



**Titre:** Linéarisation des amplificateurs de puissance micro-ondes par la  
Title: méthode de prédistorsion RF

**Auteur:** Zaharia Stefan Rogojan  
Author:

**Date:** 2003

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Rogojan, Z. S. (2003). Linéarisation des amplificateurs de puissance micro-ondes  
Citation: par la méthode de prédistorsion RF [Master's thesis, École Polytechnique de  
Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7299/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/7299/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de  
recherche:** Fadhel M. Ghannouchi  
Advisors:

**Programme:** Unspecified  
Program:

**UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL**

**LINÉARISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE MICRO-ONDES  
PAR LA MÉTHODE DE PRÉDISTORSION RF**

**ZAHARIA STEFAN ROGOJAN  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
DÉCEMBRE 2003**

© ZAHARIA STEFAN ROGOJAN, 2003



National Library  
of Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

Acquisitons et  
services bibliographiques

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*

*ISBN: 0-612-90857-7*

*Our file* *Notre référence*

*ISBN: 0-612-90857-7*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

---

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

**LINÉARISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE MICRO-ONDES  
PAR LA MÉTHODE DE PRÉDISTORSION RF**

présenté par: ROGOJAN ZAHARIA STEFAN

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès Sciences Appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. LAURIN, Jean-Jacques, Ph.D., président

M. GHANNOUCHI, Fadhel Mohamed, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. KHOUAS, Abdelhakim, Ph.D., membre

À ma famille,

## Remerciements

Je tiens sincèrement à remercier M. le Professeur Fadhel M. Ghannouchi pour m'avoir donné l'opportunité de faire ce travail au sein de son équipe de recherche ainsi que pour m'avoir encadré et assuré les ressources matérielles.

Je remercie M. le Professeur Jean-Jacques Laurin ainsi que M. le Professeur Abdelhakim Khouas pour avoir accepté de faire part du jury qui examinera ce mémoire.

Je remercie M. Jules Gauthier pour son indispensable assistance et pour ses conseils techniques pour la conception du circuit.

Je remercie M. Roch Brossard et M. Steve Dubé pour leur indispensable assistance pour la réalisation du circuit.

Je remercie Jean-Frédérique Gagné, Slim Boumaiza, Hraïmel Bouchaïb, Mohamed Twati, Colin Larose, Jérôme Sirois et Simon Germain pour leur aide scientifique, morale et amicale pendant mes études.

Je remercie tous mes collègues de PolyGRAMES.

Je ne veux pas oublier d'adresser mes grands remerciements à Ioana Cristina Radulescu, Mahfoud Hocine, Souleymane Bah et Philippe Mercure pour l'aide qu'ils m'ont apportée dans les corrections de ce mémoire.

Un très grand remerciement à mon ami Feodor Timofeev pour son soutien moral et scientifique.

Finalement, je remercie à mon épouse Rodica Rogoian Matei pour son soutien et sa patience sans limite.

**MERCI!!!**

## Résumé

La tendance actuelle dans la technologie de télécommunications moderne a été ciblée vers l'utilisation des dispositifs portatifs de type téléphone cellulaire, des aides numériques personnels et des réseaux sans fil. Cette tendance présente le besoin de systèmes radio compacts et efficaces en puissance. Typiquement, le dispositif le plus inefficace dans un système radio est l'amplificateur de puissance. La consommation énergétique des amplificateurs de puissance exige de nombreuses batteries de rechange pour fournir le courant de polarisation nécessaire, ce qui mène à des dispositifs plus encombrants. En plus, l'autonomie de batterie est réduite, ce qui réduit la mobilité.

Aussi, les canaux de transmission deviennent de plus en plus rapprochés, ce qui exige une amélioration de l'efficacité en largeur de bande. Puisque les amplificateurs de puissance efficaces sont typiquement non linéaires, ceci pose un problème majeur à la réalisation d'un système radio aussi efficace en puissance qu'en largeur de bande. Cependant, différentes techniques de linéarisation sont utilisées pour améliorer la linéarité des amplificateurs de puissance de haute efficacité.

Le travail présenté dans ce mémoire est focalisé sur la linéarisation réalisée avec des circuits de prédistorsion à base de diodes, particulièrement pour les amplificateurs de puissance à l'état solide (SSPA). La discussion de base sur les techniques communes de linéarisation disponibles au concepteur d'amplificateurs de puissance est présentée. En plus, une discussion des méthodes traditionnelles et modernes pour caractériser les non-linéarités est aussi présentée. Celle-ci inclut l'utilisation de l'analyse à deux-tonalités et de l'analyse plus moderne d'enveloppes. L'opération de linéarisation par prédistorsion avec des diodes est discutée en détail. Le présent mémoire s'occupera de deux types différents de circuits de linéarisation. Le premier circuit de linéarisation est un circuit

qui utilise les diodes connectées en parallèle et en polarisation directe. Le deuxième circuit a les diodes Schottky en connexion anode à cathode.

Dans le cas du premier circuit, à partir d'un circuit de prédistorsion RF de premier ordre utilisé pour la linéarisation des amplificateurs à ondes progressives (TWTA), nous développons un circuit de prédistorsion RF de deuxième ordre qui donne une caractéristique de gain ayant deux points d'inflexion.

Le deuxième circuit est un développement d'un ancien circuit, conçu pour basse fréquence.

Pour les deux circuits, des prototypes ont été construits à partir de leurs circuits simulés. Les résultats théoriques ont été comparés aux mesures expérimentales et des systèmes de linéarisation ont été utilisés pour valider ces résultats.

Pour les deux circuits les résultats montrent une amélioration concernant la distorsion d'intermodulation de troisième ordre et de cinquième ordre. Les deux circuits de linéarisation sont également présentés. Des considérations en ce qui concerne la conception, les simulations et le dessin de réalisation sont présentés. En conclusion, plusieurs recommandations sont faites pour la recherche future.



## Abstract

The recent trend in modern telecommunication technology has been towards the increased use of portable and handheld devices such as cellular telephones, personal digital assistants and wireless networks. This trend presents the need for compact and power efficient radio systems. Typically, the most power inefficient device in a radio system is the power amplifier. Power amplifiers inefficiency requires increased battery reserves to supply the necessary DC bias current, resulting in larger devices. Alternatively, the length of time between battery charges is reduced for a given battery size, reducing mobility.

Also, communication channels are becoming increasingly crowded, which presents the need for improved bandwidth efficiency. Since power efficient amplifiers are typically nonlinear, this poses a major problem in realizing a bandwidth and power efficient radio system. However, by employing various linearization techniques, the linearity of a high efficiency power amplifier may be improved.

The work presented in this master thesis focuses on diodes predistortion linearization, particularly for the solid-state power amplifiers (SSPA). Background discussion on common linearization techniques available to the power amplifiers designer is presented. In addition, a discussion of traditional and modern methods of nonlinearity characterization is presented. This includes the use of two-tone analysis. The operation of the diode predistortion linearizers is discussed in detail.

The present master thesis will explain two different types of linearization circuits. The first linearizer is a circuit, which uses the diode connected in parallel and direct polarization. The second circuit has the Schottky diodes in connection head to tail. In the case of the first circuit, we began with a first order predistortion circuit, used for the linearization of the travelling waves amplifiers (TWTA). We develop a second-order predistortion circuit, which gives a characteristic with two inflection points.

The second linearization circuit is a development of an ancient circuit, which was designed for low frequencies. For the two circuits, prototypes were built starting from their simulated circuits. The theoretical results were compared with experimental measurements and two systems of linearization were used to validate these results. For the two circuits the results show an improvement concerning the third order and the fifth order intermodulation distortion. Two linearization circuits were also presented. Considerations regarding the design, the simulations, and the layout were presented. In conclusion, several recommendations are made for future research.

## TABLE DES MATIÈRES

Dédicace.....	iv
Remerciements.....	v
Résumé.....	vi
Abstract.....	viii
Table des matières.....	x
Liste des tableaux.....	xvi
Listes des figures.....	xvii
Liste des annexes.....	xxvi
Liste des sigles et des abréviations.....	xxviii
Introduction.....	1
<b>CHAPITRE I.....</b>	<b>4</b>
Caractéristiques des amplificateurs de puissance et méthodes de linéarisation.....	4
Introduction.....	4
1.1 Amplificateurs de puissance micro-ondes.....	4
1.1.1 Amplificateur idéal.....	4
1.1.2 Amplificateurs réels.....	5

1.2 Types de distorsions .....	7
1.2.1 Distorsions linéaires .....	7
A. Distorsion linéaire d'amplitude .....	7
B. Distorsion linéaire de phase.....	7
C. Distorsion apportée par le bruit .....	9
1.2.2 Distorsions non-linéaires.....	9
1.2.3 Distorsion harmonique .....	10
1.2.4 Distorsion d'intermodulation .....	11
1.3 Points de compression et d'interception .....	13
1.3.1 Point de compression à 1 dB.....	13
1.3.2 Points d'interception de 3 <sup>ème</sup> et de 5 <sup>ème</sup> ordre.....	14
1.4 Retraits en puissance d'entrée et sortie.....	14
1.5 Méthodes de mesures de linéarité.....	15
1.5.1 Méthode à deux porteuses .....	15
1.5.2 Méthode avec multi-sources.....	15
1.5.3 Méthode source de bruit.....	16
1.5.4 Méthode d'ACPR.....	17
1.6 Méthodes de linéarisation .....	19
1.6.1 Méthodes analogiques.....	19
A. Polarisation dynamique .....	19
B. Rétroaction .....	20
C. Prédistorsion RF adaptative.....	21
D. Post-compensation adaptative .....	21
1.6.2 Méthodes numériques .....	22
A. Rétroaction cartésienne .....	23
B. Prédistorsion adaptative.....	24
Conclusion .....	25

<b>CHAPITRE II.....</b>	<b>26</b>
Architecture du circuit de linéarisation pour les amplificateurs de puissance avec les diodes en parallèle et en polarisation directe .....	26
Introduction.....	26
2.1 Circuit de linéarisation avec une diode en polarisation directe .....	27
2.1.1 Principe de fonctionnement.....	27
2.1.2 Étude du coefficient de transmission $S_{21}$ du circuit de linéarisation K. Yamauchi .....	29
2.2 Étude d'un circuit de linéarisation avec deux diodes en parallèle.....	33
2.2.1 Principe de fonctionnement.....	34
2.2.2 Résultats théoriques .....	34
2.3 Conception d'un circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle en polarisation directe.....	35
2.3.1 Principe de fonctionnement.....	35
2.3.2 Calcul du coefficient de réflexion du circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe .....	36
2.3.3 Les caractéristiques du gain et de la phase du circuit à trois diodes ...	45
2.4 Architecture du circuit de linéarisation à six diodes.....	47
2.4.1 Principe de fonctionnement.....	47
2.4.2 Conception du circuit .....	48
2.5 Résultats théoriques.....	48
2.5.1 Caractéristiques de l'amplificateur à linéariser.....	49
2.5.2 Simulation du circuit de linéarisation.....	50
2.6. Conception du prototype.....	56
2.6.1 Méthode de réalisation adoptée.....	56
2.6.2 Technologie de fabrication.....	57
2.6.3 Choix du substrat.....	57
2.6.4 Sélection des composants.....	58
2.6.4.1 Diodes Schottky.....	58

2.6.4.2	Diodes PIN.....	59
2.6.4.3	Coupleur hybride 90 degrés.....	61
2.6.5	Analyse de la construction du prototype.....	63
2.6.5.1	Analyse des trous Via cylindriques dans le micro-ruban .....	63
A.	Circuit avec des trous Via cylindriques non modélisés dans le micro-ruban.....	64
B.	Circuit avec les trous Via cylindriques dans le micro-ruban modélisé.....	66
C.	Conclusion pour le choix des trous Via cylindriques dans le micro-ruban .....	67
2.6.5.2	Analyse d'adaptation du coupleur hybride 90 degrés.....	67
A.	Adaptation du coupleur à l'entrée.....	68
B.	Adaptation du coupleur à la sortie .....	69
C.	Conclusion sur l'adaptation du coupleur.....	70
2.6.5.3	Analyse des condensateurs de découplage .....	70
2.6.6	Simulation du prototype .....	71
2.7	Réalisation du prototype .....	74
2.7.1	Résultats expérimentaux avec le prototype.....	75
A.	Mesures des paramètres S.....	77
B.	Mesures de gain et de phase.....	78
C.	Résultat final .....	82
	Conclusion .....	83

### **CHAPITRE III..... 84**

	Architecture du circuit de linéarisation pour les amplificateurs de puissance avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode.....	84
	Introduction.....	84
3.1	Le système de prédistorsion proposé.....	85
3.2	Le circuit de linéarisation par prédistorsion RF .....	85

3.2.1 Première étape de la conception.....	87
3.2.1.1 Calcul de l'impédance d'entrée de la puce .....	87
3.2.1.2 Calcul de l'impédance de la diode.....	89
3.2.2 Deuxième étape de conception.....	93
3.2.3 Troisième étape de conception.....	95
3.2.3.1 Le calcul de l'impédance d'entrée pour les deux diodes Schottky en parallèle.....	96
3.2.3.2. Le calcul de l'impédance d'entrée .....	99
3.2.4 Quatrième étape de conception .....	101
3.2.5 Étape finale de conception .....	103
3.3 Architecture du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode.....	109
3.3.1. Description du circuit.....	109
3.3.2 Conception du circuit.....	110
3.4 Résultats théoriques.....	111
3.4.1 Caractéristiques de l'amplificateur à linéariser.....	111
3.4.2 Simulation du circuit de linéarisation.....	111
3.5. Conception du prototype.....	116
3.5.1 Choix du substrat.....	116
3.5.2 Sélection des composants.....	117
3.5.2.1 Diodes Schottky.....	117
3.5.2.2 Les inductances d'accord.....	118
3.5.3 Analyse de la construction du prototype .....	118
3.5.4 Simulation du prototype .....	118
3.6 Réalisation du prototype.....	121
3.6.1 Résultats expérimentaux avec le prototype.....	122
A. Mesures des paramètres S.....	123
B. Mesures de gain et de phase.....	125
C. Résultat final .....	129

Conclusion .....	129
<b><u>CHAPITRE IV .....</u></b>	<b><u>131</u></b>
Conception et mesures des systèmes de linéarisation .....	131
Introduction .....	131
4.1 Conception et principe de fonctionnement du système de linéarisation.....	131
4.2. Mesure du système de linéarisation conçu avec le circuit à six diodes en parallèle et en polarisation directe .....	133
4.2.1 Mesures avec une seule porteuse .....	133
4.2.2 Mesures avec deux porteuses .....	137
4.3. Mesure du système de linéarisation conçu avec le circuit avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode .....	142
4.3.1 Mesures avec une seule porteuse .....	142
4.3.2. Mesures avec deux porteuses .....	146
Conclusion .....	150
<b><u>CONCLUSIONS/TRAVAUX FUTURS .....</u></b>	<b><u>151</u></b>
Conclusions .....	151
Travaux futurs .....	153
<b><u>RÉFÉRENCES .....</u></b>	<b><u>155</u></b>
<b><u>ANNEXES .....</u></b>	<b><u>159</u></b>



## LISTE DES TABLEAUX

### Chapitre II

Tableau 2.1. Paramètres de la simulation pour la diode Schottky de type HSMS-2820	31
Tableau 2.2. Les caractéristiques du substrat utilisé .....	57
Tableau 2.3. Les paramètres du modèle APLAC.....	60

### Chapitre III

Tableau 3.1. Les paramètres SPICE de la puce .....	88
Tableau 3.2. Les valeurs spécifiques du modèle.....	89
Tableau 3.3. Les caractéristiques du substrat utilisé .....	117

## LISTES DES FIGURES

### Chapitre I

Figure 1.1. Amplificateur micro-ondes.....	5
Figure 1.2. Gain et phase de l'amplificateur vs. puissance d'entrée.....	6
Figure 1.3. Courbe de gain d'un amplificateur de puissance.....	6
Figure 1.4. Distorsions linéaires: a) de gain, b) de phase .....	8
Figure 1.5. Distorsions non-linéaires: a) d'amplitude, b) de phase .....	10
Figure 1.6. Distorsions harmoniques .....	11
Figure 1.7. Distorsion d'intermodulation.....	12
Figure 1.8. Points de compression et d'interception.....	13
Figure 1.9. Méthode de mesure par multi-porteuses.....	16
Figure 1.10. Méthode de mesure par source de bruit.....	16
Figure 1.11. Exemple de mesure d'IMD et d'ACPR.....	18
Figure 1.12. Linéarisation par polarisation dynamique .....	19
Figure 1.13. Linéarisation adaptative à double enveloppe.....	20
Figure 1.14. Principe de prédistorsion .....	21
Figure 1.15. Linéarisation par post-compensation adaptative .....	22
Figure 1.16. Linéarisation par rétroaction cartésienne.....	23
Figure 1.17. Linéarisation par prédistorsion adaptative.....	25

### Chapitre II

Figure 2.1. Circuit de linéarisation avec une diode en parallèle et en polarisation directe .....	27
Figure 2.2. Les points de fonctionnement en petit signal et en grand signal .....	28

Figure 2.3. a) Circuit K. Yamauchi; b) Circuit équivalent.....	29
Figure 2.4. L'évolution du module et de la phase du coefficient $S_{21}$ .....	32
Figure 2.5. Circuit de linéarisation à deux diodes en parallèle .....	33
Figure 2.6. La caractéristique MA/MA d'un circuit de linéarisation destiné à linéariser un amplificateur à MESFET .....	34
Figure 2.7. La caractéristique MP/MA d'un circuit de linéarisation destiné à linéariser un amplificateur à MESFET .....	34
Figure 2.8. La caractéristique MA/MA d'un circuit de linéarisation destiné à linéariser un amplificateur à onde progressive .....	35
Figure 2.9. La caractéristique MP/MA d'un circuit de linéarisation destiné à linéariser un amplificateur à onde progressive .....	35
Figure 2.10. Circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe .....	36
Figure 2.11. Première partie du circuit: linéarisateur à deux diodes.....	37
Figure 2.12. Les circuits équivalents pour les diodes $D_1$ et $D_2$ .....	38
Figure 2.13. Les circuits équivalent pour la première partie du circuit: linéarisateur à deux diodes .....	38
Figure 2.14. La deuxième partie du circuit .....	40
Figure 2.15. Circuit équivalent pour le deuxième circuit.....	41
Figure 2.16. Principe du circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle .....	45
Figure 2.17. Les caractéristiques du gain et de la phase .....	46
Figure 2.18. L'architecture du circuit de linéarisation.....	47
Figure 2.19. Caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser .....	49
Figure 2.20. Caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser .....	50
Figure 2.21. Variations du coefficient $S_{11}$ dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques .....	51
Figure 2.22. Variations du coefficient $S_{22}$ dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques .....	51

Figure 2.23. Les caractéristiques de gain du circuit de linéarisation pour les deux versions théoriques.....	52
Figure 2.24. Superposition des caractéristiques de gain du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	54
Figure 2.25. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour les deux versions théoriques.....	54
Figure 2.26. Les caractéristiques de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques.....	55
Figure 2.27. Superposition des caractéristiques de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	56
Figure 2.28. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques .....	56
Figure 2.29. Le modèle APLAC de la diode PIN .....	60
Figure 2.30. Principe du coupleur hybride 90 degrés .....	61
Figure 2.31. Couplage du coupleur hybride 90 degrés .....	62
Figure 2.32. Isolation du coupleur hybride 90 degrés.....	62
Figure 2.33. Pertes de retour du coupleur hybride 90 degrés.....	62
Figure 2.34. Équilibre de phase du coupleur hybride 90 degrés .....	62
Figure 2.35. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation avec des trous Via cylindriques non modélisés dans le micro-ruban.....	65
Figure 2.36. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation avec des trous Via cylindriques non modélisés dans le micro-ruban.....	65
Figure 2.37. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation avec les trous Via cylindriques dans le micro-ruban modélisé.....	66
Figure 2.38. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation avec les trous Via cylindriques dans le micro-ruban modélisé.....	66
Figure 2.39. L'adaptation à l'entrée.....	68
Figure 2.40. Variation des coefficients $S_{11}$ et $S_{22}$ pour l'adaptation à l'entrée du coupleur hybride.....	69

