externe  $R_{SET}$ . Le courant résultant interne  $I_{REF}$  est multiplié par le facteur 32 pour produire le courant effectif à la sortie du convertisseur (voir équation 5.7).

$$I_{OUTFS} = I_{OUT} + I_{\overline{OUT}} \quad (5.4)$$

$$I_{OUT} = I_{OUTFS} \cdot (CODE/256) \quad (5.5)$$

$$I_{\overline{OUT}} = I_{OUTFS} \cdot (255 - CODE/256) \quad (5.6)$$

Où "CODE" désigne l'entier correspondant aux 8 bits à l'entrée du DAC. Le courant  $I_{OUTFS}$  est proportionnel au courant de référence  $I_{REF}$ :

$$I_{OUTFS} = 32 I_{REF} = 32 \frac{V_{REF}}{R_{SET}} \quad (5.7)$$

Nous pouvons transformer le courant de sortie en une tension  $V_{OUT}$  par l'ajout d'une résistance  $R_L = (50 // 50)\Omega$ , comme le montre la Figure 95.

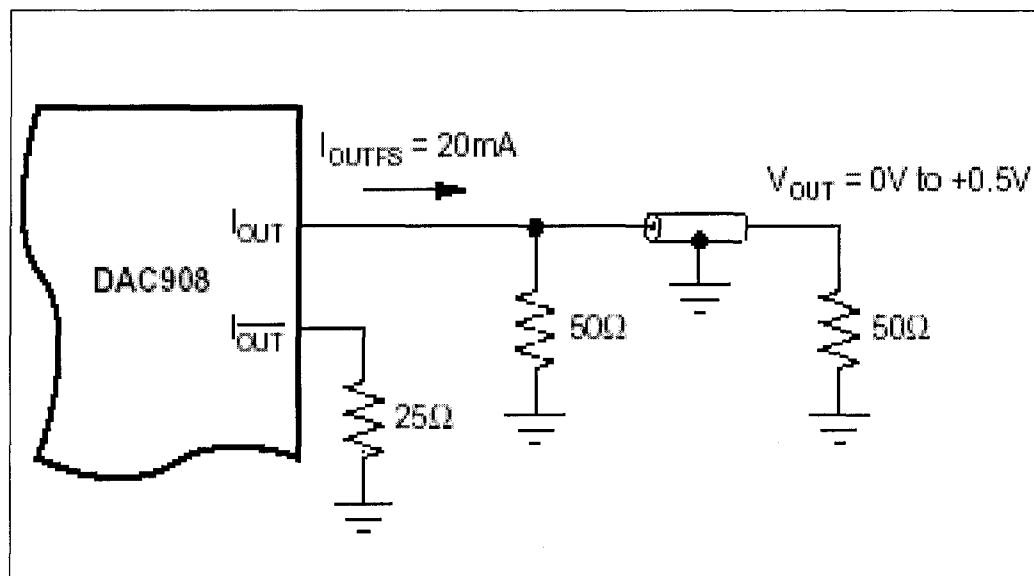


Figure 95 Circuit de transformation  $I_{OUTFS}$  en  $V_{OUT}$

La tension  $V_{OUT}$  est alors donnée par :

$$V_{OUT} = I_{OUT} R_L \quad (5.8)$$

où  $R_L$  est choisi tel que  $\Delta V = 1.3 V$ . En effet, cette condition nous permet d'utiliser le même circuit pendant la linéarisation de la pente positive et de la pente négative de l'atténuateur.

Il faut également noter que le courant  $I_{OUTFS}$  n'est pas suffisant pour faire fonctionner l'atténuateur conçu (pente positive). Pour pallier cet inconvénient, nous avons proposé un circuit électrique permettant de fournir le courant nécessaire. Ce circuit est un suiveur à la base d'un amplificateur opérationnel *LM324N* et d'un transistor *2N2222A*. Le suiveur a pour rôle de faire passer le potentiel d'entrée fourni par la carte *DAC908* vers la sortie, tout en lui ajoutant du courant. En fait, le transistor *2N2222A* monté en émetteur commun, peut fournir jusqu'au *300 mA*. La Figure 96 montre le circuit du suiveur utilisé.