Figure 2.41. L'adaptation à la sortie .....	69
Figure 2.42. Variation des coefficients $S_{11}$ et $S_{22}$ pour l'adaptation à la sortie du coupleur hybride.....	70
Figure 2.43. Variations de $S_{11}$ et $S_{22}$ dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation simulé .....	71
Figure 2.44. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation simulé.....	72
Figure 2.45. Superposition de la caractéristique de gain du circuit de linéarisation simulé et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser.....	73
Figure 2.46. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour le circuit simulé .....	73
Figure 2.47. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation simulé.....	74
Figure 2.48. Superposition de la caractéristique de phase du circuit de linéarisation simulé et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	74
Figure 2.49. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit simulé .....	74
Figure 2.50. Dessin de réalisation.....	75
Figure 2.51. Dispositif expérimental de mesure .....	76
Figure 2.52. Variations de $S_{11}$ et $S_{22}$ dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation mesuré .....	77
Figure 2.53. Variation d'amplitude des coefficients $S_{11}$ et $S_{22}$ avec la puissance d'entrée .....	78
Figure 2.54. Variation de la phase des coefficients $S_{11}$ et $S_{22}$ avec la puissance d'entrée .....	78
Figure 2.55. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation mesuré .....	79
Figure 2.56. Superposition de la caractéristique de gain du circuit de linéarisation mesuré et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	80
Figure 2.57. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour le circuit mesuré .....	80
Figure 2.58. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation mesuré.....	81

Figure 2.59. Superposition de la caractéristique de phase du circuit de linéarisation mesuré et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	81
Figure 2.60. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit mesuré .....	81
Figure 2.61. Les caractéristiques de gain mesurées .....	82

### **Chapitre III**

Figure 3.1. Élément non-linéaire anode à cathode .....	86
Figure 3.2. Circuit de prédistorsion.....	86
Figure 3.3. Le modèle linéaire de la micro-plaquette .....	88
Figure 3.4. Modèle de la diode Schottky .....	89
Figure 3.5. Circuit équivalent I pour le modèle HSMS-2820 .....	89
Figure 3.6. Circuit équivalent II pour le modèle HSMS-2820.....	90
Figure 3.7. Circuit équivalent III pour le modèle HSMS-2820 .....	90
Figure 3.8. Circuit équivalent IV pour le modèle HSMS-2820 .....	91
Figure 3.9. Circuit équivalent V pour le modèle HSMS-2820 .....	92
Figure 3.10. Le contour de l'impédance du modèle en fonction de la variation de la résistance de jonction .....	93
Figure 3.11. Le modèle de diode accordée .....	94
Figure 3.12. Le contour de l'impédance du modèle en parallèle avec une inductance d'accord en fonction de la résistance de jonction .....	94
Figure 3.13. Réseau de réflexion non-linéaire .....	95
Figure 3.14. Paire transformée de la diode Schottky .....	96
Figure 3.15. Modèle de la diode Schottky HSMS-2822 .....	97
Figure 3.16. Circuit équivalent I pour le modèle HSMS-2822.....	97
Figure 3.17. Circuit équivalent II pour le modèle HSMS-2822.....	97
Figure 3.18. Circuit équivalent III pour le modèle HSMS-2822 .....	98

Figure 3.19. Transformation triangle en étoile.....	98
Figure 3.20. Circuit équivalent IV pour le modèle HSMS-2822 .....	99
Figure 3.21. Circuit équivalent V pour le modèle HSMS-2822 .....	99
Figure 3.22. Le contour de l'impédance du modèle à deux diodes en série avec un transformateur d'impédance en fonction de la résistance de jonction .....	100
Figure 3.23. Topologie d'un diviseur de tension .....	101
Figure 3.24. Topologie avec la diode PIN en parallèle.....	101
Figure 3.25. Réseau avec deux ports.....	102
Figure 3.26. Topologie d'un circuit de prédistorsion.....	102
Figure 3.27. L'implémentation du circuit de prédistorsion.....	104
Figure 3.28. Circuit d'analyse pour le circuit de prédistorsion.....	104
Figure 3.29. La caractéristique théorique du circuit de prédistorsion pour quelques valeurs de tension sur les diodes Schottky .....	108
Figure 3.30. La caractéristique théorique du circuit de prédistorsion pour quelques valeurs de tension sur les diodes PIN.....	108
Figure 3.31. La caractéristique théorique du circuit de prédistorsion pour quelques valeurs d'inductance d'accord.....	109
Figure 3.32. L'architecture du circuit de linéarisation.....	110
Figure 3.33. Les caractéristiques de gain du circuit de linéarisation pour les deux versions théoriques.....	112
Figure 3.34. Superposition des caractéristiques de gain du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques et l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	114
Figure 3.35. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour les deux circuits théoriques .....	114
Figure 3.36. Les caractéristiques de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques.....	115
Figure 3.37. Superposition des caractéristiques de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques et l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	115

Figure 3.38. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques .....	115
Figure 3.39. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation simulé .....	119
Figure 3.40. Superposition de la caractéristique de gain du circuit de linéarisation simulé et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	120
Figure 3.41. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour le circuit simulé .....	120
Figure 3.42. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation simulé .....	120
Figure 3.43. Superposition de la caractéristique de phase du circuit de linéarisation simulé et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	121
Figure 3.44. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit simulé .....	121
Figure 3.45. Dessin de réalisation .....	122
Figure 3.46. Dispositif expérimental de mesure .....	123
Figure 3.47. Variations de $S_{11}$ et $S_{22}$ dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation mesuré .....	124
Figure 3.48. Variation de l'amplitude des coefficients $S_{11}$ et $S_{22}$ avec la puissance d'entrée .....	125
Figure 3.49. Variation de la phase des coefficients $S_{11}$ et $S_{22}$ avec la puissance d'entrée .....	125
Figure 3.50. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation mesuré .....	126
Figure 3.51. Superposition de la caractéristique de gain du circuit de linéarisation mesuré et l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	127
Figure 3.52. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour le circuit mesuré .....	127
Figure 3.53. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation mesuré .....	127
Figure 3.54. Superposition de la caractéristiques de phase du circuit de linéarisation mesuré et l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser .....	128



Figure 3.55. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit mesuré .....	128
Figure 3.56. Les caractéristiques de gain mesurées .....	129

#### Chapitre IV

Figure 4.1. Système de linéarisation par méthode de prédistorsion adaptative .....	132
Figure 4.2. Système de mesure à une porteuse avec le circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe.....	134
Figure 4.3. Caractéristiques de transfert de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation à la fréquence de 2.0 GHz .....	135
Figure 4.4. Caractéristiques de phase de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après à la fréquence de 2.0 GHz.....	137
Figure 4.5. Système de mesure à deux porteuses avec le circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe .....	138
Figure 4.6. Caractéristiques des rapports $C/IMD_3$ vs. OPBO de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$ GHz) .....	139
Figure 4.7. Caractéristiques des rapports $C/IMD_5$ vs. OPBO de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$ GHz) .....	139
Figure 4.8. Amélioration de $C/IMD$ à deux porteuses pour une OPBO de 4.5 dB.....	141
Figure 4.9. Amélioration de $C/IMD$ à deux porteuses pour une OPBO de 5.5 dB.....	141
Figure 4.10. Système de mesure à une porteuse avec le circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode.....	143
Figure 4.11. Caractéristiques de transfert de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation à la fréquence de 2.0 GHz .....	144
Figure 4.12. Caractéristiques de phase de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$ GHz) .....	145

Figure 4.13. Système de mesure à deux porteuses avec le circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode.....	147
Figure 4.14. Caractéristiques des rapports $C/IMD_3$ vs. OPBO de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$ GHz).....	146
Figure 4.15. Caractéristiques des rapports $C/IMD_5$ vs. OPBO de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$ GHz).....	146
Figure 4.16. Amélioration de $C/IMD$ à deux porteuses pour une OPBO de 5 dB.....	148
Figure 4.17. Amélioration de $C/IMD$ à deux porteuses pour une OPBO de 6 dB.....	149

## LISTE DES ANNEXES

- Annexe 2.1: Programme pour le calcul du coefficient de transmission  $S_{21}$  du circuit de linéarisation à une diode en parallèle et en polarisation directe
- Annexe 2.2: Programme pour le calcul des paramètres S, du coefficient de réflexion  $\Gamma$ , du gain et de la phase du circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe
- Annexe 2.3: Première version du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe
- Annexe 2.4: La deuxième version du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe
- Annexe 2.5: Spécification technique pour le substrat de type RT/duroid® 6010LM
- Annexe 2.6: Spécification technique pour la diode Schottky de type HSMS-2820
- Annexe 2.7: Spécification technique pour la diode PIN de type HMPP-3890
- Annexe 2.8: Spécification technique pour le coupleur hybride de type 1A1305-3
- Annexe 2.9: Schéma du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe
- Annexe 2.10: Prototype du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe
- Annexe 2.11: Analyse des trous Via cylindriques dans le micro-ruban
- Annexe 3.1: Première version du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode
- Annexe 3.2: La deuxième version du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode
- Annexe 3.3: Spécification technique pour l'inductance d'accord de type 0603CS
- Annexe 3.4: Schéma du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en configuration anode à cathode, version finale

- Annexe 3.5: Prototype du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en configuration anode à cathode
- Annexe 4.1: Spécification technique pour l'amplificateur ZHL-4240
- Annexe 4.2: Spécification technique pour l'amplificateur ERA-3SM

## LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS

ACPR	: Adjacent-Channel Power Ratio
ADEF	: Automatic Double Envelope Feedback
ADS	: Logiciel commercial de simulation non-linéaire (ADS 2002)
BW	: Band Width
DSP	: Digital Signal Processing
INBO	: Input Back Off
IMD	: Intermodulation Distortion
MA/MA	: Distorsions de Modulation d'Amplitude/Modulation d'Amplitude
MF/MA	: Conversion de Modulation de Fréquence /Modulation d'Amplitude
MF/MP	: Conversion de Modulation de Fréquence/Modulation de Phase
MIC	: Circuits Intégrés Micro-ondes
MP/MA	: Distorsions de Modulation de Phase /Modulation d'Amplitude
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
OPBO	: Output Back Off
QPSK	: Quadrature Phase-Shift Keyed
SSPA	: Solid State Power Amplifiers
WCDMA	: Wideband Code-Division-Multiple Access

## INTRODUCTION

Le développement et le changement des technologies en télécommunication ont connu un essor de plus en plus rapide au cours des dernières années.

Ces changements demandent jour après jour une amélioration des performances en ce qui concerne la linéarité des amplificateurs de puissance micro-ondes.

En raison de ce défi, un perfectionnement continu des circuits de linéarisation s'avère nécessaire.

La linéarisation des amplificateurs de puissance est actuellement un domaine dans lequel bon nombre de ressources sont investies.

En effet, la linéarisation des amplificateurs de puissance pour les applications de télécommunications est une technique grandement utilisée puisqu'elle permet d'avoir un gain linéaire en haute puissance tout en maintenant l'efficacité. La linéarité d'un amplificateur de puissance est importante pour les télécommunications puisque qu'elle permet de diminuer les interférences inter-canaux causées par les intermodulations.

Il existe plusieurs techniques pour rendre les amplificateurs de puissance linéaires. La prédistorsion est l'une de celles-ci.

Dans ce travail, deux topologies différentes de circuit de linéarisation par prédistorsion RF sont présentées. Le premier circuit dont nous discuterons dans le présent travail utilise des diodes Schottky [24], [25] et des diodes PIN connectées en parallèle et en polarisation directe. Le deuxième circuit présenté utilise aussi des diodes Schottky et PIN, mais les diodes Schottky sont connectées anode à cathode [8]. Ce circuit a aussi dans sa configuration une inductance d'accord connectée en parallèle avec les diodes.

Les deux circuits sont destinés à améliorer les distorsions non-linéaires pour les amplificateurs de puissance à l'état solide (SSPA). Ces derniers donnent une caractéristique de gain de type extension-compression avec deux points d'inflexion.

Avec le premier circuit de linéarisation par prédistorsion, nous avons obtenu une bonne dynamique de gain par un simple changement de la valeur de la tension de polarisation de chaque diode. Avec le deuxième circuit, nous avons obtenu le même résultat en changeant la tension de polarisation des diodes ainsi que la valeur de l'inductance d'accord.

Ces circuits de linéarisation peuvent compenser aussi bien les distorsions non-linéaires du gain (MA/MA) que celles de la phase (MP/MA) de n'importe quel type d'amplificateur de puissance micro-ondes. Le premier circuit est nettement supérieur, du point de vue performance, au circuit déjà étudié de linéarisation par prédistorsion utilisant deux diodes en parallèle [18]. Le deuxième circuit est aussi supérieur parce qu'il est un développement d'un circuit de linéarisation conçu pour une fréquence plus basse.

En résumé, les objectifs de ce travail sont:

- Expliquer le principe de fonctionnement de la topologie du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe. Réaliser un prototype de circuit de linéarisation par prédistorsion RF à six diodes en parallèle et en polarisation directe, symétriquement groupées par trois sur chacun des deux bras d'un coupleur hybride 90 degrés (chapitre II).
- Expliquer le principe de fonctionnement de la topologie du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode. Réaliser un prototype de circuit de linéarisation par prédistorsion RF avec des diodes en connexion anode à cathode, symétriquement groupées sur chacun des deux bras d'un coupleur hybride 90 degrés (chapitre III).
- Mesurer un système de linéarisation, pour chaque type de circuit (chapitre IV).

Il est important de noter que ce travail est en continuité avec les recherches effectuées aux laboratoires PolyGRAMES en ce qui concerne les techniques de linéarisation pour les amplificateurs de puissance micro-ondes [4], [5].

Ainsi, nous avons d'abord proposé un nouveau type de circuit de linéarisation, puis un autre circuit développé en concordance avec toutes les technologies micro-ondes modernes.

Les mesures effectuées avec ces circuits ainsi que les résultats obtenus permettent d'établir une base solide pour la continuation des recherches et pour entreprendre la conception des nouveaux prototypes plus performants.



## CHAPITRE I

# Caractéristiques des amplificateurs de puissance et méthodes de linéarisation

### Introduction

Les amplificateurs de puissance sont des composants très importants dans les chaînes de télécommunications. Leur linéarité donnera la qualité du spectre multi-canaux de sortie. Afin d'étudier le comportement des amplificateurs sous n'importe quelle excitation, il faut tout d'abord les caractériser.

Lors de la caractérisation d'un amplificateur de puissance, il est important de déterminer son comportement linéaire, mais aussi ses non-linéarités.

Dans ce premier chapitre, nous présenterons les principaux paramètres des amplificateurs qui sont nécessaires pour une telle caractérisation.

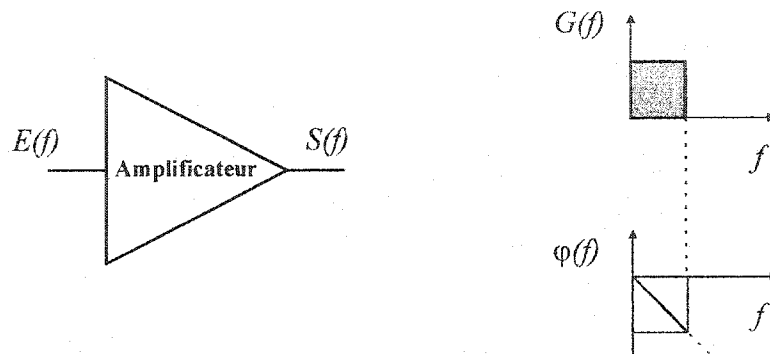
Nous décrirons aussi les méthodes de mesure de linéarité et les techniques de linéarisation pour les amplificateurs de puissance micro-ondes.

### 1.1 Amplificateurs de puissance micro-ondes

#### 1.1.1 Amplificateur idéal

Ce dispositif électronique a le rôle d'amplifier un signal qui lui est appliqué pour des fins d'émission ou de traitement. Mathématiquement, le signal de sortie d'un amplificateur est égal à la multiplication du signal d'entrée par un nombre complexe représentant le gain et le déphasage de cet amplificateur (voir la figure 1.1).

En résumé, nous pouvons définir le gain d'un amplificateur de puissance comme le rapport de la puissance de sortie sur la puissance d'entrée. Dans le cas d'un amplificateur idéal, ce gain est celui d'un limiteur linéaire idéal. Nous pouvons le définir par une fonction de transfert  $H(f)$  qui donnera le gain  $G(f)$ , d'argument  $\varphi(f)$ .



*Figure 1.1. Amplificateur micro-ondes*

Pour un amplificateur idéal, nous avons que:

- $G(f)$  est indépendant de la fréquence, dans la bande passante.
- $\varphi(f)$  est une fonction linéaire, avec la forme ci-après:

$$\varphi(f) = -\omega\tau_{\varphi} \text{ Avec } \omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (1.1)$$

$$\text{Soit } H(f) = \frac{S(f)}{E(f)} = G(f) \cdot e^{j\varphi(f)} \quad (1.2)$$

où  $E(f)$  et  $S(f)$  sont les spectres de fréquences de l'entrée et de la sortie.

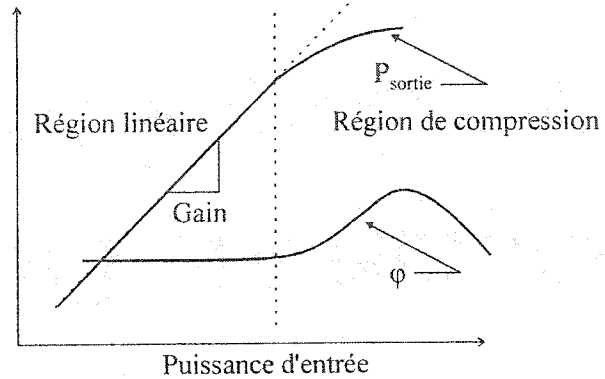
$G(f)$  et  $\varphi(f)$  sont indépendants du niveau du signal d'entrée.

Dans ces conditions idéales, l'amplificateur n'apporte aucune distorsion tant linéaire que non-linéaire au signal de sortie.

### 1.1.2 Amplificateurs réels

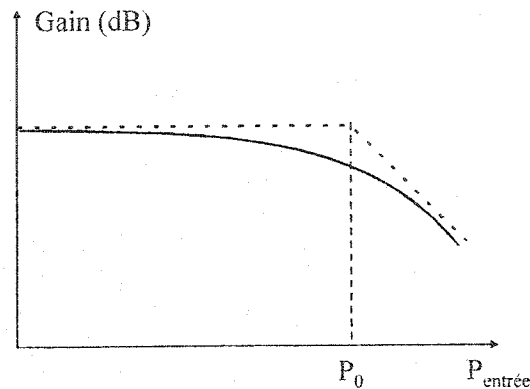
Dans le cas des amplificateurs réels, un exemple typique de la réponse est montré sur la figure 1.2. Nous y voyons les variations de la puissance du signal de sortie ( $P_{\text{sortie}}$ ) en fonction de la puissance du signal d'entrée, ainsi que celles du déphasage ( $\varphi$ ) entre les

signaux d'entrée et de sortie dans les mêmes conditions. Ces courbes présentent deux régions: une région linéaire et une région dite de compression ou de saturation.



*Figure 1.2. Gain et phase de l'amplificateur vs. puissance d'entrée*

À basse puissance, la pente de  $P_{\text{sortie}}$  et le déphasage  $\varphi$  sont constants. La fonction de transfert de l'amplificateur est ainsi linéaire, et nous observons une amplification sans distorsion à la sortie. À mesure que la puissance du signal d'entrée augmente, la pente de  $P_{\text{sortie}}$  et le déphasage ne sont plus constants. Le signal se trouve ainsi déformé, et ceci peut causer une perte de l'information véhiculée. Dans le cas des amplificateurs réels, le gain varie en fonction de la puissance d'entrée bien avant que celle-ci n'atteigne sa valeur du point de saturation ( $P_0$ ). Cette propriété est l'une des caractéristiques non-linéaires des amplificateurs de puissance réels. La courbe de gain présente aussi une région de saturation, précédée par un coude de non-linéarité comme le montre la figure 1.3.



*Figure 1.3. Courbe de gain d'un amplificateur de puissance*

La compression du gain au voisinage du point de saturation ( $P_0$ ) cause la distorsion du signal de sortie appelée distorsion non-linéaire. D'autres types de distorsion affectent aussi la sortie des amplificateurs de puissance, et elles seront décrites ci-dessous.

## **1.2 Types de distorsions**

Quand un signal est transmis par une chaîne de télécommunications, il subit des modifications. Par définition, la distorsion représente la déformation du signal de sortie par rapport à l'entrée pour une fonction bien définie. Les circuits montrent plusieurs types de distorsion. Quelques-unes de ces distorsions seront présentées ci-après.

### **1.2.1 Distorsions linéaires**

En injectant un signal d'entrée complexe dans un amplificateur, des distorsions dites linéaires apparaîtront à la sortie. Ces distorsions sont dues à la forme de la bande passante. En effet, les différentes composantes fréquentielles du signal d'entrée ne sont pas amplifiées de façon uniforme et sont déphasées d'une quantité proportionnelle à la fréquence. Ceci s'accompagne d'une déformation du signal d'entrée.

#### **A. Distorsion linéaire d'amplitude**

Cette distorsion est due à la variation du gain du circuit en fonction de la fréquence et engendre une variation de l'amplitude du signal de sortie sans modifier sa forme.

Cette distorsion, présentée à la figure 1.4 a), est caractérisée par un gain  $G(f)$ , non constant dans la bande passante. La distorsion linéaire d'amplitude (de gain) s'accompagne d'une conversion de modulation de fréquence/modulation d'amplitude (MF/MA).

#### **B. Distorsion linéaire de phase**

Cette distorsion représente la variation du déphasage entre le signal de sortie et le signal

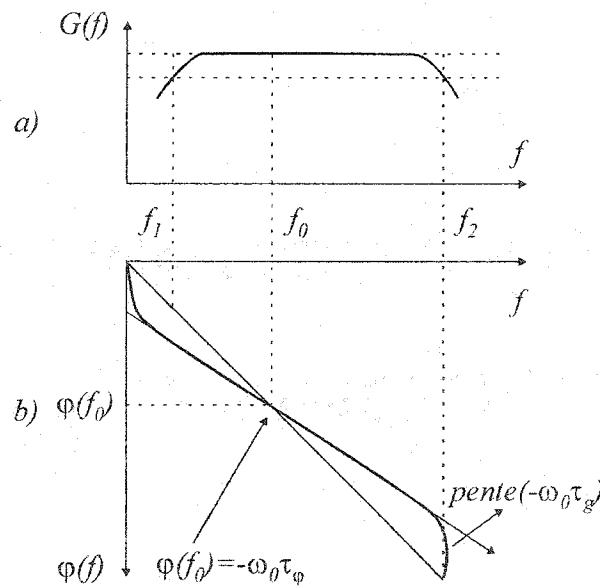
d'entrée introduite par le circuit en fonction de la fréquence. Cette distorsion correspond à une phase variant de façon non-linéaire avec la fréquence.

Si nous considérons un amplificateur passe-bande entre  $f_1$  et  $f_2$ , et en notant  $f_0$  la fréquence centrale, nous pouvons définir des caractéristiques de temps suivantes:

- Le temps de phase  $\tau_\varphi$  où  $\tau_\varphi = \frac{-\varphi(f_0)}{2 \cdot \pi \cdot f_0}$  (1.3)

- Le temps de groupe  $\tau_g$  où  $\tau_g = \frac{-1}{2 \cdot \pi} \frac{\partial \varphi(f)}{\partial f}$  (1.4)

Du point de vue géométrique, la signification de  $\tau_\varphi$  et  $\tau_g$  apparaît clairement sur la figure 1.4 b).



**Figure 1.4.** Distorsions linéaires: a) de gain, b) de phase

Pour un amplificateur idéal sans distorsion linéaire de phase, nous avons:

$$\tau_g = \tau_\varphi \quad (1.5)$$

Un bon amplificateur doit présenter dans la bande passante une valeur de  $\tau_g$  aussi proche que possible de celle de  $\tau_\varphi$ . Cette distorsion a comme résultat l'existence de conversion de modulation de fréquence/modulation de phase (MF/MP).

## C. Distorsion apportée par le bruit

Elle se définit comme étant toute perturbation extérieure qui vient altérer l'information qui circule dans le signal.

### 1.2.2 Distorsions non-linéaires

Ces distorsions non-linéaires sont dues à la compression du gain d'amplitude et de la conversion de phase en fonction de la puissance du signal d'entrée.

Nous distinguons deux types de non-linéarités. La non-linéarité d'amplitude (variation du gain en fonction du niveau de puissance) et la non-linéarité de phase (variation de la phase de la fonction de transfert lorsque le niveau du signal d'entrée varie).

Ces distorsions se manifestent surtout lorsque l'amplificateur opère en régime de grand signal. La distorsion non-linéaire ne permet pas de conserver la forme du signal transmis, même dans le cas d'une excitation à porteuse unique.

Dans le cas d'un amplificateur de puissance, les distorsions non-linéaires sont en fonction du signal d'entrée  $|E(f)|$ . Cependant, si ce niveau devient important, nous constatons que pour le signal de sortie  $|S(f)|$ :

- la phase  $\angle S(f)$  n'est plus constante. Nous parlons donc d'une distorsion non-linéaire de phase (MP/MA), voir le graphique 1.5 b)
- l'amplitude  $|S(f)|$  ne croît plus proportionnellement à celle du signal d'entrée. Nous parlons dans ce cas d'une distorsion non-linéaire du gain (MA/MA) (voir la figure 1.5 a).

Nous constatons donc une déformation majeure du signal appliqué à l'entrée.

En conclusion, les distorsions non-linéaires ont pour conséquence l'apparition à la sortie de composantes fréquentielles nouvelles qui n'existaient pas à l'entrée. Si le signal d'entrée est complexe, il apparaîtra des phénomènes d'intermodulation entre les composantes à la sortie. Ces phénomènes conduisent à d'autres types de distorsions qui sont présentées ci-après.

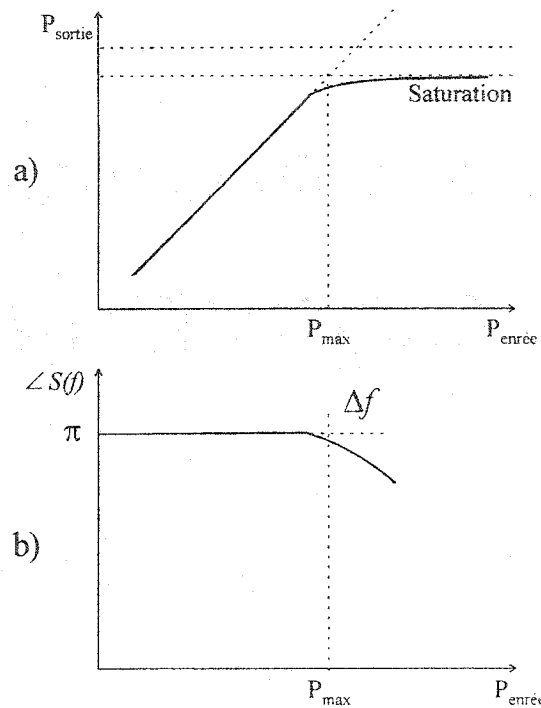


Figure 1.5. Distorsions non-linéaires: a) d'amplitude, b) de phase

### 1.2.3 Distorsion harmonique

Nous pouvons représenter notre amplificateur de puissance comme une "boîte noire" qui a pour effet d'appliquer au signal d'entrée une fonction de transfert non-linéaire:

$$y = g(x) \quad (1.6)$$

Dans cette équation,  $g$  est une fonction non-linéaire. Cette fonction peut être développée en série de Taylor:

$$y = \sum_i C_i x^i = C_0 + C_1 x + C_2 x^2 + C_3 x^3 + \dots \quad (1.7)$$

Supposons que le signal d'entrée  $x$  est constitué d'une seule composante fréquentielle de pulsation  $\omega$ :

$$x(t) = X_0 + X_1 \sin \omega t \quad (1.8)$$

En utilisant (1.7), nous avons:

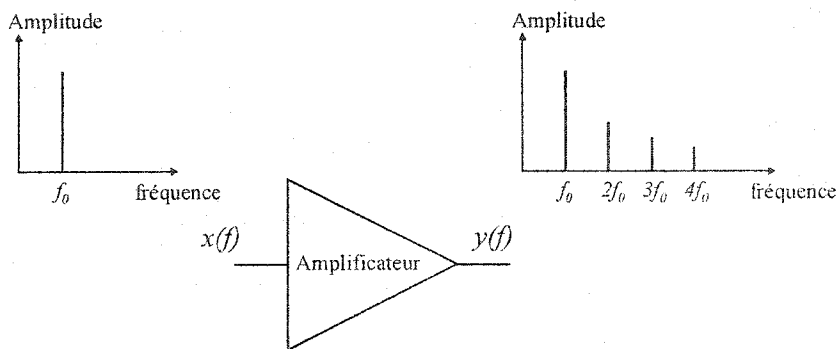
$$y(t) = \sum_i C_i (X_0 + X_1 \sin \omega t)^i \quad (1.9)$$

et en développant, nous pouvons écrire:

$$y(t) = Y_0 + Y_1 \sin \omega t + Y_2 \sin 2\omega t + Y_3 \sin 3\omega t + \dots = Y_0 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_k \sin k\omega t \quad (1.10)$$

Nous constatons l'apparition à la sortie de composantes spectrales, qui n'étaient pas à l'entrée, mais qui sont des harmoniques ( $2\omega$ ,  $3\omega$ ,  $4\omega$ ,  $5\omega$ , etc.) de la fréquence d'entrée.

En considérant que le signal à l'entrée d'un amplificateur a une fréquence  $f_0$ , les harmoniques d'ordres supérieurs à la sortie sont comme sur la figure 1.6.



*Figure 1.6. Distorsions harmoniques*

Aux fréquences micro-ondes, ces harmoniques sont en général assez éloignés de la bande d'intérêt, et ne constituent pas une source de problème, car elles peuvent être filtrées adéquatement.

Il est à noter que dans le cas d'un amplificateur, les harmoniques apparaissant après la région linéaire, dans la région de saturation.

#### 1.2.4 Distorsion d'intermodulation

La distorsion d'intermodulation se manifeste dans le cas d'un signal multi-porteuses.

Nous considérons la même "boîte noire" comme auparavant, dans laquelle entre un signal d'entrée formé de deux sinusoïdes de fréquences rapprochées.

Le signal d'entrée a donc la forme:

$$x(t) = X_0 + X_1 \sin \omega_1 t + X_2 \sin \omega_2 t \quad (1.11)$$

le signal à la sortie peut s'écrire:



$$y(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i (X_0 + X_1 \sin \omega_1 t + X_2 \sin \omega_2 t)^i \quad (1.12)$$

$$= Y_0 + \sum_{k=10}^{\infty} Y_{1,k} \sin k\omega_1 t + \sum_{k=1}^{\infty} Y_{2,k} \sin k\omega_2 t + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} B_{k,l} \sin(k\omega_1 + l\omega_2) t \quad (1.13)$$

Comme auparavant, il y a ici apparition des harmoniques individuelles pour chacune des fréquences d'entrée, ainsi que des fréquences d'intermodulation qui sont les combinaisons linéaires des fréquences d'entrée. Nous distinguons des produits d'intermodulation du troisième ordre pour la pulsation  $2\omega_2 - \omega_1$  et  $2\omega_1 - \omega_2$ , puis ceux du cinquième ordre pour la pulsation  $3\omega_2 - 2\omega_1$  et  $3\omega_1 - 2\omega_2$ , puis ceux du septième ordre, etc...

Sachant que les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  sont très proches, nous aurons pour une intermodulation de troisième ordre la relation  $2f_1 - f_2 \approx f_1$ . À cause de ce faible écart, nous ne pouvons pas filtrer ces composants, car cela exige des filtres trop sélectifs.

Ces composants impossibles à filtrer sont donc ceux qui doivent être éliminés par les circuits de linéarisation.

La figure 1.7 montre un exemple de distorsion d'intermodulation pour un signal d'excitation à deux porteuses.

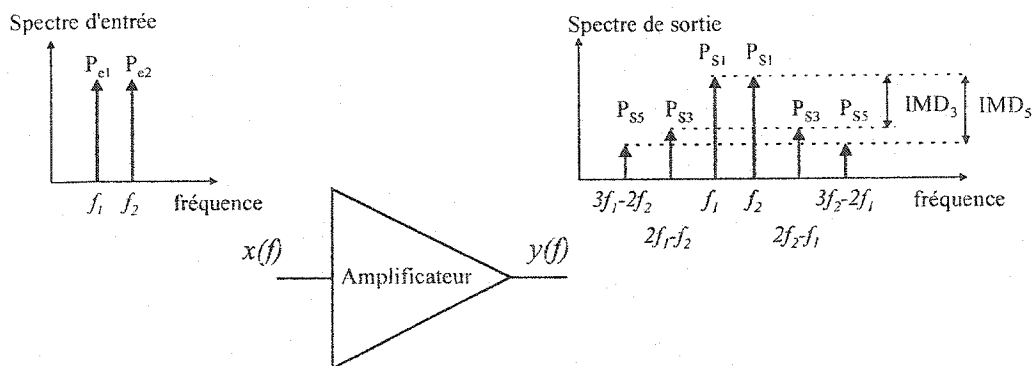


Figure 1.7. Distorsion d'intermodulation

À partir de cet exemple, nous pouvons définir les distorsions d'intermodulation comme étant le rapport porteuse sur intermodulation, C/I (voir la figure 1.7):

$$\blacksquare \text{ l'ordre trois } IMD_3 = \frac{P_{S1}}{P_{S3}} \quad (1.14)$$

- l'ordre cinq  $IMD_5 = \frac{P_{S1}}{P_{S5}}$  (1.15)

Le rapport est un paramètre spectral et il est défini en dBc.

Le niveau des produits d'intermodulation dépend du niveau de puissance à l'entrée de l'amplificateur. Pour cette raison, il faut préciser le niveau de puissance du signal à l'entrée.

### 1.3 Points de compression et d'interception

En vue de quantifier les non-linéarités d'un amplificateur, nous avons introduit plusieurs paramètres qui permettent de comparer la linéarité de différents circuits, ainsi que d'évaluer la performance des multiples méthodes de linéarisation exposées plus loin.

#### 1.3.1 Point de compression à 1 dB

Le point de compression à 1 dB est défini comme étant le point où la puissance du signal à la sortie de l'amplificateur est inférieure de 1 dB à ce qu'elle aurait été si l'amplificateur était parfaitement linéaire, tel qu'illustré à la figure 1.8.

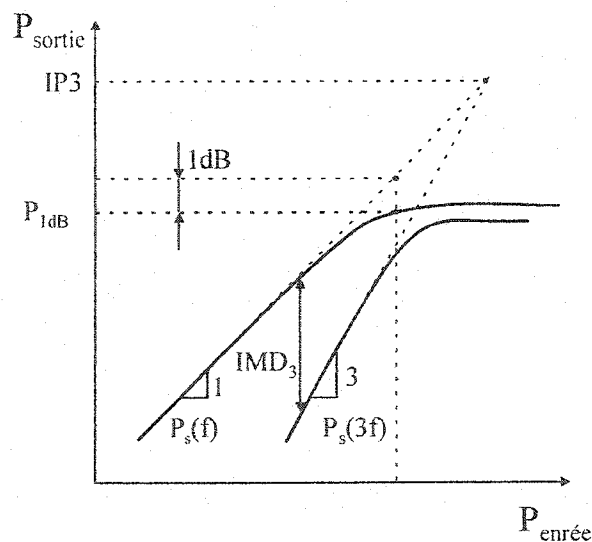


Figure 1.8. Points de compression et d'interception

Nous fixons habituellement ce point par rapport au niveau de puissance à la sortie.

Nous comprendrons aisément que pour avoir un comportement linéaire, il faut opérer plus bas que le point de compression à 1 dB ( $P_{1dB}$ ).

Nous appelons retrait (back off) l'écart en dB entre le point d'opération adopté et le point de compression.

### 1.3.2 Points d'interception de 3<sup>ème</sup> et de 5<sup>ème</sup> ordre

Quand un amplificateur opère dans sa région non-linéaire, il y a apparition de composantes d'intermodulation à la sortie (voir la figure 1.8). Le point d'interception du troisième ordre est défini comme étant le point d'intersection des parties linéaires extrapolées des réponses à la fréquence fondamentale et à la fréquence du produit d'intermodulation de troisième ordre. Le point d'interception du cinquième ordre est défini de manière similaire. Plus l'amplificateur est linéaire, plus son point d'interception sera élevé.

### 1.4 Retraits en puissance d'entrée et sortie

Pour limiter les distorsions générées, nous utilisons les amplificateurs avec des puissances d'entrée et de sortie inférieures aux puissances maximales. Pour cela, deux grandeurs normées *INBO* et *OPBO* sont souvent utilisées. Elles sont définies comme suit:

$$\text{à l'entrée: } INBO = \frac{P_e}{P_{sat}} \quad (1.16)$$

$$\text{et à la sortie: } OPBO = \frac{P_{sat}}{P_s} \quad (1.17)$$

Dans ces relations,  $P_e$  et  $P_s$  représentent la puissance moyenne du signal d'entrée et du signal de sortie respectivement. Pour les faibles valeurs d'*OPBO*, le point de fonctionnement de l'amplificateur sera très près du point de saturation avec un excellent rendement, mais nous devons accepter une distorsion plus importante en sortie.

## 1.5 Méthodes de mesures de linéarité

Nous avons mentionné que la linéarité d'un amplificateur peut être quantifiée par le rapport porteuse à intermodulation (C/I ou P/I). Afin de mesurer ce rapport, plusieurs méthodes de précisions variables sont utilisées.

### 1.5.1 Méthode à deux porteuses

La méthode consiste à appliquer à l'entrée de l'amplificateur un signal composé de deux fréquences rapprochées et de même puissance. Les deux fréquences vont se mélanger et les produits d'intermodulation apparaîtront si l'amplificateur travaille dans la région non-linéaire.

En mesurant le rapport de l'amplitude des signaux d'intermodulation à celui des signaux amplifiés, il est possible de trouver le rapport  $C/I_3$  (porteuse à intermodulation du 3<sup>ème</sup> ordre) et  $C/I_5$  (porteuse à intermodulation du 5<sup>ème</sup> ordre).

Pour avoir une représentation absolument rigoureuse, il serait nécessaire de pouvoir mesurer  $P/I_{tot}$ , où  $I_{tot}$  représente la puissance totale des intermodulation.

En pratique, l'évaluation des intermodulations totales est difficile. Il est acceptable d'utiliser une valeur approximative donnée par le rapport  $P/I_{max}$ , où  $I_{max}$  est la composante d'intermodulation d'amplitude la plus élevée.

Il faut prendre la valeur la plus élevée parce que dans certains cas, les intermodulations du 3<sup>ème</sup> ordre peuvent être de puissance inférieure à celles du 5<sup>ème</sup> ou du 7<sup>ème</sup> ordre.

Cette méthode est une technique conventionnelle qui ne permet pas de tenir compte des distorsions linéaires.