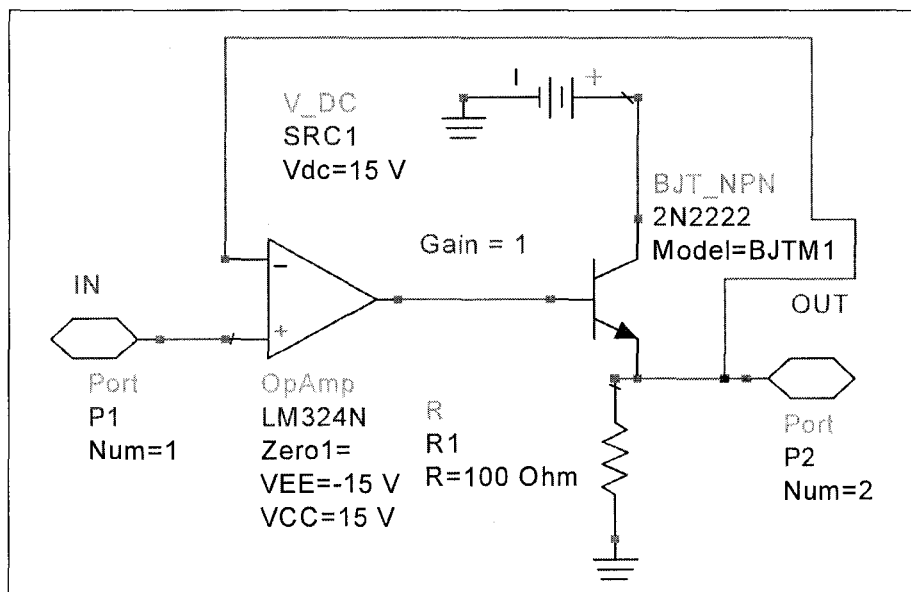


Figure 96 Circuit du suiveur conçu

#### 5.4.3 Résultats expérimentaux et programmation de la carte STK500

Après avoir réalisé le montage du circuit de linéarisation, nous avons pris les mesures des paramètres *S* de l'atténuateur (pente positive). Pendant cette opération, la mémoire de la carte *STK500* est initialisée par la fonction identité. Cela signifie que la sortie de la carte *STK500* (les 8 bits convertis au port B) est identique à son entrée (les 8 bits se trouvant dans le registre *ADCH* du convertisseur analogique-numérique). Chaque combinaison de 8 bits est ensuite convertie par la carte *CAN908* en une tension analogique qui sera

transmise à la patte d'alimentation de l'atténuateur à travers le suiveur. L'atténuateur alimenté à travers ce circuit donne les résultats de la Figure 97.

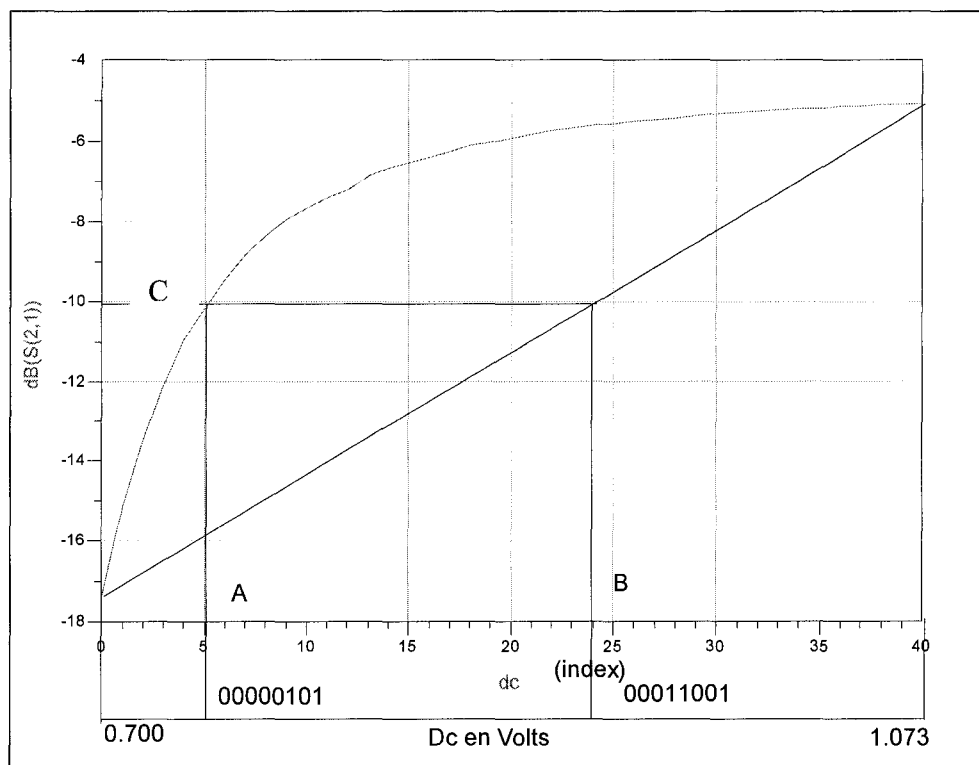


Figure 97  $S_{21}$  de l'atténuateur alimenté à travers le circuit de linéarisation.

La courbe de la Figure 97 montre le coefficient  $S_{21}$  de l'atténuateur alimenté à travers la carte *STK500*. La mémoire de la carte contient la fonction identité. Sur la même figure nous avons choisi la pente de linéarisation. Pour que la courbe devienne cette droite choisie, il faut que l'abscisse A du point C soit transformée en B. Autrement dit, au point C, au lieu d'alimenter l'atténuateur avec le potentiel de code (00000101), on l'alimente avec le potentiel de code (00011001). Cette procédure est identique pour tous les points de polarisation. Le tableau de correspondance est ensuite programmé dans la mémoire de la carte *STK500*. Pour accélérer la recherche des combinaisons dans la mémoire flash, nous avons placé les nouvelles combinaisons (transformée) aux adresses de valeurs



égales aux combinaisons initiales. La carte *STK500* étant pour le moment programmée, nous prenons les mesures des paramètres S de l'atténuateur. Nous trouverons les résultats à la Figure 98.

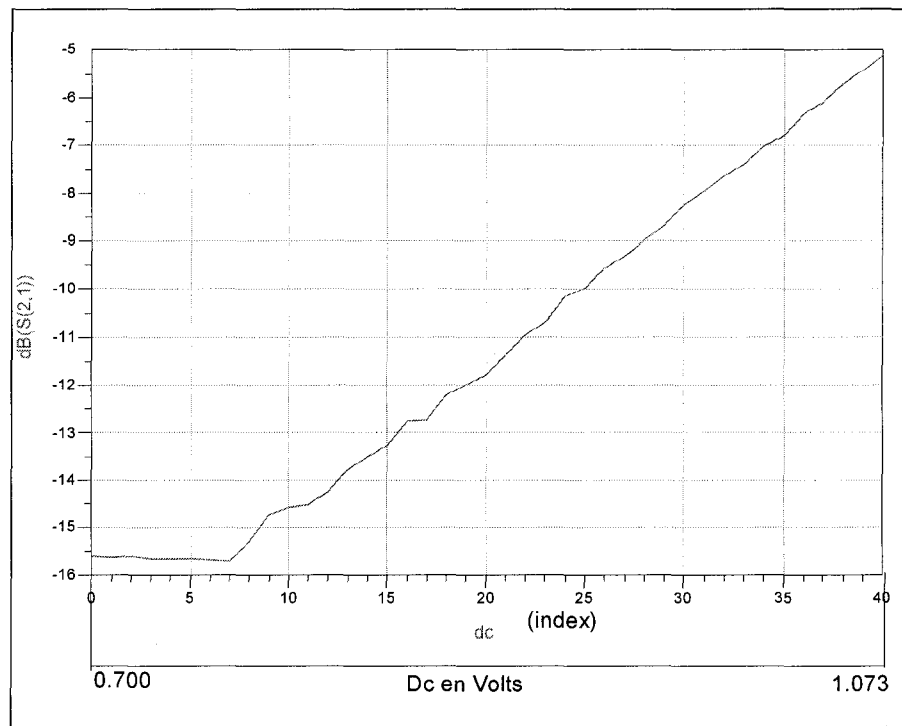


Figure 98  $S_{21}$  de l'atténuateur alimenté à travers le circuit de linéarisation

La Figure 98 montre que la variation du module du coefficient de transmission  $S_{21}$  en fonction de la tension de polarisation issue du circuit de linéarisation est linéaire. La courbe montre aussi que le circuit de polarisation n'est pas tout à fait parfait, surtout au début de la pente positive. Pendant la variation du  $Dc$ , la pente reste constante. Ceci est dû à l'absence des combinaisons transformées, vu que le pas de discrétisation est grand.

En considérant la partie linéaire de la courbe à la Figure 98, nous pouvons montrer que la pente est  $0.0322 \text{ dB/mV}$ , comme illustré à la Figure 99.

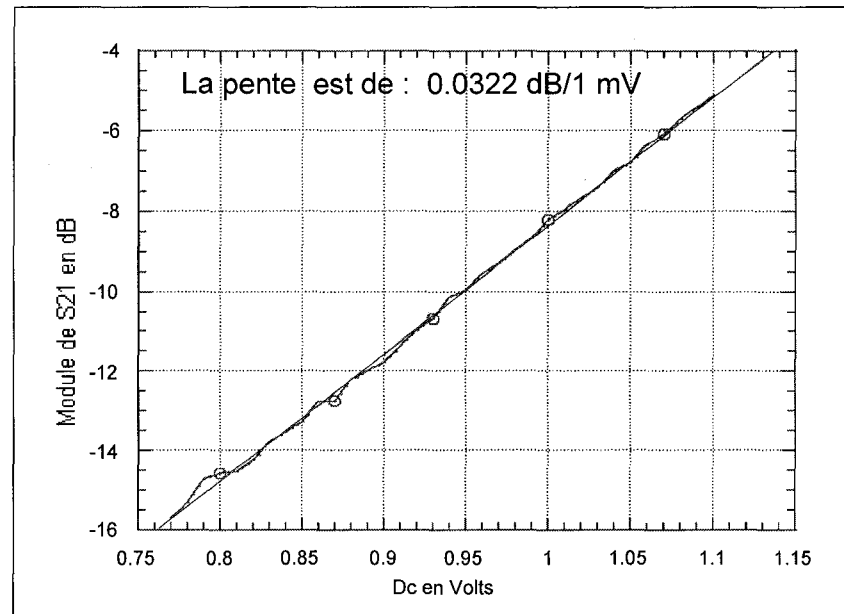


Figure 99 Pente de l'atténuateur linéaire ( pente positive)

La phase de l'atténuateur linéaire (pente positive) n'a pas changé pendant la polarisation issue du circuit de linéarisation. La Figure 100 montre qu'une variation de 7 degrés est encore présente pendant un dynamisme du module de  $14.24 \text{ dB}$ . Nous avons constaté quelques instabilités de la pente positive sur la Figure 98. Ceci est dû à la variation du pas du convertisseur analogique-numérique sur la carte *STK500*. La carte *CAN908* introduit aussi des bruits qui font parfois varier la pente. En générale nous pouvons dire que le circuit de linéarisation est stable. Il sera plus performant par la diminution du pas de conversion.