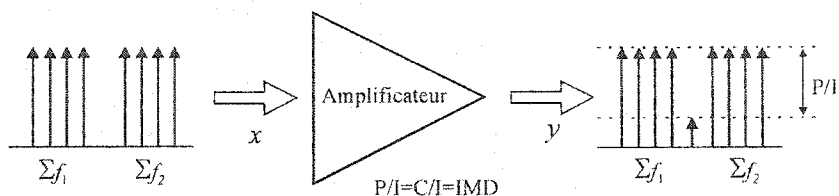
### 1.5.2 Méthode avec multi-sources

Grâce à cette méthode, il est possible d'obtenir des mesures plus réalistes.

La méthode consiste à placer à l'entrée de l'amplificateur un grand nombre de porteuses qui se combineront à la sortie pour générer des produits d'intermodulation [19], [6]. Le principe de cette méthode est présenté sur la figure 1.9.

Nous appliquons une dizaine de raies équidistantes, à l'entrée de l'amplificateur et la raie centrale est supprimée.

Nous mesurons les intermodulations, à la sortie de l'amplificateur qui sont les produits à la fréquence centrale supprimée. Ceci donne une mesure du rapport P/I.



*Figure 1.9. Méthode de mesure par multi-porteuses*

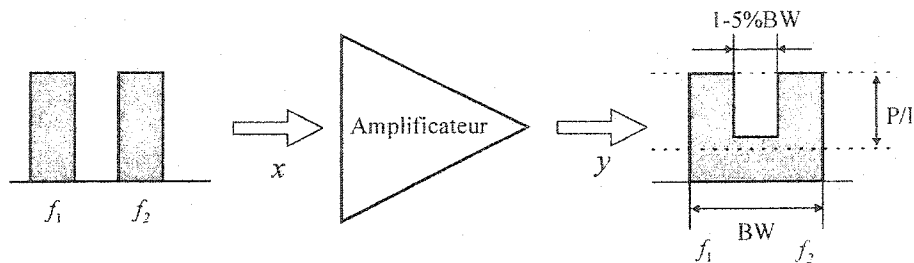
Si le nombre de porteuses croît infiniment, l'enveloppe du signal à la sortie tendra vers celle d'un bruit blanc.

La méthode de mesure par multi-porteuses est sans doute la plus exacte car elle tient compte de toutes les distorsions linéaires et non-linéaires sur toute la bande passante.

### 1.5.3 Méthode source de bruit

Lorsque le nombre de porteuses augmente, l'enveloppe du signal résultant tend vers une distribution de Rayleigh [2].

Nous appliquons une source de bruit blanc, à l'entrée de l'amplificateur, dont une partie a été éliminée à l'aide d'un filtre coupe-bande. Nous allons mesurer les intermodulations qui apparaissent sur cette bande (voir la figure 1.10).



*Figure 1.10. Méthode de mesure par source de bruit*

Ce test modélise bien les intermodulations produites par un spectre d'entrée continu en fréquence.

Cette situation est assez réaliste dans le cas où les messages modulateurs seraient de bandes assez larges, et où les porteuses sont assez rapprochées.

#### 1.5.4 Méthode d'ACPR

La méthode de mesure par l'ACPR (Adjacent-Channel Power Ratio) est un paramètre d'essai important pour caractériser la distorsion des sous-systèmes. Elle représente la probabilité qu'un système donné puisse causer des interférences avec un système voisin. Puisque ce mécanisme de distorsion exige une non-linéarité, le plus important sous-système pour la vérifier est la plus non-linéaire: l'amplificateur de puissance. Par conséquent, beaucoup de systèmes d'essai pour les amplificateurs de puissance doivent incorporer des dispositifs pour pouvoir mesurer cette quantité. Même dans les systèmes radio plus anciens, les effets d'interférence d'un canal voisin actif dans les systèmes de communications modérément non-linéaires étaient bien connus. Dans les schémas les plus simples de modulation, l'utilisation de deux sinusoïdes pour représenter deux canaux actifs a été considérée adéquate.

Le produit de troisième ordre de ces deux tonalités [27] pourrait entrer dans la largeur de bande du canal, causant cette interférence.

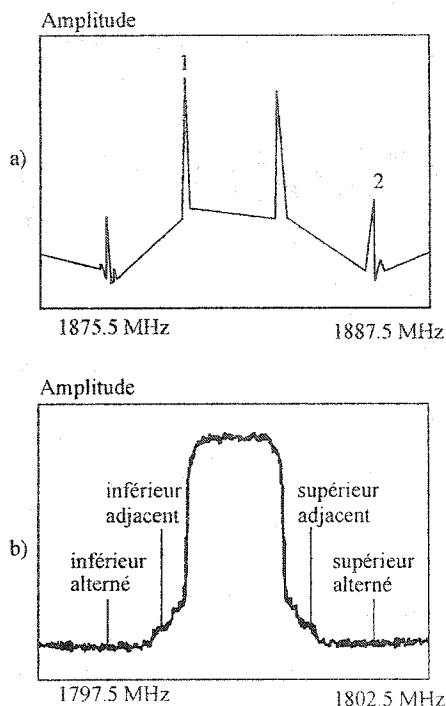
Quand la modulation devine plus complexe, il est moins évident que la représentation sinusoïdale qui résoudra le problème.

La méthode de l'ACPR est la prolongation logique de la mesure de distorsion avec deux porteuses, sauf que les deux tonalités sont remplacées par un signal modulé donné.

Les diagrammes pour ces concepts sont présentés à la figure 1.11.

Pour des raisons évidentes, l'interférence du signal modulé est d'intérêt critique pour les organismes de normalisation et de standardisation [28].

Le produit d'IMD de 3<sup>ème</sup> ordre est habituellement défini comme le rapport de la puissance dans une des tonalités de troisième ordre sur celle présente dans une des tonalités principales. L'ACPR est défini comme le rapport de puissance dans une largeur de bande loin du signal principal (le produit de distorsion) sur la puissance dans une largeur de bande dans le signal principal.



*Figure 1.11. Exemple de mesure d'IMD et d'ACPR*

Ce rapport est intentionnellement vague puisque les largeurs de bande et les locations sont en fonction des standards étant utilisés. Le ratio de puissance de canal alternatif est également parfois défini. Elle est le rapport de la puissance dans deux canaux d'une largeur de bande donnée loin du signal principal sur la puissance dans une certaine largeur de bande dans le signal principal. En termes de mesures d'IMD, un produit de 5<sup>ème</sup> ordre (ou une certaine combinaison de produit d'ordre supérieur) peut correspondre au rapport de puissance de canal alternatif.

Les demandes actuelles sont de mesurer les signaux modulés avec une très grande précision dans toute leur largeur de bande. En raison de ce défi, nous avons longtemps désiré éviter la mesure directe d'ACPR et peut-être d'employer IMD comme mesure de remplacement. Tandis qu'en principe c'est possible (peut-être en utilisant des produits IMD d'ordre supérieur). La méthode est employé dans beaucoup de cas, la corrélation peut être difficile puisque le rapport dépend des détails de la topologie d'amplificateur comme la forme d'onde modulée étant utilise, [12] à [14]. Ainsi dans beaucoup de cas, la véritable mesure d'ACPR doit être effectuée.

## 1.6 Méthodes de linéarisation

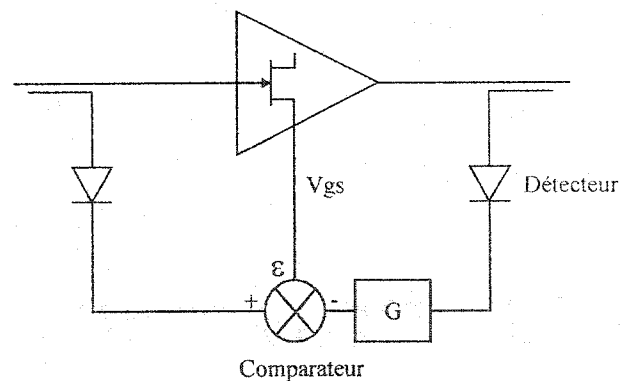
Nous entendons par méthodes de linéarisation tous les dispositifs dans un montage d'amplification qui ont l'effet de réduire les non-linéarités des amplificateurs. Ces types de dispositifs permettent aussi aux amplificateurs d'opérer à un niveau de puissance plus élevé pour le même rapport P/I.

Nous pouvons distinguer deux méthodes principales de linéarisation: analogique et numérique. Chaque méthode emploie plusieurs techniques.

### 1.6.1 Méthodes analogiques

#### A. Polarisation dynamique

Le principe de cette méthode est basé sur la variation de point de polarisation du transistor, et par la même occasion de son gain, afin de corriger le signal de sortie, tel qu'illustré à la figure 1.12.



*Figure 1.12. Linéarisation par polarisation dynamique*

Le signal d'entrée est comparé à un échantillon pondéré du signal de sortie. La différence entre les deux fournira un signal d'erreur  $\epsilon$  qui déplacera le point de polarisation du transistor.

Cette méthode est avantageuse parce qu'elle est très simple et qu'elle a une consommation énergétique faible.

L'amélioration de la linéarité obtenue par cette méthode n'est pas très importante.

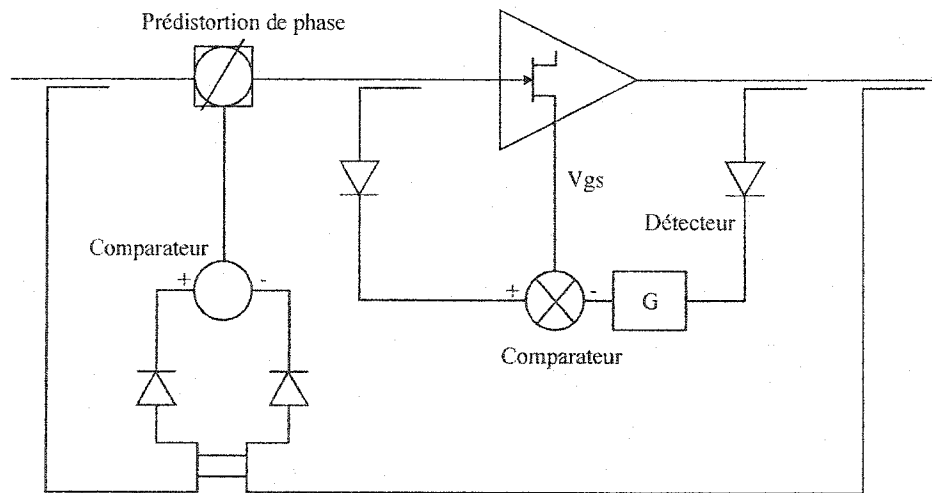


Le désavantage de cette méthode est qu'elle peut corriger seulement les non-linéarités en amplitude.

## B. Rétroaction

Nous présentons un exemple de la méthode ADEF (Automatic Double Envelope Feedback), qui a été développée au laboratoire PolyGRAMES [3],[4]. Le principe de cette méthode est présenté à la figure 1.13.

Le circuit se compose de deux boucles. La première boucle s'occupe de linéariser la phase et la deuxième l'amplitude. Avec la première boucle, nous faisons la comparaison de phase entre les signaux d'entrée et de sortie, par l'intermédiaire d'un déphaseur contrôlé par une tension. Ceci permet de tirer l'information nécessaire pour faire la prédistorsion appropriée de l'entrée. La deuxième boucle produit une contre-réaction pour le contrôle du point de polarisation de l'amplificateur, comme auparavant pour celle de la polarisation dynamique. Ceci s'effectue en variant la tension  $V_{gs}$  sur la grille du transistor MESFET.



*Figure 1.13. Linéarisation adaptative à double enveloppe*

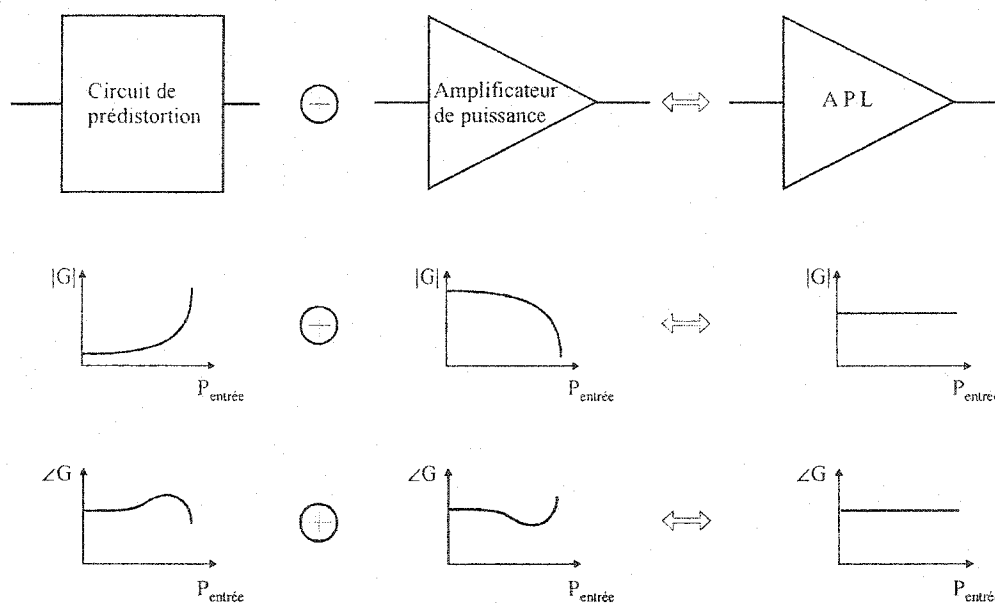
Le système emploie des diodes micro-ondes et des comparateurs faibles puissance afin d'effectuer les comparaisons de gain et de phase. Les résultats obtenus avec cette méthode ont été bons en ce qui concerne les performances d'amélioration d'intermodulation d'un amplificateur en classe AB [3], [4].

### C. Prédistorsion RF adaptative

Quand les non-linéarités en phase et en amplitude sont parfaitement connues, une bonne méthode pour les corriger est la prédistorsion RF adaptative [15].

La méthode consiste à introduire dans le système à linéariser une distorsion artificielle qui est l'inverse de la distorsion de l'amplificateur à linéariser. Ce principe est montré à la figure 1.14.

Il existe plusieurs types de circuits de prédistorsion utilisant le même principe: circuit de prédistorsion cubique, circuit de prédistorsion avec des diodes en parallèle et en polarisation directe ou avec des diodes en configuration anode à cathode, circuit de prédistorsion RF polynomial [21], etc.



*Figure 1.14. Principe de prédistorsion*

La méthode de prédistorsion sera exposée de manière détaillée dans les deux chapitres suivants de ce mémoire.

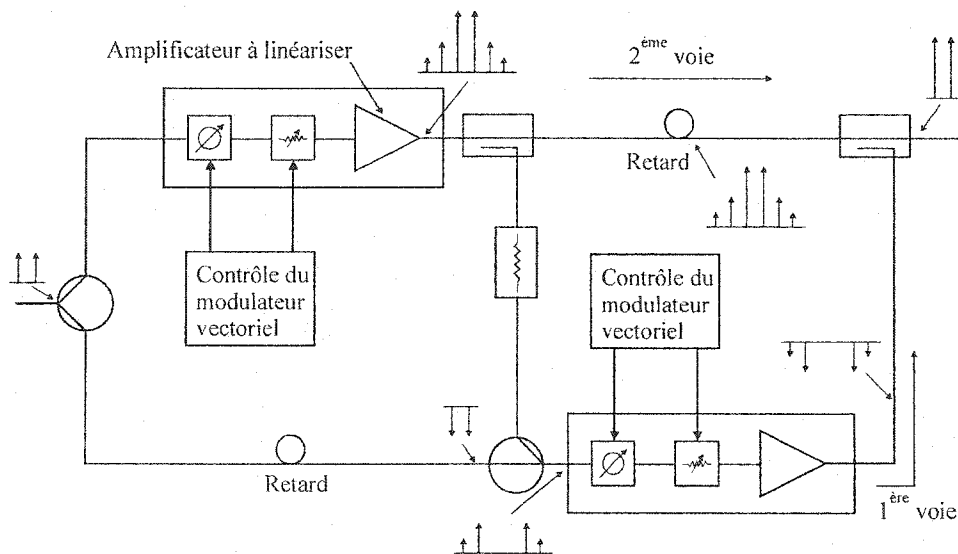
### D. Post-compensation adaptative

Nous avons déjà mentionné que les non-linéarités d'intermodulation introduisent dans le circuit des produits supplémentaires dans le spectre du signal, quantifiés par le rapport

P/I. La méthode de linéarisation par post-compensation (feed-forward) a pour effet de s'attaquer directement à ces non-linéarités.

Un système typique pour la méthode de linéarisation par post-compensation est présenté à la figure 1.15.

Le circuit comporte deux boucles. La première est une boucle d'annulation qui sert à isoler les composants d'intermodulation produits par l'amplificateur par le rejet des deux porteuses. La deuxième boucle est une boucle de compensation à la sortie de l'amplificateur. Elle se réalise par l'addition des porteuses et la compensation des composants d'intermodulation.



*Figure 1.15. Linéarisation par post-compensation adaptative*

Cette méthode est utilisée pour linéariser des amplificateurs à très large bande passante. Elle offre une excellente réduction des intermodulations avec une stabilité inconditionnelle.

La méthode a un désavantage, son coût est relativement élevé à cause de sa complexité. Elle présente aussi une difficulté relative au contrôle des dérives.

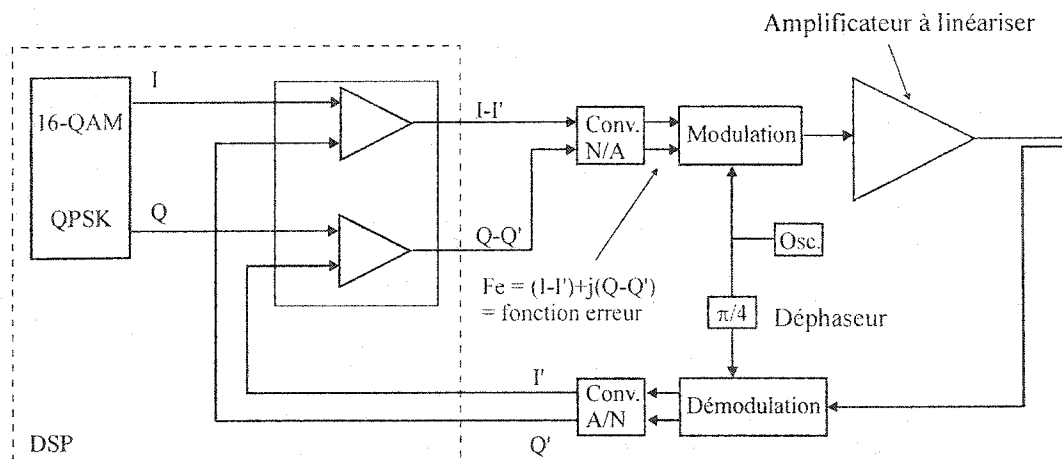
### 1.6.2 Méthodes numériques

En vue de réaliser des corrections plus précises en temps réels pour les amplificateurs de

puissance, nous pouvons utiliser des méthodes numériques. Les circuits de linéarisation numérique emploient des convertisseurs analogique-numérique et des microprocesseurs. Ces méthodes permettent d'obtenir de meilleurs résultats par rapport aux méthodes analogiques, mais elles sont très complexe et ont un coût élevé.

### A. Rétroaction cartésienne

Un système de linéarisation par la méthode de rétroaction cartésienne est présenté à la figure 1.16. En analysant le système, nous observons qu'il s'apparente à un système utilisant la méthode de prédistorsion. En plus, face à un système de linéarisation par prédistorsion, la méthode introduit une boucle adaptative qui permet une correction continue de la fonction de prédistorsion.



**Figure 1.16.** Linéarisation par rétroaction cartésienne

Le signal de sortie de l'amplificateur à linéariser est échantillonné avec un coupleur directif, puis démodulé de façon synchrone, et enfin transformé en un signal numérique à deux composants,  $I'$  et  $Q'$ . Chaque composant obtenu est comparé avec le réciproque du signal de la bande de base  $I$  et  $Q$ . Les composants  $I$  et  $Q$  sont générés par un codeur et déphasés de 90 degrés. À la sortie de chaque comparateur, nous obtenons un signal d'erreur donné par la différence  $I-I'$  et  $Q-Q'$  respectivement. Ces signaux sont transformés en signaux analogiques, puis modulés et enfin appliqués à l'entrée d'amplificateur de puissance. La méthode présente des avantages et des inconvénients.

Pour les avantages, nous pouvons remarquer une conception de circuit simple et un temps de correction quasi-nul pour une correction en temps réel. Les inconvénients principaux sont: la linéarité et la bande de fréquence sont étroitement liées au retard par rapport à la boucle de réaction, la stabilité de la boucle n'est pas toujours assurée, et il est nécessaire d'utiliser un circuit de filtrage.

### **B. Prédistorsion adaptative**

Avec cette méthode, le signal d'entrée est ajouté à un signal particulier conçu de façon à ce qu'à la sortie de l'amplificateur le signal obtenu soit similaire au signal d'entrée, mais amplifié sans déformation. La dérive de l'amplificateur provoquera une variation lente de la non-linéarité à compenser. La fonction de correction du système doit évoluer constamment en contrôlant la variation de la distorsion du signal. Un nouveau calcul de la fonction de prédistorsion est faite si la distorsion dépasse un certain niveau. Le temps de réponse du système est en concordance avec les algorithmes de calcul et le matériel informatique utilisé.

La figure 1.17 montre le schéma fonctionnel du système de linéarisation adaptatif par prédistorsion [9], où en plus du domaine numérique, les convertisseurs duels DA/AD, le modulateur de quadrature et le démodulateur de quadrature, le coupleur à micro-ondes et l'amplificateur de puissance de micro-ondes forment la partie analogique pour accomplir le système global.

La méthode de modulation spectrale efficace de 16QAM est employée comme source de signal. Le signal est passé par un filtre formateur des impulsions pour assurer l'interférence symbole (ISI). Les enveloppes complexes équivalentes de passe-bas à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont prélevées, mesurés et mises à jour dans une table de consultation afin de fournir le signal de prédistorsion. Notons que la forme de cascade a été choisie de façon à produire l'amplitude et la phase de la prédistorsion. La rétroaction est employée seulement pour mettre à jour la table de consultation. La boucle de rétroaction est ouverte en avant afin qu'une nouvelle dérive significative soit produite et les nouvelles données doivent être saisies dans la table de consultation.

Dans ce cas-ci, l'erreur moyenne entre le signal désiré et la distorsion de rétroaction est employée pour exécuter l'adaptabilité. Afin de compenser le retard de rétroaction, les échantillons du signal d'entrée sont retardés par un bloc de retard. Pour le modèle proposé, l'amplificateur est considéré comme un circuit non-linéaire sans mémoire, et son gain complexe comme fonction de l'amplitude d'entrée seulement. Par conséquent, nous avons la possibilité d'employer une table dimensionnelle.

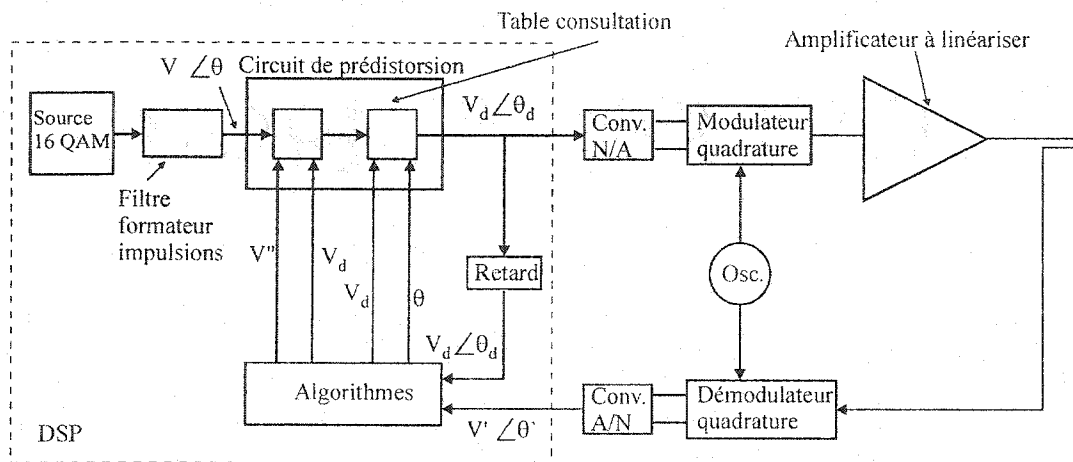


Figure 1.17. Linéarisation par prédistorsion adaptative

La méthode présente un avantage de par sa simplicité et par les performances obtenues en ce qui concerne l'amélioration de l'IMD. Son inconvénient est le coût relativement important du dispositif numérique.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les paramètres importants touchant les non-linéarités des amplificateurs de puissance micro-ondes. La nécessité du circuit de linéarisation a été également démontrée.

Nous avons aussi présenté les principales méthodes de mesure de la linéarité pour les amplificateurs de puissance ainsi que leurs techniques de linéarisation. Dans le chapitre suivant, nous commencerons l'analyse de façon plus détaillée de la méthode de linéarisation par la prédistorsion.

## CHAPITRE II

### **Architecture du circuit de linéarisation pour les amplificateurs de puissance avec les diodes en parallèle et en polarisation directe**

#### **Introduction**

Dans le chapitre précédent, nous avons survolé les principales non-linéarités des amplificateurs de puissance micro-ondes. Nous avons également décrit les méthodes de linéarisation de ces amplificateurs.

Dans le présent chapitre, une nouvelle architecture d'un circuit de linéarisation analogique utilisant la technique de prédistorsion RF adaptative sera présentée.

Ce circuit de linéarisation est réalisé avec six diodes connectées en parallèle et polarisées en direct. Les diodes sont symétriquement groupées par trois sur chacun des deux bras d'un coupleur hybride 90 degrés. En changeant la polarisation des diodes dans chaque bras, nous avons obtenu des réponses en gain et en phase. Ces réponses sont capables de compenser les non-linéarités des amplificateurs de puissance à l'état solide (SSPA).

En général, les amplificateurs de puissance de ce type ont des non-linéarités qui donnent des caractéristiques de gain avec deux points d'inflexion.

À partir des résultats théoriques qui seront présentés dans ce chapitre, cette nouvelle topologie du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe sera mise en pratique.

Pour pouvoir démontrer que les résultats de la simulation sont bons, un prototype en technologie MIC (Circuits Intégrés Micro-ondes) sera fabriqué. Ce chapitre présente aussi la réalisation du prototype du circuit de linéarisation et les résultats mesurés sur ce circuit.

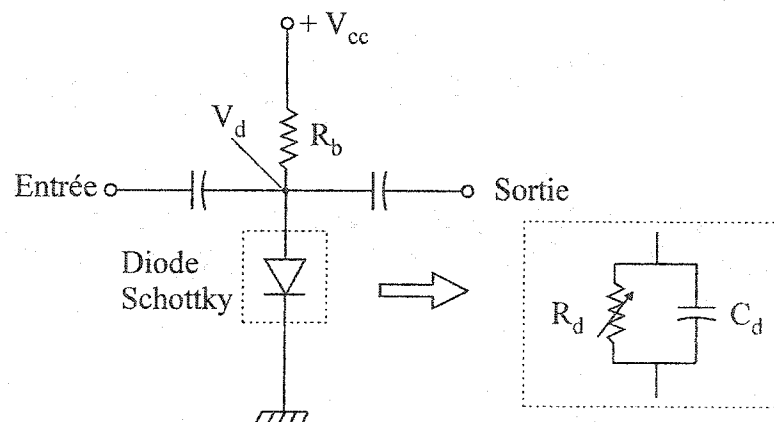
Pour démontrer la nécessité de ce nouveau type, nous avons procédé à une analyse des circuits de linéarisation existants.

## 2.1 Circuit de linéarisation avec une diode en polarisation directe

Yamauchi K. a présenté ce type de circuit dans ses articles [24], [25]. À partir d'un circuit simple comportant une diode polarisée en direct par une résistance (voir la figure 2.1), Yamauchi K. a étudié son principe de fonctionnement et a expliqué le mécanisme de linéarisation. La conclusion de Yamauchi K. a été que le point de polarisation de la diode est influencé par la variation de la puissance d'entrée. Grâce à la non-linéarité de la diode, le circuit de linéarisation produit une caractéristique de gain positive et de phase négative avec l'augmentation de la puissance d'entrée.

### 2.1.1 Principe de fonctionnement

Le circuit présenté à la figure 2.1 est composé d'une diode Schottky en parallèle et en polarisation directe, de sa résistance de polarisation  $R_b$  et de condensateurs de découplage. Les condensateurs de découplage, à l'entrée et à la sortie, ont une impédance d'une valeur négligeable par rapport aux autres impédances du circuit à la fréquence centrale de fonctionnement. Pour cette raison, ils ne sont pas considérés dans les calculs.



*Figure 2.1. Circuit de linéarisation avec une diode en parallèle et en polarisation directe*

En modifiant la tension continue  $V_{cc}$  appliquée sur la diode, il est possible de changer le point de polarisation de la diode et sa caractéristique courant-tension.

Un étude concernant les points de fonctionnement en petit signal et en grand signal a été réalisée en [25]. Grâce aux non-linéarités de la diode, il suffit de modifier le point de



polarisation pour obtenir une variation du gain et de la phase en fonction de la puissance du signal d'entrée. Au point S, à la figure 2.2, la tension sur la diode  $V_d$  et le courant  $I_d$  de la diode ont des valeurs égales à  $V_{ds}$  et  $I_{ds}$ , avec  $I_{ds} = f(V_{ds})$ .

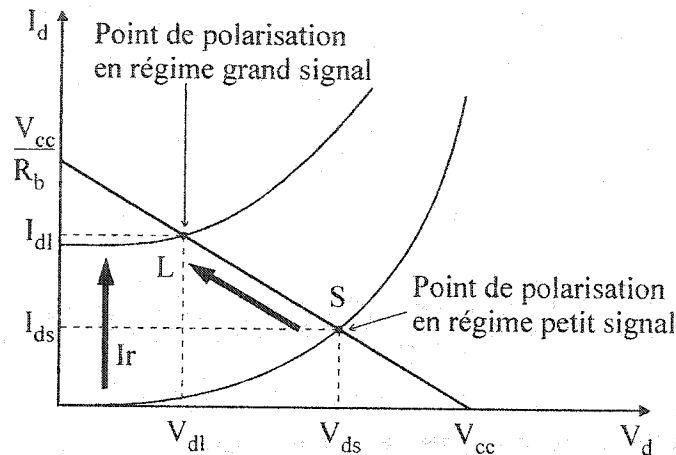


Figure 2.2. Les points de fonctionnement en petit signal et en grand signal

La tension  $V_{ds}$  est donnée par la relation:

$$V_{ds} = V_{cc} - R_b I_{ds} = V_{cc} - R_b f(V_{ds}) \quad (2.1)$$

Le courant  $I_{ds}$  est:

$$I_d = f(V_{ds}) = I_s \left( e^{\frac{qV_d}{KT}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

où  $q$  est la charge de l'électron,  $K$  est la constante de Boltzmann et  $T$  la température en degrés Kelvin.

Dans le régime de grand signal, le courant rectifié s'ajoute au courant de polarisation de la diode. La tension et le courant au point L sont  $V_{dl}$  et  $I_{dl}$ :

$$\begin{aligned} I_{dl} &= I_r + f(V_{dl}) \\ V_{dl} &= V_{cc} - R_b I_{dl} = V_{cc} - R_b f(V_{dl}) - R_b I_r \end{aligned} \quad (2.3)$$

Le point de polarisation de la diode varie du point S au point L quand la puissance d'entrée augmente. La tension diminue lorsque le courant  $I_r$  augmente.

Pour démontrer la variation des caractéristiques de gain et de la phase en fonction du point de polarisation et de la puissance du signal d'entrée, nous avons besoin du coefficient de transmission du circuit  $S_{21}$ .

### 2.1.2 Étude du coefficient de transmission $S_{21}$ du circuit de linéarisation Yamauchi K.

K. Yamauchi a simplifié le circuit de linéarisation en régime dynamique en remplaçant la diode par son circuit équivalent (résistance dynamique  $R_d$  en parallèle avec un condensateur de polarisation  $C_j$ ).

Dans ces conditions, la résistance totale du circuit,  $R$ , est donnée par la relation suivante:

$$R = \frac{R_d \times R_b}{R_d + R_b} \quad (2.4)$$

La figure 2.3 a) présente le circuit décrit ci-dessus et son équivalent obtenu par une transformation d'impédance. L'admittance équivalente du circuit est donnée par la formule  $Y_{ech} = \frac{1 + j\omega \cdot C_j R}{R}$ . Le circuit est représenté à la figure 2.3 b).

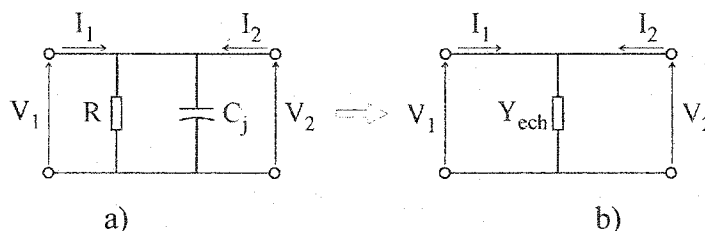


Figure 2.3. a) Circuit K. Yamauchi; b) Circuit équivalent

La matrice  $[Z]$  du circuit équivalent est obtenue en utilisant l'admittance équivalente du circuit:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ Y_{eh} & Y_{eh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{1 + j\omega \cdot C_j R} & \frac{R}{1 + j\omega \cdot C_j R} \\ \frac{R}{1 + j\omega \cdot C_j R} & \frac{R}{1 + j\omega \cdot C_j R} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

À partir d'une matrice  $[Z]$ , nous avons déduit la matrice  $[S]$  du même circuit en utilisant les relations ci-après.

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{(Z_{11} - Z_0) \cdot (Z_{22} + Z_0) - Z_{12} \cdot Z_{21}}{\Delta Z} & \frac{2 \cdot Z_{12} \cdot Z_0}{\Delta Z} \\ \frac{2 \cdot Z_{21} \cdot Z_0}{\Delta Z} & \frac{(Z_{11} + Z_0) \cdot (Z_{22} - Z_0) - Z_{12} \cdot Z_{21}}{\Delta Z} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

où  $Z_0$  est un impédance caractéristique et  $\Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12} \cdot Z_{21}$ .

Le coefficient qui nous intéresse est  $S_{21} = \frac{2 \cdot Z_{21} \cdot Z_0}{\Delta Z}$ .

En remplaçant les valeurs pour  $Z_{21}$  et  $\Delta Z$  dans la relation du coefficient  $S_{21}$  et en utilisant la formule (2.6), nous avons calculé l'expression de  $S_{21}$ :

$$\begin{aligned}
 S_{21} &= \frac{2 \times \frac{R}{1 + j\omega C_j R} \times Z_0}{\left( \frac{R}{1 + j\omega C_j R} + Z_0 \right) \cdot \left( \frac{R}{1 + j\omega C_j R} + Z_0 \right) - \left( \frac{R}{1 + j\omega C_j R} \right)^2} = \\
 &= \frac{2 \times \frac{R}{1 + j\omega C_j R} \times Z_0}{\left( \frac{R}{1 + j\omega C_j R} + Z_0 - \frac{R}{1 + j\omega C_j R} \right) \cdot \left( \frac{2 \cdot R}{1 + j\omega C_j R} + Z_0 \right)} = \frac{2 \times \frac{R}{1 + j\omega C_j R} \times Z_0}{Z_0 \cdot \left( \frac{2 \cdot R}{1 + j\omega C_j R} + Z_0 \right)} = \\
 &= \frac{2 \times \frac{R}{1 + j\omega C_j R}}{\frac{2 \cdot R + Z_0 + j\omega \cdot C_j R \cdot Z_0}{1 + j\omega C_j R}} = \frac{2 \cdot R}{(2 \cdot R + Z_0) + j\omega \cdot C_j R Z_0} \quad (2.7)
 \end{aligned}$$

Enfin, nous avons écrit l'expression de  $S_{21}$  sous la forme suivante:

$$S_{21} = \frac{2 \cdot R}{(2 \cdot R + Z_0)^2 + (\omega \cdot C_j R Z_0)^2} \cdot [(2 \cdot R + Z_0) - j\omega \cdot C_j R Z_0] \quad (2.8)$$

En mettant  $R$  en facteur dans l'égalité (2.7), nous avons écrit l'expression du coefficient  $S_{21}$  comme suit:

$$S_{21} = \frac{2 \cdot R}{R \cdot \left[ \left( 2 + \frac{Z_0}{R} \right) + j\omega \cdot C_j Z_0 \right]} \quad (2.9)$$

Pour trouver l'amplitude et la phase du coefficient  $S_{21}$ , nous avons besoin du module et de l'expression de l'inverse de la tangente de la relation (2.9).

Le module du coefficient  $S_{21}$  est:  $|S_{21}| = \sqrt{S_{21} \cdot S_{21}^*}$ .

En le développant, nous avons:

$$|S_{21}| = \sqrt{\frac{2}{\left[\left(2 + \frac{Z_0}{R}\right) + j\omega \cdot C_j Z_0\right]} \cdot \frac{2}{\left[\left(2 + \frac{Z_0}{R}\right) - j\omega \cdot C_j Z_0\right]}} \quad (2.10)$$

Le module du coefficient  $S_{21}$  est:

$$|S_{21}| = \frac{2}{\sqrt{\left(2 + \frac{Z_0}{R}\right)^2 + (\omega \cdot C_j Z_0)^2}} \quad (2.11)$$

La phase du coefficient  $S_{21}$  est:

$$\angle S_{21} = \tan^{-1} \left( -\frac{\omega \cdot C_j Z_0}{\frac{Z_0}{R} + 2} \right) \quad (2.12)$$

En utilisant les formules (2.11) et (2.12), Yamauchi K. a calculé le module et la phase du coefficient  $S_{21}$  pour une certaine fréquence et une certaine valeur de R.

Dans notre cas, pour le calcul du module et de la phase du coefficient  $S_{21}$ , un programme a été écrit en MATLAB. Dans ce programme, présenté en annexe 2.1, les paramètres de simulation de la diode Schottky de type HSMS-2820, qui est utilisé dans la conception de notre circuit de linéarisation, ont été utilisés. Les principaux paramètres sont donnés au tableau 2.1.

**Tableau 2.1.** Paramètres de la simulation pour la diode Schottky de type HSMS-2820

Courant de saturation	$I_s = 2.2 \times 10^{-8}$ A
Capacité de jonction	$C_{j0} = 0.7$ pF
Potentiel de la jonction	$V_j = 0.65$ V

Pour la diode en question, nous avons calculé la résistance dynamique  $R_d$  en utilisant la formule:

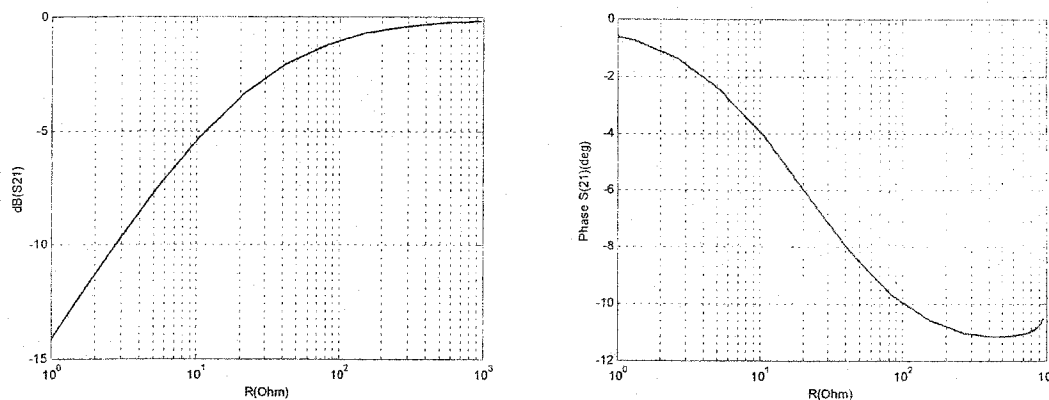
$$R_d = \frac{1}{\frac{\partial I_d}{\partial V_d}} = \frac{kT}{q \cdot I_s} e^{\frac{qV_d}{kT}} \quad (2.13)$$

Le coefficient  $S_{21}$  (formule 2.9) est calculé en utilisant la résistance totale  $R$  du circuit qui est donnée par la formule 2.4. Dans cette formule seulement la résistance dynamique  $R_d$  est le facteur qui compte, parce que la résistance de polarisation a en général une valeur faible par rapport à la résistance dynamique.