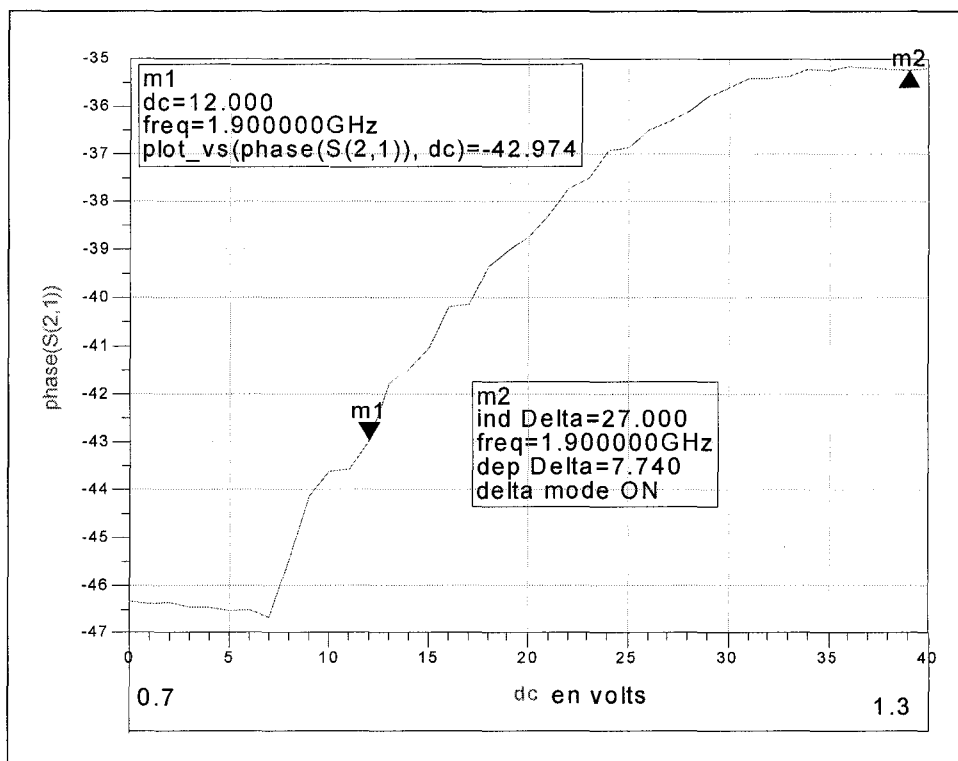


Figure 100 Variation de la phase de l'atténuateur linéaire

La variation de la phase est notée entre les deux marqueurs de la Figure 100. Les mesures sont sur la bande de  $40\text{ MHz}$ , alors que les calculs et l'affichage correspondent à la fréquence de  $1.9\text{ GHz}$ . Toutes les mesures et les calculs de la linéarisation de la pente négative de l'atténuateur sont réalisées par la même procédure utilisés pour la pente positive, comme le montre la Figure 101.