La variation du coefficient  $S_{21}$  est donc en fonction de la résistance dynamique  $R_d$ , parce que  $R = R_b \parallel R_d \approx R_d$ .

Nous avons obtenu les graphiques de l'évolution du module et de la phase du coefficient  $S_{21}$ , en fonction de la résistance totale du circuit  $R$ , pour une puissance d'entrée variant de -30 dBm à -8 dBm, dans une bande de fréquences de 1.4 GHz à 2.8 GHz.

Les graphiques de l'évolution du module et de la phase du coefficient  $S_{21}$  en fonction de  $R$  sont représentés à la figure 2.4.



*Figure 2.4. L'évolution du module et de la phase du coefficient  $S_{21}$*

Nous avons constaté que les évolutions dépendent fortement de la diode utilisée qu'il conviendra donc de choisir en fonction de l'amplificateur de puissance à linéariser. Ainsi, nous commencerons de choisir la diode qui permettra d'obtenir la distorsion désirée. Puis par la modification de la valeur de la résistance de polarisation  $R_b$  et de la tension de polarisation, nous pourrons ainsi optimiser la distorsion résultante.

L'analyse des graphiques des évolutions du module et de la phase du coefficient  $S_{21}$  obtenus en utilisant le programme écrit en MATLAB montre une grande similarité avec les résultats obtenus par Yamauchi K. [24] et des autres auteurs [17]. La concordance

des résultats nous a permis d'utiliser le même principe pour calculer le coefficient de réflexion du circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe.

## 2.2 Étude d'un circuit de linéarisation avec deux diodes en parallèle

Le circuit de la figure 2.1 présente deux inconvénients majeurs. Le premier est que ce circuit ne peut pas présenter une bonne isolation entre le circuit de linéarisation et l'amplificateur de puissance à linéariser. Le deuxième inconvénient est l'impossibilité de linéariser deux types des réponses MP/MA. En effet, la réponse MP/MA est croissante pour les amplificateurs à MESFET et décroissante pour les amplificateurs à ondes progressives. Cette configuration à une seule diode ne permet pas de linéariser les deux types d'amplificateur. Une façon de linéariser à la fois des amplificateurs à MESFET, GaASFET et à ondes progressives est l'utilisation de la topologie de la figure 2.5 qui est basée sur un coupleur hybride 90 degrés et deux diodes Schottky, l'une polarisée directement et l'autre en inverse [18].

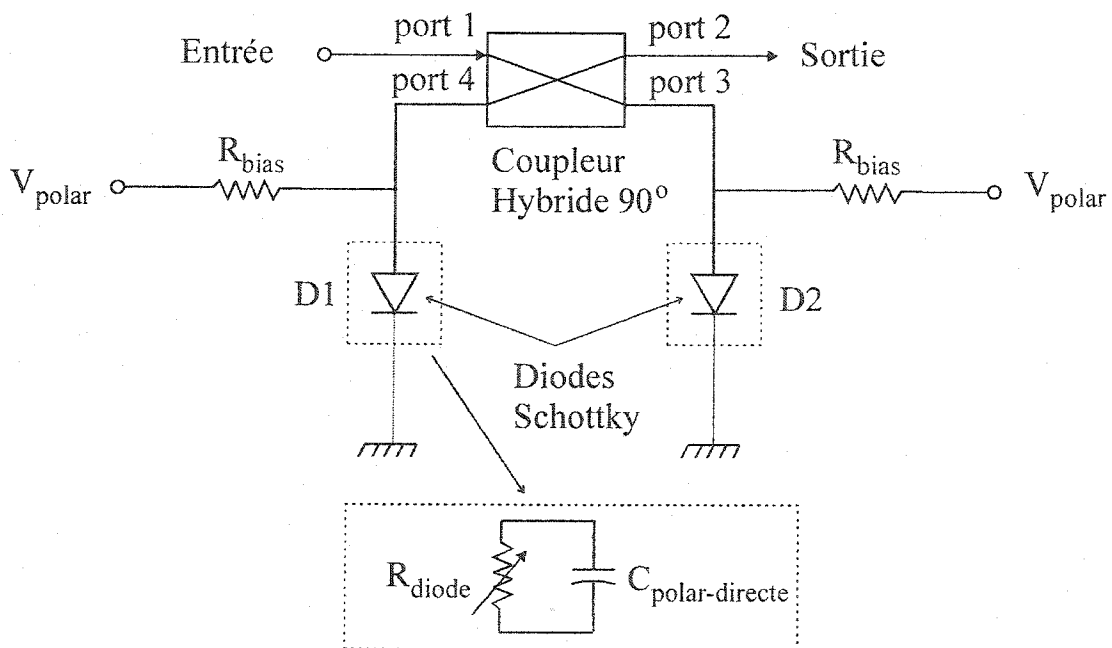


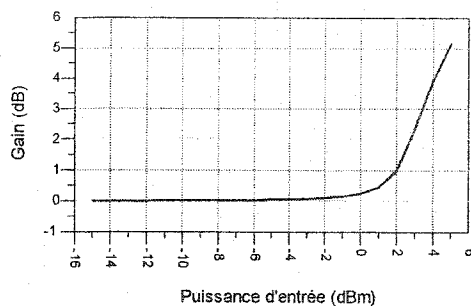
Figure 2.5. Circuit de linéarisation à deux diodes en parallèle

### 2.2.1 Principe de fonctionnement

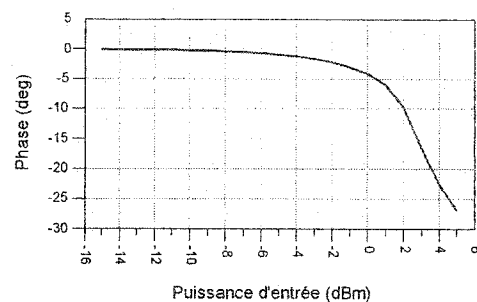
Le circuit de linéarisation est facile à contrôler en changeant indépendamment la tension de polarisation pour chaque diode. Dépendamment de la tension et du sens de polarisation, il est possible d'obtenir des réponses en gain et en phase capables de compenser les non-linéarités des amplificateurs de puissance à MESFET et des amplificateurs à ondes progressives (TWTA).

### 2.2.2 Résultats théoriques

Ce genre de circuit a déjà été étudié [17]. Dans le présent mémoire, nous avons vérifié théoriquement les résultats obtenus. Les figures 2.6 et 2.7 présentent les réponses MA/MA et MP/MA d'un circuit de linéarisation destiné à linéariser un amplificateur à MESFET. Pour linéariser un tel amplificateur, le circuit de linéarisation devra présenter une réponse MA/MA de type expansion, et une réponse MP/MA de type compression.



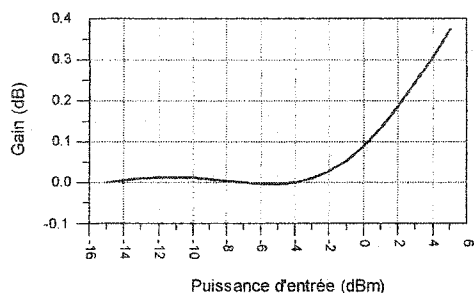
*Figure 2.6. La caractéristique MA/MA d'un circuit de linéarisation destiné à linéariser un amplificateur à MESFET*



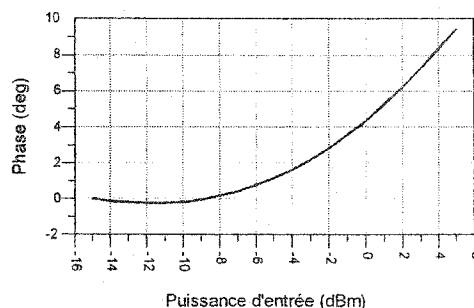
*Figure 2.7. La caractéristique MP/MA d'un circuit de linéarisation destiné à linéariser un amplificateur à MESFET*

Pour linéariser un amplificateur à onde progressive, le circuit de linéarisation doit présenter les deux caractéristiques de gain et de phase comme une fonction croissante en fonction de la puissance d'entrée.

Ce type de réponse est présenté aux figures 2.8 et 2.9.



*Figure 2.8. La caractéristique MA/MA d'un circuit de linéarisation destiné à linéariser un amplificateur à onde progressive*



*Figure 2.9. La caractéristique MP/MA d'un circuit de linéarisation destiné à linéariser un amplificateur à onde progressive*

En regardant ces résultats, nous pouvons constater que le circuit de linéarisation à deux diodes en parallèle est capable de compenser les non-linéarités de gain et de phase pour n'importe quel type d'amplificateur. Le but de la conception de ce circuit a donc été atteint. L'une des limitations de ce circuit de linéarisation est son incapacité à linéariser les amplificateurs avec la caractéristique de gain à deux points d'inflexion.

### 2.3 Conception d'un circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle en polarisation directe

Les circuits de linéarisation avec deux diodes en parallèle ont un inconvénient majeur: leurs caractéristiques de gain ne sont pas ajustables en ce qui concerne la forme de la caractéristique. Pour les amplificateurs de puissance avec des caractéristiques de gain de type expansion-compression, d'autres configurations sont nécessaires.

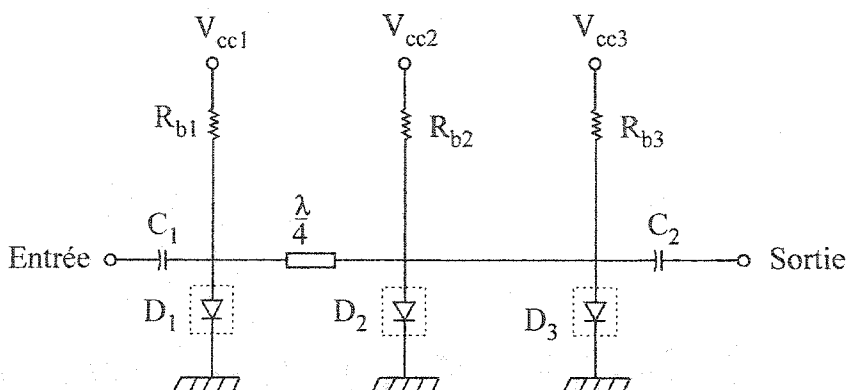
Le nouveau type de configuration sera présenté ci-après.

#### 2.3.1 Principe de fonctionnement

À partir d'un circuit de linéarisation avec une diode en parallèle et en polarisation directe, un nouveau circuit analogique de linéarisation a été conçu.

Le circuit est présenté à la figure 2.10. Le circuit est constitué de deux diodes Schottky  $D_1$  et  $D_2$  et d'une diode PIN  $D_3$ .





**Figure 2.10.** Circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe

Les trois diodes sont polarisées en direct différemment, de telle façon que leurs caractéristiques courant-tension soient différentes. Leurs résistances de polarisation sont  $R_{b1}$ ,  $R_{b2}$  et  $R_{b3}$ .

Les deux diodes Schottky sont couplées par une ligne de longueur  $\lambda/4$ . Cette ligne va assurer la compression de la caractéristique de gain.

Le rôle de la diode PIN est d'assurer une bonne dynamique du circuit.

Les condensateurs de découplage  $C_1$  et  $C_2$  à l'entrée et à la sortie, et les condensateurs de découplage en courant continu entre les diodes (non illustrés sur la figure) ont une impédance d'une valeur négligeable en comparaison avec les autres impédances du circuit, à la fréquence centrale de fonctionnement. Pour cette raison, ils ne sont pas considérés dans les calculs.

### 2.3.2 Calcul du coefficient de réflexion du circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe

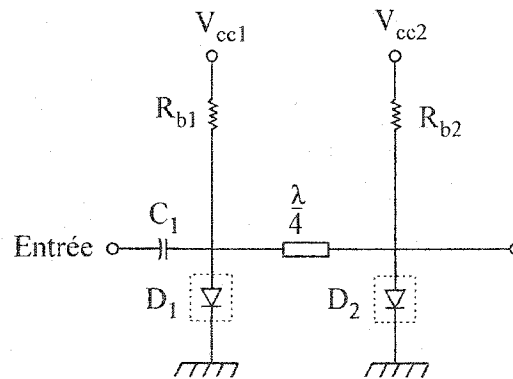
À partir des résultats du circuit de K. Yamauchi déjà présenté plus haut, nous avons utilisé pour le circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe les mêmes conditions et les mêmes méthodes que le circuit avec une diode.

Le but de ce calcul est de trouver le coefficient de réflexion à l'entrée du circuit.

Le circuit de linéarisation en question est un circuit complexe. Il est donc, important de séparer le circuit en deux parties.

La première partie est un circuit composé de deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  (les diodes sont de type Schottky), de leur résistance de polarisation  $R_{b1}$  et  $R_{b2}$  et de la ligne de couplage  $\lambda/4$  entre les diodes. Le deuxième circuit est représenté par la diode PIN  $D_3$ , et son circuit de polarisation.

Pour le premier circuit, nous avons calculé tout d'abord la matrice  $[Z]$  pour chaque diode et la matrice  $[Y]$  pour la ligne de couplage, puis nous avons transformé chaque matrice  $[Z]$  et  $[Y]$  en une matrice  $[ABCD]$ . Enfin, nous avons calculé la matrice  $[ABCD]$  de la première partie du circuit. Pour la deuxième partie du circuit, nous avons calculé d'abord la matrice  $[Z]$ , que nous avons transformée en une matrice  $[ABCD]$ . Enfin, avec les deux matrices  $[ABCD]$  de chaque partie du circuit, nous avons obtenu la matrice  $[ABCD]$  du circuit de linéarisation. Nous avons transformé la matrice  $[ABCD]$  du circuit de linéarisation en une matrice  $[S]$ . Pour la première partie du circuit, montrée à la figure 2.11, nous avons utilisé deux circuits de linéarisation de type Yamauchi couplés par une ligne micro-ruban de longueur  $\lambda/4$ .



*Figure 2.11. Première partie du circuit: linéarisateur à deux diodes*

Lorsqu'on utilise deux circuits de linéarisation en parallèle, la caractéristique de gain est de type expansion, similaire à la caractéristique d'un circuit de linéarisation à une diode.

En utilisant les mêmes suppositions que dans le cas d'un circuit de linéarisation à une seule diode, nous avons pu simplifier le circuit présenté à la figure 2.11.

En régime dynamique, les diodes  $D_1$  et  $D_2$  ont été remplacées par leur circuit équivalent, une résistance dynamique en parallèle avec un condensateur de polarisation (voir la figure 2.12).

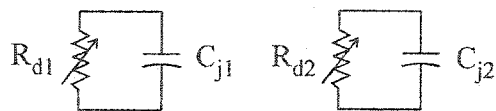


Figure 2.12. Les circuits équivalents pour les diodes  $D_1$  et  $D_2$

La résistance totale pour chaque diode est  $R_1$  et  $R_2$ , respectivement:

$$R_1 = \frac{R_{d1} \times R_{b1}}{R_{d1} + R_{b1}} \quad (2.14), \quad R_2 = \frac{R_{d2} \times R_{b2}}{R_{d2} + R_{b2}} \quad (2.15)$$

Le circuit équivalent dans les nouvelles circonstances est présenté à la figure 2.13 a).

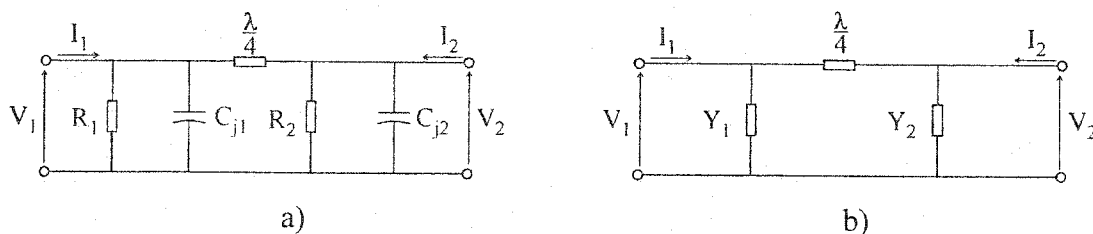


Figure 2.13. Les circuits équivalent pour la première partie du circuit: linéarisateur à deux diodes

Pour ce circuit, nous pouvons calculer les admittances:

$$Y_1 = \frac{1 + j\omega \cdot C_{j1} R_1}{R_1} \quad (2.16) \quad \text{et} \quad Y_2 = \frac{1 + j\omega \cdot C_{j2} R_2}{R_2} \quad (2.17)$$

Avec ces admittances, nous avons obtenu un circuit équivalent plus simplifié qui est représenté à la figure 2.13 b).

Nous avons calculé les matrices  $[Z]$  pour les deux admittances  $Y_1$  et  $Y_2$  et la matrice  $[Y]$  pour la ligne de  $\lambda/4$ . La matrice  $[Z]_1$  de la première admittance est:

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Y_1} & \frac{1}{Y_1} \\ \frac{1}{Y_1} & \frac{1}{Y_1} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

À partir de la matrice  $[Z]$ , nous avons obtenu la matrice  $[ABCD]$  avec la formule (2.19):

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{|Z|}{Z_{21}} \\ \frac{1}{Z_{21}} & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

où  $|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$ .

La matrice  $[ABCD]_I$  de la matrice  $[Z]_I$  de la première admittance  $Y_1$  est:

$$[ABCD]_I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

En utilisant la matrice d'une ligne de transmission, nous avons calculé la matrice de la ligne  $\lambda/4$ .

En général, la matrice  $[Y]$  d'une ligne de transmission est donnée par la formule:

$$[Y] = -j \cdot Y_0 \cdot \begin{bmatrix} \cot \cdot \beta l & -\operatorname{cosec} \cdot \beta l \\ -\operatorname{cosec} \cdot \beta l & \cot \cdot \beta l \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Pour une ligne  $\lambda/4$ , il est connu que  $\beta \cdot l = \frac{\pi}{2}$ . La matrice  $[Y]$  de la ligne  $\lambda/4$  est:

$$[Y]_{\frac{\lambda}{4}} = -j \cdot Y_0 \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} = j \cdot Y_0 \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{Z_0} \\ \frac{j}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

où  $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ .

À partir de la matrice  $[Y]$ , nous avons obtenu la matrice  $[ABCD]$  avec la formule (2.23):

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \frac{-Y_{22}}{Y_{21}} & \frac{-1}{Y_{21}} \\ -\frac{Y_{11}}{Y_{21}} & \frac{Y_{11}}{Y_{21}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

où  $|Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$ .