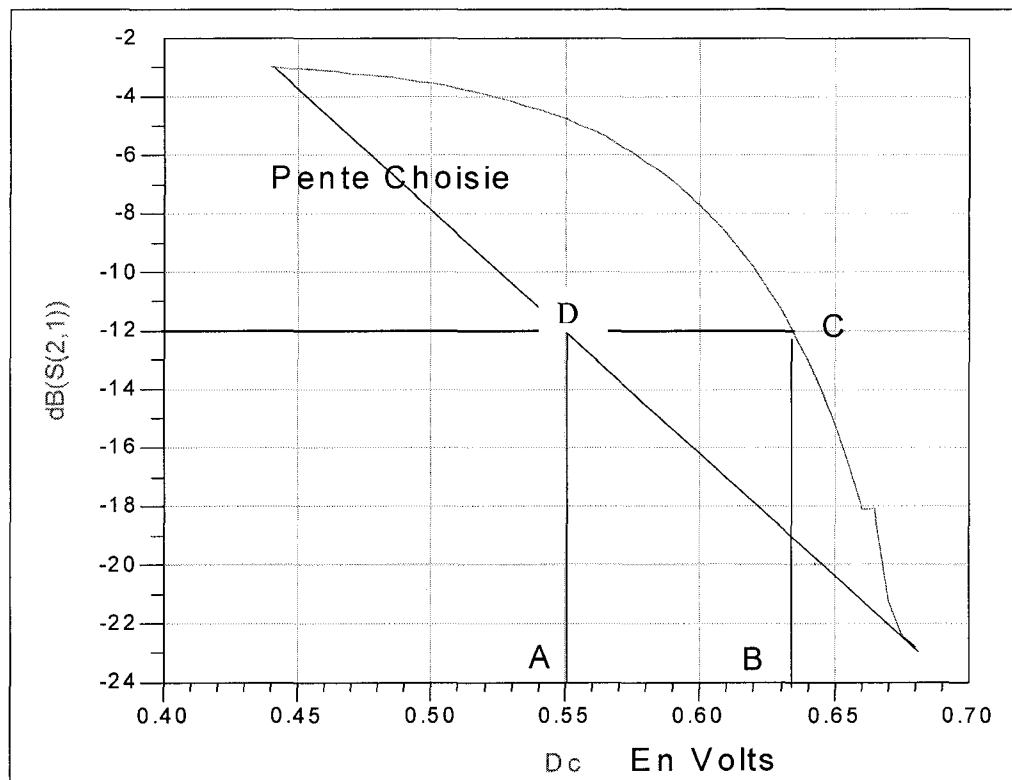


Figure 101 Linéarisation du module de l'atténuateur (pente négative)

La Figure 101 montre la variation du module de l'atténuateur alimenté par le circuit de linéarisation où la mémoire de la carte *STK500* contient la fonction identité. Pour linéariser le module, il faut déplacer le point C au point D se trouvant sur la droite de la Figure 101. Autrement dit, au lieu d'avoir  $Y_D$  dB au potentiel de commande  $B$  volts, nous devrions l'avoir au potentiel  $A$  volts. Cette transformation est écrite sous la forme d'un programme en langage Code Vision AVR, puis transférée à la mémoire de la carte *STK500*.

Quand l'atténuateur est alimenté à travers la carte *STK500* dont la mémoire contient le tableau look-up trouvé par la méthode de linéarisation vue plus haut, il se comporte comme un circuit linéaire par rapport au potentiel de polarisation  $D_c$ . Le coefficient de transmission mesuré est représenté à la Figure 102.

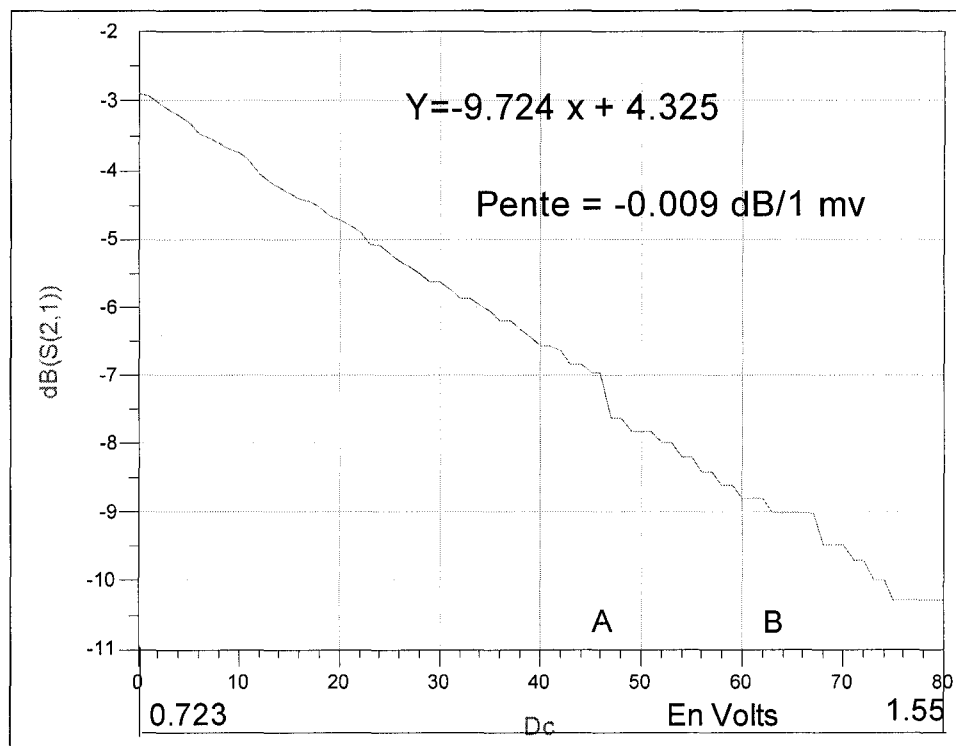


Figure 102 Variation du module de  $S_{21}$  de l'atténuateur (pente négative)

La Figure 102 montre qu'un dynamisme d'atténuation de 11 dB est atteint pour une déviation de phase de 6 degrés. Les pertes d'insertions sont restées au voisinage de 3 dB. La courbe montre aussi que la pente négative de l'atténuateur n'est pas toujours constante. Ceci est dû au changement du pas du convertisseur au niveau de la carte *STK500*. Il faut aussi noter que le tableau look-up n'a pas le nombre suffisant de valeurs pour que la courbe soit plus lisse. Ceci est dû au grand pas de conversion et à la variation de bruit au niveau de la source d'alimentation.

Dans le cas de la linéarisation du déphaseur, nous avons remonté une contrainte majeure. En effet, la carte *STK500* admet un voltage de référence maximum de 6V, alors que l'alimentation du déphaseur varie entre 0 et 11 V. Nous avons alors effectué la linéarisation de la partie sous le contrôle des 6 premiers volts. Ensuite, nous avons translaté le niveau 0 V à l'entrée du convertisseur analogique-numérique de 6 V. La

procédure de la linéarisation est la même que celle se rapportant aux deux autres cas de la pente positive et de pente négative de l'atténuateur. La Figure 103 montre les résultats obtenus.

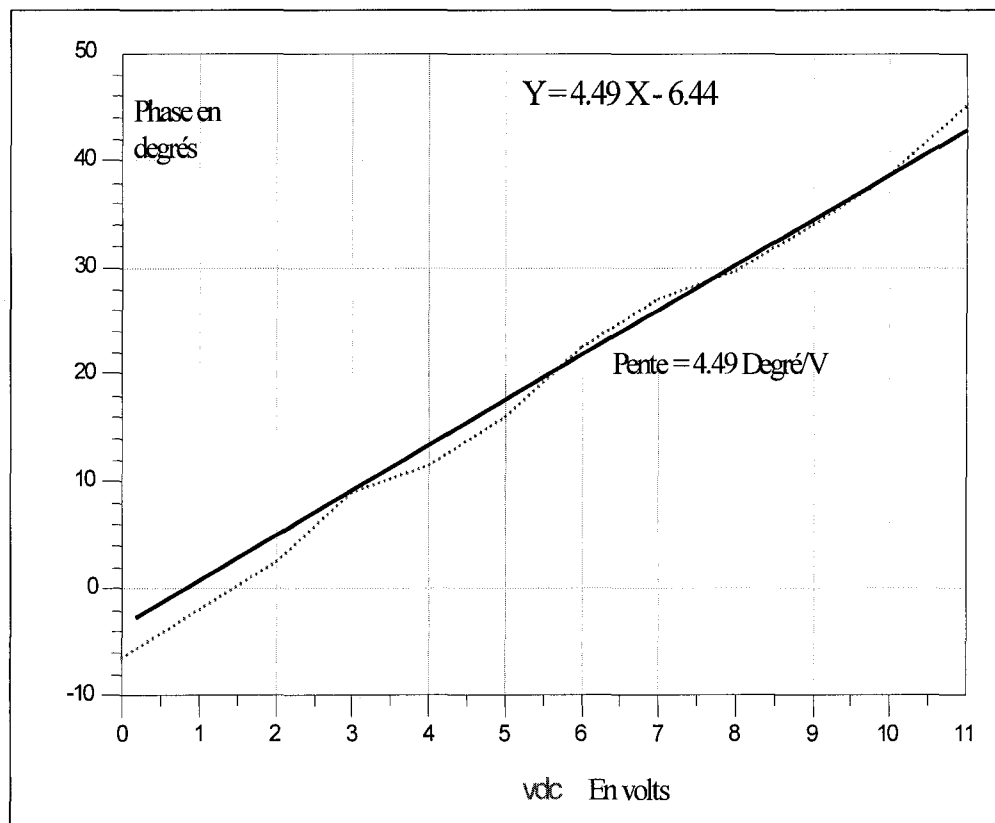


Figure 103 Variation linéaire du déphaseur

Il faut noter que la polarisation à travers le circuit de linéarisation n'a pas modifié la variation du module de coefficient de transmission du déphaseur. Les pertes d'insertion ont conservé leurs valeurs.

### 5.5 Linéarisation analogique

Bien que la linéarisation numérique ait donné de bons résultats, il faut encore l'améliorer. Pour ce faire, nous pouvons alimenter l'atténuateur à travers un circuit non linéaire.

Autrement dit, nous pouvons distordre l'alimentation de la source pour avoir une caractéristique linéaire. La linéarisation analogique peut être utilisée si le système n'exige pas une variation strictement linéaire.

Dans le cas de la pente positive de l'atténuateur, nous pouvons constater que la variation du coefficient de transmission  $S_{21}$  en fonction du potentiel de polarisation admet une forme logarithmique. L'idée est donc d'absorber cette variation. Ceci peut être réalisé à partir d'un montage exponentiel. Ce circuit est réalisé sur la base d'un amplificateur opérationnel *LM324N* et d'une diode du transistor *2N2222A*. La Figure 104 montre le montage réalisé.