La matrice  $[ABCD]$  de la ligne  $\lambda/4$  est:

$$[ABCD]_{\frac{\lambda}{4}} = \begin{bmatrix} 0 & j \cdot Z_0 \\ \frac{j}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

La matrice  $[Z]_{II}$  de la deuxième admittance  $Y_2$  est:

$$[Z_{II}] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Y_2} & \frac{1}{Y_2} \\ \frac{1}{Y_2} & \frac{1}{Y_2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

La matrice  $[ABCD]_{II}$  de la matrice  $[Z]_{II}$  de la deuxième admittance  $Y_2$  est:

$$[ABCD]_{II} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

La matrice  $[A_1B_1C_1D_1]$  de la première partie du circuit de linéarisation est:

$$[A_1B_1C_1D_1] = [ABCD]_I \times [ABCD]_{\frac{\lambda}{4}} \times [ABCD]_{II} \quad (2.27)$$

$$[A_1B_1C_1D_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 & j \cdot Z_0 \\ \frac{j}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j \cdot Z_0 Y_2 & j \cdot Z_0 \\ \frac{j}{Z_0} + j \cdot Z_0 Y_1 Y_2 & j \cdot Z_0 Y_1 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Ainsi, la matrice  $[A_1B_1C_1D_1]$  de la première partie du circuit est:

$$[A_1B_1C_1D_1] = \begin{bmatrix} j \cdot Z_0 Y_2 & j \cdot Z_0 \\ \frac{j}{Z_0} + j \cdot Z_0 Y_1 Y_2 & j \cdot Z_0 Y_1 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

La deuxième partie du circuit considéré est composé d'une diode  $D_3$  et de son circuit de polarisation, la résistance  $R_{b3}$  (voir la figure 2.14).

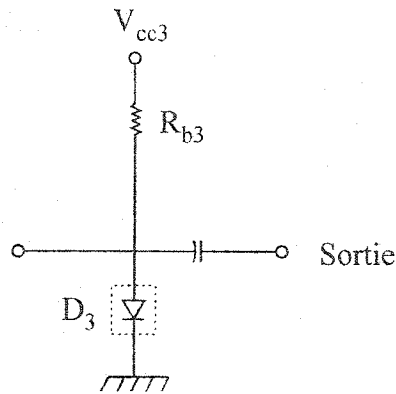


Figure 2.14. La deuxième partie du circuit

Pour ce circuit, nous avons considéré que la diode PIN a pour circuit équivalent une résistance dynamique  $R_{d3}$ .

Dans ces conditions, la résistance totale du circuit est:

$$R_3 = \frac{R_{d3} \times R_{b3}}{R_{d3} + R_{b3}} \quad (2.30)$$

Le circuit équivalent est représenté à la figure 2.15.

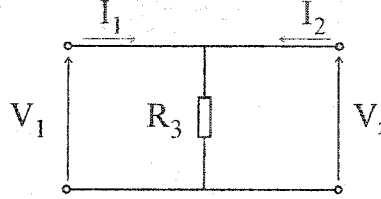


Figure 2.15. Circuit équivalent pour le deuxième circuit

La matrice  $[Z]_{III}$  du circuit est:

$$[Z]_{III} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_3} & \frac{1}{R_3} \\ \frac{1}{R_3} & \frac{1}{R_3} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

en changeant la matrice  $[Z]_{III}$  en matrice  $[A_2B_2C_2D_2]$ .

La matrice  $[A_2B_2C_2D_2]$  de la deuxième partie du circuit est:

$$[A_2B_2C_2D_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ R_3 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Nous avons calculé la matrice  $[ABCD]$  du circuit de linéarisation en utilisant la formule générale (2.33):

$$\begin{aligned} [ABCD] &= [A_1B_1C_1D_1] \times [A_2B_2C_2D_2] = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} A_1A_2 + B_1C_2 & A_1A_2 + B_1C_2 \\ A_1A_2 + B_1C_2 & A_1A_2 + B_1C_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Pour obtenir la matrice  $[ABCD]$ , nous utilisons les résultats des formules (2.29) et (2.32). La matrice  $[ABCD]$  du circuit de linéarisation est:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j \cdot Z_0 Y_2 & j \cdot Z_0 \\ \frac{j}{Z_0} + j \cdot Z_0 Y_1 Y_2 & j \cdot Z_0 Y_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ R_3 & 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} j \cdot Z_0 Y_2 + j \cdot Z_0 R_3 & j \cdot Z_0 \\ \frac{j}{Z_0} + j \cdot Z_0 Y_1 Y_2 + j \cdot Z_0 Y_1 R_3 & j \cdot Z_0 Y_1 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j \cdot Z_0 \cdot (Y_2 + R_3) & j \cdot Z_0 \\ \frac{j}{Z_0} + j \cdot Z_0 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) & j \cdot Z_0 Y_1 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Nous avons transformé la matrice [ABCD] du circuit en matrice [S] avec la relation:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} & \frac{2 \cdot (AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \\ \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} & -A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Pour calculer le coefficient de réflexion nous avons besoin des paramètres S.

Nous avons commencé avec le calcul pour le dénominateur  $A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D$  (voir la formule 2.36). Nous avons calculé le dénominateur des fractions (2.36) terme avec terme.

Le terme  $\frac{B}{Z_0}$  est:

$$\frac{B}{Z_0} = j \cdot Z_0 \cdot \frac{1}{Z_0} = j \quad (2.37)$$

Le terme  $CZ_0$  est:

$$CZ_0 = \left[ \frac{j}{Z_0} + j \cdot Z_0 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) \right] \cdot Z_0 = j + j \cdot Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) \quad (2.38)$$

Enfin, le dénominateur  $A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D$  est:

$$A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D = j \cdot Z_0 \cdot (Y_2 + R_3) + j + j + j \cdot Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + j \cdot Z_0 \cdot Y_1 =$$

$$\begin{aligned}
&= j \cdot Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + j \cdot Z_0 \cdot (Y_1 + Y_2 + R_3) + 2 \cdot j \\
&= j \cdot \left[ Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 + Y_2 + R_3) + 2 \right]
\end{aligned} \tag{2.39}$$

Pour obtenir la relation de  $S_{11}$ , nous avons calculé le numérateur de la fraction terme avec terme.

Le numérateur est:

$$\begin{aligned}
A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D &= j \cdot Z_0 \cdot (Y_2 + R_3) + j - j - j \cdot Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) - j \cdot Z_0 \cdot Y_1 \\
&= -j \cdot Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + j \cdot Z_0 \cdot (-Y_1 + Y_2 + R_3) \\
&= -j \cdot \left[ Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (-Y_1 + Y_2 + R_3) \right]
\end{aligned} \tag{2.40}$$

L'expression du coefficient  $S_{11}$  est:

$$\begin{aligned}
S_{11} &= \frac{-j \cdot \left[ Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (-Y_1 + Y_2 + R_3) \right]}{j \cdot \left[ Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 + Y_2 + R_3) + 2 \right]} \\
&= \frac{-\left[ Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (-Y_1 + Y_2 + R_3) \right]}{Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 + Y_2 + R_3) + 2}
\end{aligned} \tag{2.41}$$

Pour le calcul du coefficient  $S_{12}$  nous avons utilisé la même méthode, terme avec terme.

Le terme  $A \cdot D$  est:

$$A \cdot D = j \cdot Z_0 \cdot (Y_2 + R_3) \cdot j \cdot Z_0 Y_1 = -Z_0^2 \cdot Y_1 \cdot (Y_2 + R_3) \tag{2.42}$$

Le terme  $B \cdot C$  est:

$$B \cdot C = j \cdot Z_0 \cdot \left[ \frac{j}{Z_0} + j \cdot Z_0 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) \right] = -1 - Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) \tag{2.43}$$

Nous avons calculé l'expression du coefficient  $S_{12}$ :

$$\begin{aligned}
S_{12} &= \frac{2 \cdot \left[ -Z_0^2 \cdot Y_1 \cdot (Y_2 + R_3) + 1 + Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) \right]}{j \cdot \left[ Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 + Y_2 + R_3) + 2 \right]} \\
&= \frac{2}{j \cdot \left[ Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 + Y_2 + R_3) + 2 \right]}
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Nous pouvons maintenant écrire le paramètre  $S_{21}$  comme suit:



$$S_{21} = \frac{2}{j \cdot [Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 + Y_2 + R_3) + 2]} \quad (2.45)$$

Le calcul du coefficient  $S_{22}$  en utilisant les mêmes méthodes est présenté ci-après.

Le numérateur est:

$$\begin{aligned} -A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D &= -j \cdot Z_0 \cdot (Y_2 + R_3) + j - j - j \cdot Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + j \cdot Z_0 \cdot Y_1 = \\ &= -j \cdot Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + j \cdot Z_0 \cdot (Y_1 - Y_2 - R_3) = \\ &= j \cdot [-Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 - Y_2 - R_3)] \end{aligned} \quad (2.46)$$

L'expression du coefficient  $S_{22}$  est:

$$\begin{aligned} S_{22} &= \frac{j \cdot [-Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 - Y_2 - R_3)]}{j \cdot [Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 + Y_2 + R_3) + 2]} \\ &= \frac{[-Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 - Y_2 - R_3)]}{Z_0^2 \cdot (Y_1 Y_2 + Y_1 R_3) + Z_0 \cdot (Y_1 + Y_2 + R_3) + 2} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Dans toutes les relations les valeurs pour  $Y_1$ ,  $Y_2$  et  $R_3$  sont calculées d'après les formules (2.16), (2.17) et (2.30).

Avec les expressions des coefficients calculés ci-haut nous pouvons calculer le coefficient de réflexion  $\Gamma$  à l'entrée du circuit à trois diodes en parallèle et en polarisation directe, comme:

$$\Gamma = S_{11} - \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_C}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_C} \quad (2.48)$$

ou  $\Gamma_C$  est le coefficient de réflexion à la charge de même circuit.

Nous prendrons  $\Gamma_C = 1$ . Le circuit de linéarisation à trois diodes est un circuit ouvert pour la RF.

L'expression du coefficient de réflexion à l'entrée du circuit est:

$$\Gamma = S_{11} - \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{1 - S_{22}} \quad (2.49)$$

Cette relation sera utilisée pour le calcul du gain et de la phase du circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe.

### 2.3.3 Les caractéristiques du gain et de la phase du circuit à trois diodes

En utilisant une topologie similaire à celle présentée plus haut pour le circuit avec deux diodes en parallèle (voir la figure 2.5) nous avons obtenu le circuit de linéarisation présenté à la figure 2.16.

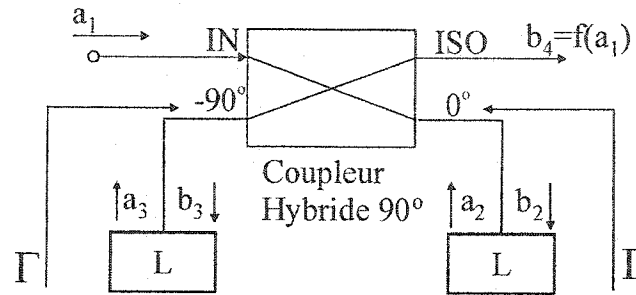


Figure 2.16. Principe du circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle

Dans ce circuit, les deux diodes ont été remplacées par deux circuits à trois diodes en parallèle L, d'un côté ou de l'autre du coupleur hybride 90 degrés.

Chaque circuit a le coefficient de réflexion à l'entrée  $\Gamma$ .

Nous avons calculé la valeur du signal dans le port isolé en fonction du signal à l'entrée.

En tenant compte de la matrice du coupleur hybride 90 degrés nous pouvons écrire:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -j & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \Gamma \cdot b_2 \\ \Gamma \cdot b_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

où  $a_2 = \Gamma \cdot b_2$ ,  $a_3 = \Gamma \cdot b_3$  comme le montre la figure.

Après les calculs nous avons:

$$b_1 = (\Gamma \cdot b_2 - j \cdot \Gamma \cdot b_3) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.51), \quad b_2 = \frac{a_1}{\sqrt{2}} \quad (2.52)$$

$$b_3 = -j \cdot \frac{a_1}{\sqrt{2}} \quad (2.53), \quad b_4 = (-j \cdot \Gamma \cdot b_2 + \Gamma \cdot b_3) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.54)$$

En remplaçant (2.52) et (2.53) dans (2.54) nous pouvons écrire la formule (2.55):

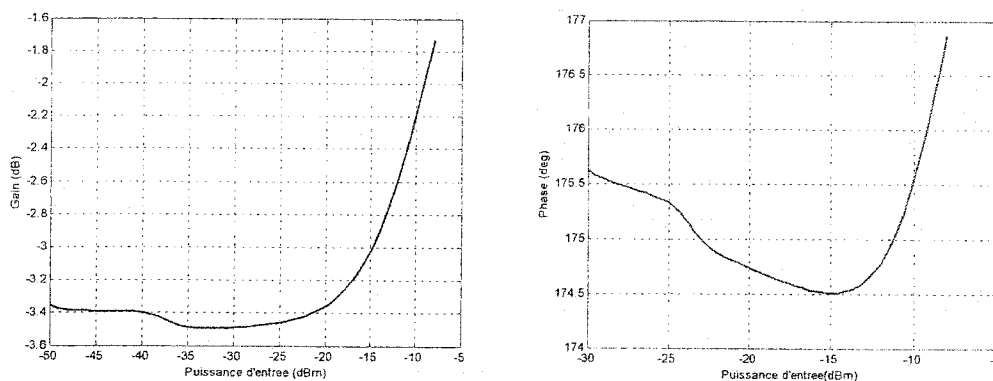
$$b_4 = \left( -j \cdot \Gamma \cdot \frac{a_1}{\sqrt{2}} + \Gamma \cdot \left( -j \cdot \frac{a_1}{\sqrt{2}} \right) \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = -j \cdot \Gamma \cdot \frac{a_1}{2} - j \cdot \Gamma \cdot \frac{a_1}{2} = -j \cdot \Gamma \cdot a_1 \quad (2.55)$$

Cette formule représente la variation du signal à la sortie en fonction du signal de l'entrée. En mettant  $|a_1|^2 = P_{entrée}$  et  $|b_4|^2 = P_{sortie}$  nous avons l'expression de la puissance de la sortie vs. la puissance de l'entrée pour le circuit de linéarisation:

$$P_{sortie} = |\Gamma|^2 \cdot P_{entrée} \quad (2.56)$$

Pour le calcul des paramètres S, du coefficient de réflexion  $\Gamma$ , du gain et de la phase un programme en MATLAB a été créé. Le programme est présenté en annexe 2.2. Pour les diodes  $D_1$  et  $D_2$ , nous avons utilisé les paramètres de la diode Schottky de type HSMS-2820. Pour la diode  $D_3$ , les paramètres utilisés sont ceux de la diode PIN de type HMPP-3890. Pour la diode PIN, le courant de saturation  $I_s$  est le paramètre le plus important, dont la valeur est  $I_s = 1.68 \times 10^{-11}$  A. Pour chaque diode, nous avons calculé la résistance dynamique avec la formule (2.13). En utilisant la résistance dynamique, nous avons trouvé une résistance totale pour chacune des diodes.

Nous avons obtenu les caractéristiques de gain et de phase du circuit. Les graphiques sont présentés à la figure 2.17.



*Figure 2.17. Les caractéristiques du gain et de la phase*

En analysant les graphiques présentés à la figure 2.17, nous pouvons observer que la variation de la caractéristique de gain a deux points d'inflexion qu'elle est de type compression-expansion: c'est donc le résultat désiré. Nous observons que le circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe réalise une amplitude de gain négative d'abord, puis positive avec l'augmentation de la puissance d'entrée.

Ceci est dû au mouvement de point de polarisation et de non-linéarités des diodes.

En ce qui concerne la phase, elle est approximativement croissante avec l'augmentation de la puissance d'entrée.

## 2.4 Architecture du circuit de linéarisation à six diodes

À partir du circuit de linéarisation à deux diodes en parallèle [17] un nouveau circuit de linéarisation analogique a été conçu. Ce nouveau type d'architecture est le premier type de circuit qui va être étudié dans le présent mémoire.

### 2.4.1 Principe de fonctionnement

La figure 2.18 représente la topologie du circuit. Son fonctionnement est basé sur l'existence de non-linéarités dans la caractéristique courant-tension d'une diode Schottky. Quand un signal RF passe par une diode Schottky, la résistance dynamique de celle-ci change en fonction du niveau du signal injecté.

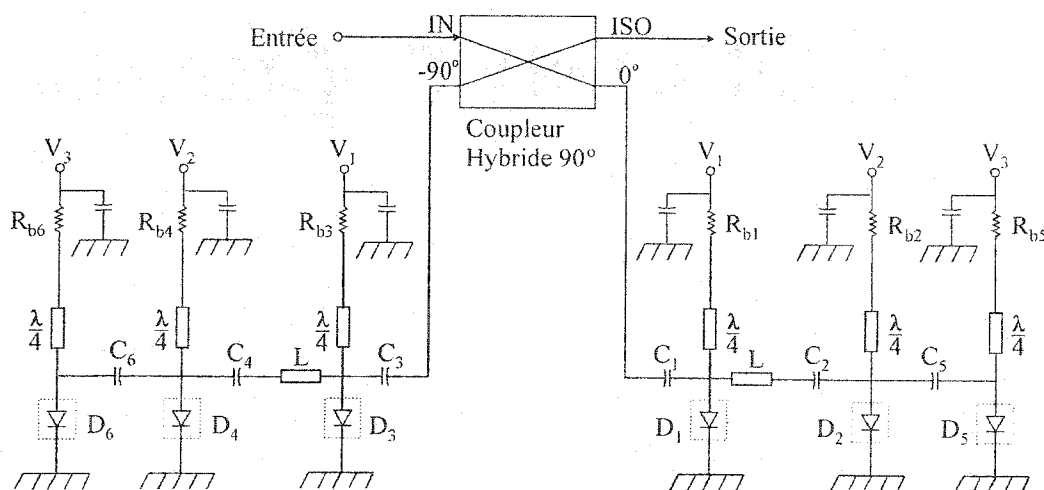


Figure 2.18. L'architecture du circuit de linéarisation

Deux diodes Schottky et une diode PIN sont connectées d'un côté ou de l'autre du coupleur hybride 90 degrés. Les trois diodes sont polarisées en direct, mais pas au même point de polarisation, de façon à obtenir des caractéristiques courant-tension différentes. Sur chaque bras du coupleur hybride 90 degrés, les deux diodes Schottky sont couplées par une ligne L de longueur  $\lambda/4$ . Cette ligne assurera la compression de la caractéristique

de gain MA/MA. Les capacités assurent la stabilité et empêchent les interactions entre les polarisations des diodes.

### 2.4.2 Conception du circuit

Le nouveau circuit a été conçu en utilisant le logiciel ADS.

Deux versions ont été adoptées pour les simulations, la différence résidant dans le choix du coupleur hybride 90 degrés. La première version du circuit a été simulée en utilisant un coupleur hybride idéal 90 degrés de la bibliothèque du logiciel ADS. Dans la deuxième version du circuit, les paramètres du coupleur utilisés sont réels (de type 1A-1305A de la compagnie Anaren).

Dans les deux versions, les diodes sont polarisées en utilisant les lignes inductives de longueurs  $\lambda/4$  de façon à ce que les circuits de polarisation des diodes soient vus comme un circuit ouvert aux points de connexions avec le chemin RF. Ces lignes ont des longueurs de 602.4 mil et de 5 mil largeur.

Nous avons choisi de réaliser les circuits sans tenir compte des lignes micro-rubans qui existent entre les composants dans le but de prouver le principe de fonctionnement du circuit. Ceci permet également de prouver que le circuit est capable de produire une caractéristique de gain avec deux points d'inflexion, et que la ligne de longueur  $\lambda/4$  entre les deux diodes Schottky est responsable de ce type de caractéristique.

### 2.5 Résultats théoriques

Les circuits dont nous avons discuté ont été simulés dans la bande 1.4 GHz à 2.8 GHz en utilisant le logiciel commercial de simulation non-linéaire (ADS).

Pour chaque circuit, nous avons d'abord calculé les paramètres S du circuit, les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$ , puis nous avons calculé les caractéristiques du gain et de la phase de chaque circuit. Enfin, nous avons superposé les caractéristiques de gain et de phase obtenues par simulation aux les caractéristiques inversées du gain et de la phase de l'amplificateur à état solide à linéariser mesurées. Ainsi, nous pouvons déterminer dans

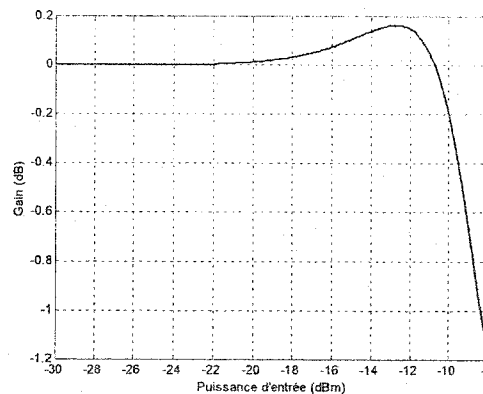
quelle mesure notre circuit de linéarisation peut compenser les deux caractéristiques étudiées.