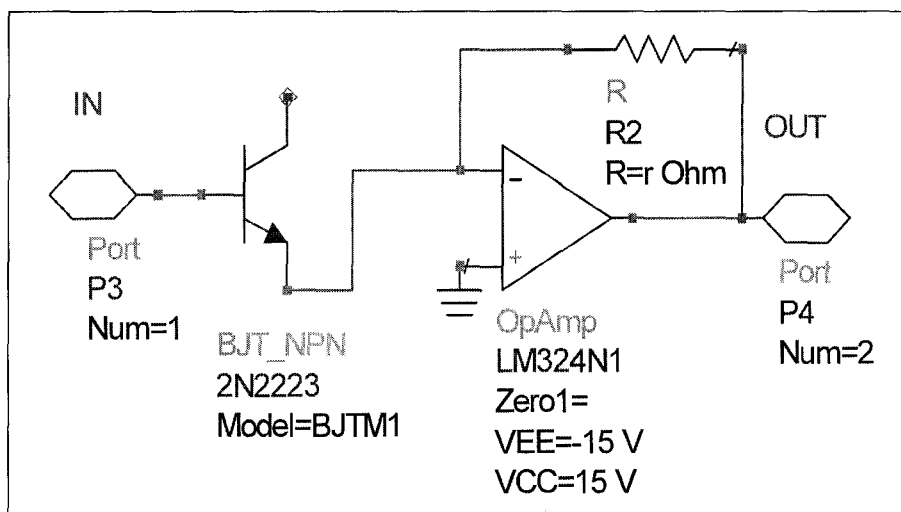


Figure 104 Circuit exponentiel réalisé

La Figure 105 montre les résultats obtenus, quand l'atténuateur est alimenté à travers le circuit de la Figure 104. Pour obtenir de bons résultats, il faut calculer tous les coefficients de la diode à la base du circuit de distorsion.

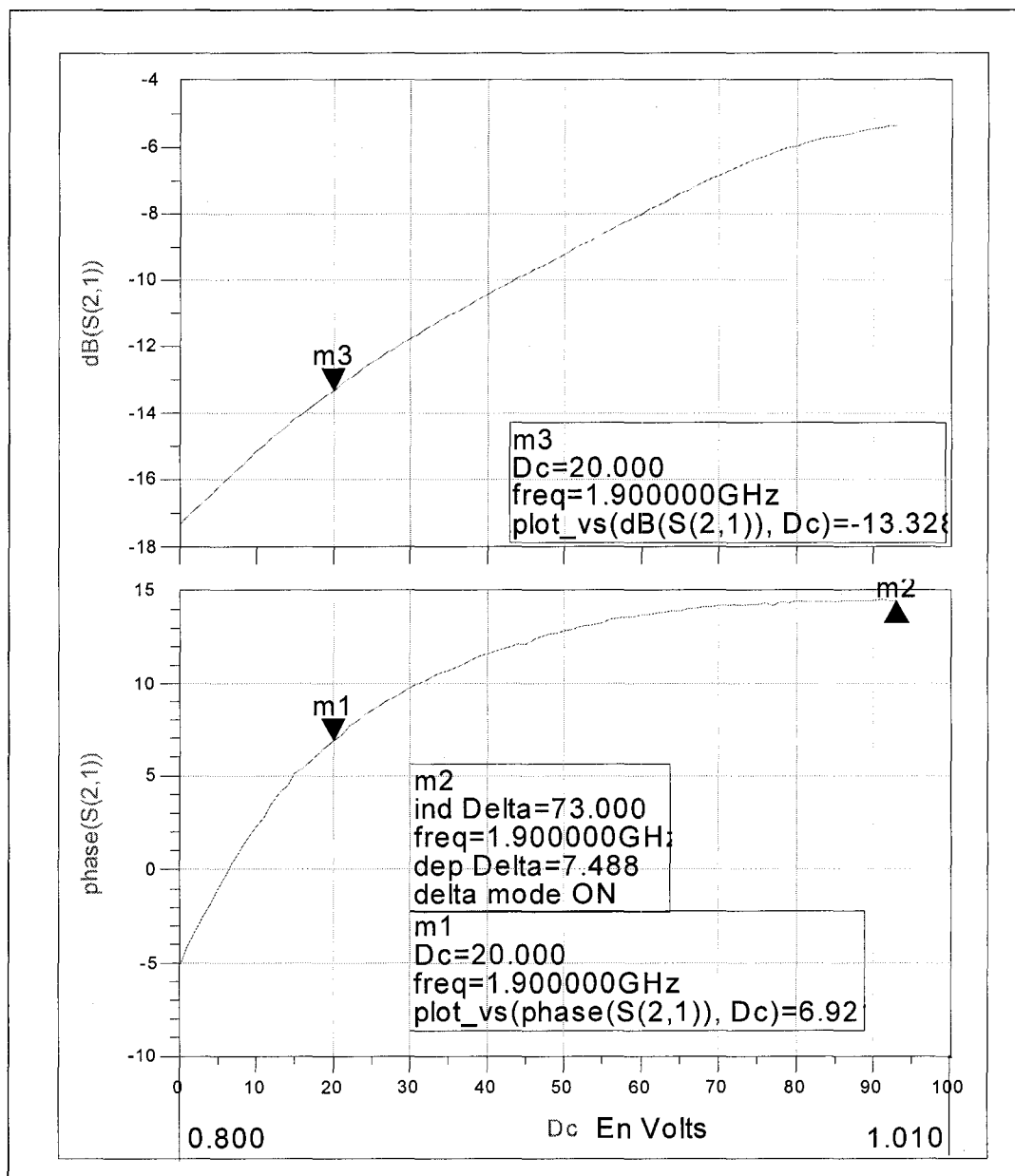


Figure 105 Variation de  $S_{21}$  (module et phase) de l'atténuateur (pente positive)



## 5.6 Conclusion

La linéarisation numérique est possible quel que soit le degré de la non-linéarité du circuit. Les résultats obtenus à partir de cette transformation sont acceptables dans le cas où le système exige un grand degré de linéarisation. L'inconvénient de cette transformation est qu'elle ne peut suivre les variations rapides des signaux. Le temps perdu entre le moment d'apparition du potentiel à convertir au niveau de la carte *STK500* et le moment où ce potentiel sera prêt à la sortie de la carte *CAN908*, est de 58 cycles machine. Donc, nous pouvons suivre les signaux dont la fréquence est inférieure à 78 *KHz*. La linéarisation analogique ne présente pas de contraintes au niveau de la fréquence du signal, mais ses résultats sont quasi linéaires. Cette transformation est plus facile à réaliser. Toutefois, les résultats escomptés ne sont pas comparables à ceux obtenus par la transformation numérique.

## CONCLUSION ET PERSPECTIVES

L'objectif de cette recherche est la conception et la réalisation de dispositifs d'atténuation et de déphasage linéaires variables. Pour ce faire, nous avons présenté deux modèles décrivant les diodes PIN et Varactor. Les modèles des diodes PIN et Varactor nous ont permis de concevoir l'atténuateur et le déphaseur.

Bien qu'à la fréquence centrale de  $1.9GHz$  les valeurs des paramètres  $S$  mesurées et simulées soient identiques, le modèle de la diode PIN proposé ne répond pas intégralement à la réalité. Le modèle trouvé demeure insuffisant pour une conception parfaite d'un atténuateur variable. En effet, le nombre de mesures effectuées sur les diodes PIN et Varactor ne permettent pas d'atteindre une modélisation idéale. Le modèle de la diode Varactor ne décrit pas le fonctionnement de déphaseur sur toute la bande de 40 MHz. Ce modèle a été testé positivement pour les fréquences  $1.88GHz$ ,  $1.89GHz$ ,  $1.90GHz$ ,  $1.91GHz$  et  $1.92GHz$ .

Le transformateur de longueur  $\lambda/4$  utilisé pendant la conception de l'atténuateur admet une impédance caractéristique largement supérieure à  $50\Omega$ . En effet, cette haute impédance nous a permis d'atteindre un grand dynamisme d'atténuation. Toutefois, ce transformateur a augmenté les pertes d'insertions. Au fait, lorsque la largeur de la ligne de transmission décroît, les pertes dans le substrat augmentent. Les pertes ohmiques ne sont donc pas les seuls facteurs des grandes pertes d'insertions.

Le transformateur de longueur  $\lambda/4$  et d'impédance  $3Z_0$  a pu résoudre les problèmes de variation de pertes d'insertions de la diode Varactor. Le déphaseur conçu n'a pas un grand dynamisme de phase et présente une pente quasi linéaire.

La linéarisation des modèles de diodes que nous avons proposés est obtenue par des interpolations quadratiques. Ces modèles linéaires présentent quelques insuffisances dues aux erreurs de calculs numériques et aux erreurs systématiques.

Pendant la réalisation du circuit de linéarisation à la base de la carte *STK500*, nous avons remarqué que le pas de conversion associé au convertisseur analogique/numérique n'est pas constant. Pour avoir une bonne précision, il faut minimiser le pas de conversion par l'élimination des sources de bruits.

Pour fabriquer un émulateur de canal *MIMO* à la base de l'atténuateur et du déphaseur conçus, il faut utiliser une carte *FPGA* au lieu du microcontrôleur Atmel163L. Au fait, l'alimentation de l'atténuateur et du déphaseur, à partir de la carte *FPGA*, minimise les bruits et améliore la précision du système.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] G.A. Lizma, Beton,R."1.6 GHz Gas MMIC Linear Attenuator with Integral Drivers" presented at Microwave and Millimeter-Wave monolithic Circuits, 1982,1987
- [2] B. Maoz, "A novel, linear voltage variable MMIC attenuator," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 1675-1683, 1990.
- [3] H. N. Hayashi, T.; Araki, K., "A miniaturized MMIC analog phase shifter using two quarter-wave-length transmission lines," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 150-154, 2002.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 2nd ed. New York, N.Y.: J. Wiley and Sons, 1998.
- [5] R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, *RF and microwave coupled-line circuits*. Boston, Mass.: Artech House, 1999.
- [6] G. Massobrio and P. Antognetti, *Semiconductor device modeling with SPICE*, 2nd ed. New York, N.Y.: McGraw-Hill, 1993.
- [7] G. H. Owyang, *Foundations for microwave circuits*. New York, N.Y.: Springer-Verlag, 1989.
- [8] R. P. Turner, *Abc's of varactors*. Indianapolis, Ind.: Howard W. Sams, 1970.
- [9] <http://www.Atmel.com>
- [10] <http://www.electro.proxone.fr/device.html>
- [11] M. M. Radmanesh, *Radio frequency and microwave electronics illustrated*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR, 2001.
- [12] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde, *Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques*. New York, N.Y.: J. Wiley and Sons, 1990.