### 2.5.1 Caractéristiques de l'amplificateur à linéariser

Le circuit de linéarisation proposé a été conçu pour linéariser un amplificateur de puissance à l'état solide (SSPA) comme celui qui a été mesuré.

Pour les amplificateurs à l'état solide avec des non-linéarités raisonnables, la différence au niveau de sortie entre la puissance de saturation et le point de compression de 1 dB de gain est d'environ 1 dB. Malheureusement, la différence change d'un amplificateur à un autre amplificateur. Les amplificateurs avec des non-linéarités élevées auront une plus petite différence (différence < 0.25 dB), alors que les amplificateurs avec des non-linéarités faibles peuvent avoir une différence de plusieurs dB (différence > 2 dB). [10].

Les caractéristiques normalisées de gain et de phase mesurées d'un amplificateur sont présentées aux figures 2.19 et 2.20.



*Figure 2.19. Caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser*

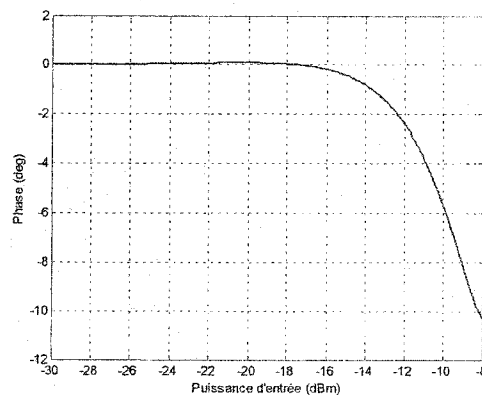
La caractéristique de gain de cet amplificateur est de type expansion-compression. Ce graphique a deux points d'inflexion. Dans l'analyse de ce graphique, nous avons considéré trois régions:

- 1) la dynamique de l'expansion (la différence entre 0 dB et la valeur la plus haute de la caractéristique de gain). Sur le graphique, cette valeur correspond à 0.16 dB;

- 2) la dynamique de la compression (la différence entre 0 dB et la valeur la plus basse de la caractéristique de gain). Sur le graphique, cette valeur correspond à -1.15 dB;
- 3) la dynamique totale de la caractéristique (la différence entre la valeur la plus élevée de la caractéristique de gain et la valeur la plus basse de la même caractéristique). Cette différence est de 1.31 dB.

Le point maximum de la caractéristique de gain a été obtenu avec une puissance d'entrée de -12.7 dBm.

La caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser est de type compression. Sur le graphique de la figure 2.20, la valeur du minimum correspond à -10.32 degrés.



*Figure 2.20. Caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser*

L'objectif de notre circuit de linéarisation est d'améliorer les performances de l'amplificateur à l'état solide par la réduction des non-linéarités de gain et de phase.

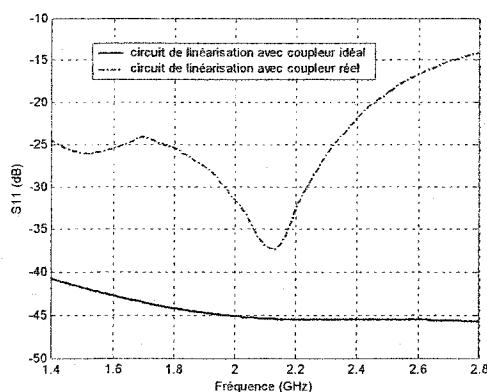
### 2.5.2 Simulation du circuit de linéarisation

Les schémas du circuit de linéarisation pour les deux versions théoriques sont présentés à l'annexe 2.3 pour le circuit avec le coupleur hybride idéal 90 degrés et dans l'annexe 2.4 pour le circuit avec le coupleur hybride réel 90 degrés.

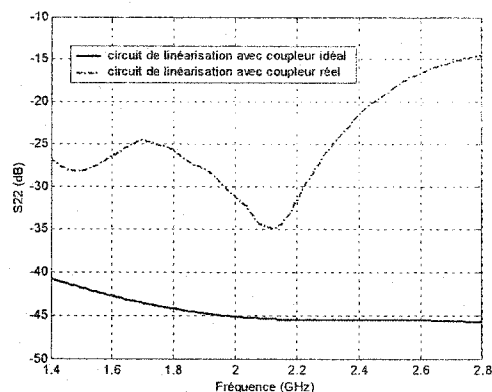
Pour chaque circuit, nous avons commencé avec la simulation de paramètres S petit signal dans la bande de fréquences 1.4 GHz à 2.8 GHz. La variation du coefficient  $S_{11}$  pour les deux versions de circuit est donnée à la figure 2.21. Le coefficient  $S_{11}$  est très

bon dans les deux versions, minimum -41 dB pour la première, et minimum -14 dB pour la deuxième.

La figure 2.22 représente les coefficients  $S_{22}$  pour les deux circuits.



*Figure 2.21. Variations du coefficient  $S_{11}$  dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques*



*Figure 2.22. Variations du coefficient  $S_{22}$  dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques*

Pour la première version, les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont identiques.

Ceci met en relief la symétrie du circuit et l'utilisation du coupleur idéal (les pertes d'insertion et la phase d'insertion sont nulles).

Dans la deuxième version, les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont encore très bons: leurs valeurs dépassent -14 dB. Ces valeurs sont inférieures à celles de la première version. Ceci vient du fait que nous avons utilisé les paramètres d'un coupleur réel. Les variations de ces coefficients en fonction de la fréquence ne sont pas identiques.

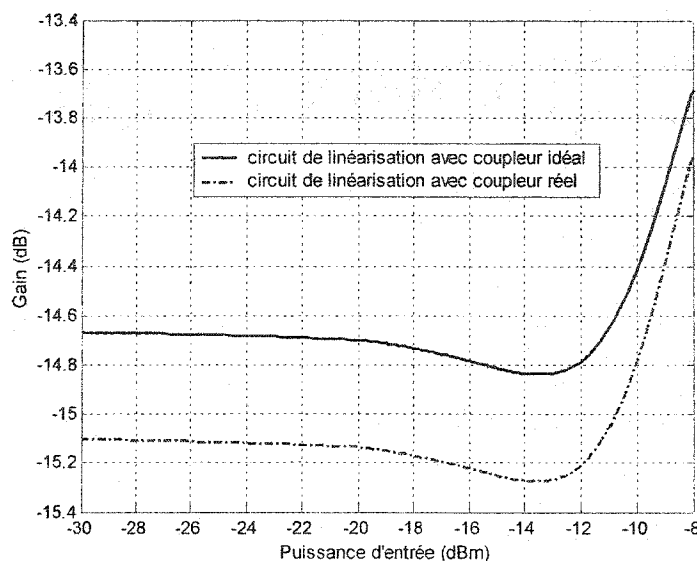
Par la suite, les caractéristiques de gain et de phase ont été simulées.

Les variations des caractéristiques de gain pour les deux versions du circuit sont présentées à la figure 2.23.

Pour obtenir ces caractéristiques, nous avons d'abord trouvé un point de polarisation pour les deux diodes Schottky ainsi que la caractéristique de gain à deux points d'inflexion. Ensuite, nous avons changé la valeur de la ligne entre les deux diodes Schottky ( $TL_1$  et  $TL_2$ ) dans chaque bras du coupleur hybride 90 degrés pour ajuster la puissance d'entrée correspondante au point minimum de la caractéristique de gain. Ceci



a été fait pour la même puissance d'entrée qui donne le point maximum de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser (voir la figure 2.19).



*Figure 2.23. Les caractéristiques de gain du circuit de linéarisation pour les deux versions théoriques*

Évidemment, il est presque impossible de trouver une valeur de la ligne pour laquelle les deux points ont la même valeur en module. Nous avons trouvé une longueur de ligne pour laquelle les deux points ont les modules très proches: cette valeur est de  $L_1=543$  mil pour la première version de circuit, et de  $L_2=540$  mil pour la deuxième version. Pour obtenir la même amplitude du point minimum, que l'amplitude du point maximum de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser, nous avons changé le point de polarisation de la deuxième diode Schottky dans chaque bras du coupleur hybride 90 degrés. Enfin, nous avons trouvé un point de polarisation de la diode PIN, dans chaque bras du coupleur hybride 90 degrés, pour laquelle le point minimum de la caractéristique de gain soit très proche du point maximum de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser.

En analysant les graphiques, nous avons constaté que le circuit de linéarisation dans les deux versions a une caractéristique de gain avec deux points d'inflexion. La variation pour la première version est entre -14.67 dB et -13.75 dB, et entre -15.11 dB et -13.96

dB pour la deuxième version. Le point minimum de la caractéristique dans le premier cas a été obtenu avec une puissance d'entrée de -15.2 dBm, et il a une valeur de -14.84 dB. Dans le deuxième cas, le point minimum a une valeur de -15.27 dB, et il a été obtenu avec une puissance d'entrée de -14.9 dB.

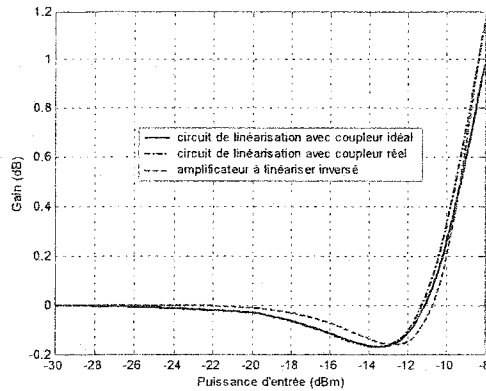
Dans l'analyse des caractéristiques de gain, après normalisation à 0 dB, nous avons considéré:

- 1) la dynamique de la compression (la différence entre 0 dB et la valeur la plus basse de la caractéristique de gain). Sur le graphique, cette valeur correspond à -0.17 dB, pour la première version, et est la même pour la deuxième version;
- 2) la dynamique de l'expansion (la différence entre 0 dB et la valeur la plus haute de la caractéristique de gain). Sur le graphique, pour la première version, cette valeur correspond à 0.96 dB, et pour la deuxième version elle est de 1.1 dB;
- 3) la dynamique totale de la caractéristique (la différence entre la valeur la plus basse et la valeur la plus haute de la caractéristique de gain). Sur le graphique, pour la première version, cette valeur correspond à 1.13 dB, et la valeur est de 1.27 dB pour la deuxième version.

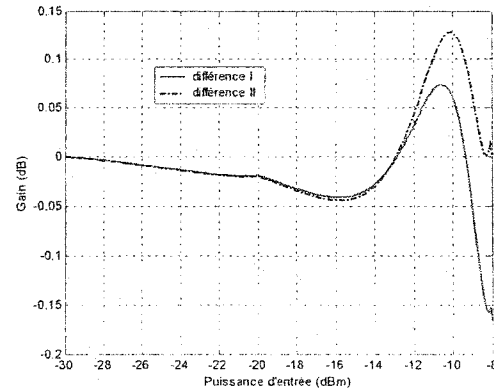
Pour déterminer dans quelle mesure la caractéristique de gain pour les deux versions du circuit de linéarisation peut compenser la caractéristique de gain de l'amplificateur, nous avons superposé les caractéristiques de gain du circuit de linéarisation dans les deux versions et l'inverse de la caractéristique de gain de l'amplificateur. Le résultat est présenté à la figure 2.24.

En analysant les trois graphiques de la figure 2.24, nous avons constaté que les trois caractéristiques de gain sont très proches. La caractéristique de gain de notre circuit de linéarisation dans la première version a un faible dynamique (14%) par rapport à la dynamique de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser. Pour la deuxième version, la dynamique est presque la même avec la dynamique de l'amplificateur à linéariser. Notons comme, différence I la différence entre la caractéristique de la première version et la caractéristique de gain de l'amplificateur, et différence II la

différence entre la caractéristique de la deuxième version et la caractéristique de gain de l'amplificateur. Ces différences sont présentées à la figure 2.25.



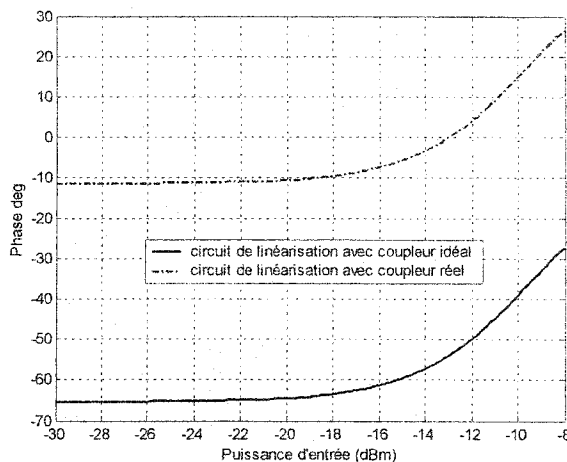
*Figure 2.24. Superposition des caractéristiques de gain du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*



*Figure 2.25. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour les deux versions théoriques*

En analysant les graphiques de la figure 2.25, nous avons constaté que la différence I a une variation maximum de 0.24 dB, et que la différence II a une variation maximum de 0.17 dB. Ces valeurs sont petites en comparaison avec la valeur maximale de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser qui est de 1.3 dB. Ces résultats théoriques sont très bons. Les différences I et II entre les caractéristiques de gain du circuit de linéarisation et l'inverse de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser ne sont pas nulles (une droite) parce que le point minimum de la caractéristique de gain du circuit de linéarisation a été obtenu dans les deux versions à une autre puissance d'entrée que celles utilisée pour le maximum point de la caractéristique de gain de l'amplificateur.

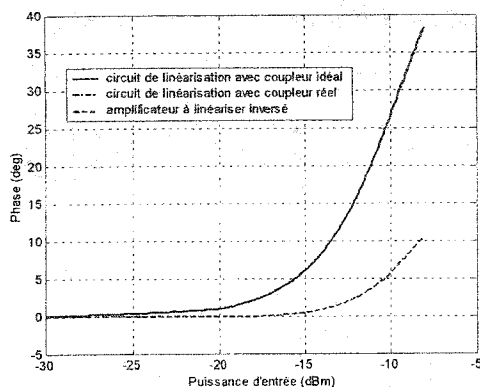
Dans l'analyse de la caractéristique de phase, nous voulons savoir si elle est de type expansion. La caractéristique de phase pour les deux versions théoriques du circuit est présentée à la figure 2.26.



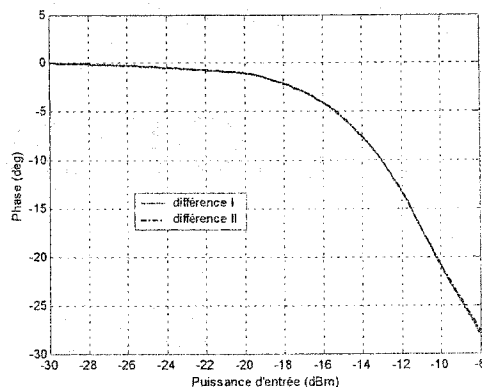
*Figure 2.26. Les caractéristiques de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques*

En analysant les graphiques présentés à la figure 2.26, nous avons constaté que notre circuit de linéarisation a une caractéristique de phase de type expansion et qu'elle varie entre approximativement -65 degrés et -27 degrés dans la première version, et entre -11 degrés et 27 degrés dans la deuxième version.

De la même façon que pour la caractéristique de gain, pour déterminer dans quelle mesure la caractéristique de phase du circuit de linéarisation peut compenser la caractéristique de phase d'amplificateur, nous avons superposé la caractéristique de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques à l'inverse de la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser. Le résultat est présenté à la figure 2.27. En analysant les graphiques, nous avons constaté que les trois caractéristiques de phase ne sont pas similaires. Les caractéristiques de phase de notre linéarisateur dans les deux versions sont identiques et elles ont une dynamique plus grande. Les différences entre les trois caractéristiques, différence I entre la caractéristique de la première version et la caractéristique de phase de l'amplificateur, et différence II entre la caractéristique de la deuxième version et la caractéristique de phase de l'amplificateur, sont présentées à la figure 2.28. En analysant le résultat présenté à la figure 2.28, nous avons constaté que notre circuit de linéarisation a changé complètement la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser, en la reversant de 28 degrés.



**Figure 2.27.** Superposition des caractéristiques de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser



**Figure 2.28.** Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques

Cette caractéristique de phase sera plus adaptée dans le cas réel, parce que les lignes micro-rubans qui relient les composants compenseront un peu la phase.

## 2.6. Conception du prototype

Pour pouvoir démontrer que les résultats de la simulation sont bons, un prototype en technologie MIC (Circuits Intégrés Micro-ondes) a été conçu. Nous avons donc construit un circuit de linéarisation à six diodes, et des résultats prometteurs ont été obtenus. Les résultats mesurés de ce circuit sont présentés ci-après.

### 2.6.1 Méthode de réalisation adoptée

Le prototype du circuit de prédistorsion réalisé a été conçu dans le but de se familiariser avec cette méthode de linéarisation souvent utilisée pour linéariser les amplificateurs de puissance micro-ondes. Afin de pouvoir effectuer un certain nombre de tests, une certaine souplesse a été adoptée dans la conception du prototype. C'est pour cela que le circuit a été construit de façon compacte, chaque composante étant testée et validée individuellement. La validation des composants a été faite de trois façons différentes: a) théorique, en utilisant les données qui existent dans les catalogues, b) directe, en utilisant

les résultats mesurés, et c) en utilisant les modèles qui existent dans les bibliothèques du logiciel commercial de simulation non-linéaire (ADS).

De cette façon, nous avons par exemple simulé le coupleur 90 degrés en utilisant un fichier qui contient ses paramètres S. Le fichier d'un circuit a été conçu en ADS, et les résultats obtenus en ADS ont été comparés avec les résultats qui sont donnés dans les catalogues de la compagnie.

Pour chaque composant, la méthode de validation est présentée ci-après.

### 2.6.2 Technologie de fabrication

Le circuit de linéarisation en question a été réalisé en technologie MIC. Ce type de technologie est le plus utilisé dans le laboratoire PolyGRAMMES. De plus elle est la plus appropriée pour notre application parce que les circuits obtenus sont de petites dimensions.

### 2.6.3 Choix du substrat

Le substrat choisi est de type RT/duroid® 6010LM du fabricant Rogers. Les principales spécifications sont montrées dans le tableau 2.2.

**Tableau 2.2.** Les caractéristiques du substrat utilisé

Permittivité relative $\epsilon_r$	10.2
Perméabilité relative $\mu_r$	1
Épaisseur du substrat H	25 mil (635 $\mu\text{m}$ )
Épaisseur de la métallisation (cuivre)	0.7 mil (18 $\mu\text{m}$ )
Tangente de pertes TanD	0.0028

La spécification complète pour les caractéristiques du substrat est présentée à l'annexe 2.5. Ce choix de substrat permet d'avoir des circuits de dimensions assez réduites. Le substrat présente des pertes tangentielles très faibles. L'épaisseur de 25 mil adoptée donne lieu à des lignes de 50 Ohms avec une largeur d'environ 22 mil à la fréquence de 2.0 GHz. D'autre part, du point de vue pratique, les lignes micro-ruban avec la largeur

de 22 mil sont assez difficiles à manipuler, surtout quand il s'agit de souder les connecteurs ou les composants montés en surface. Sur tous les schémas présentés dans ce mémoire, la largeur de 22.62 mil est notée avec le symbole  $W_0$ .

Étant donné les contraintes technologiques du laboratoire PolyGRAMES (largeur minimale des lignes réalisables de 5 mil), les lignes micro-ruban  $\lambda/4$  utilisées dans les circuits de polarisation présentent une impédance qui ne dépasse pas 85 Ohms, ce qui nuit peu aux performances du circuit. Ces lignes ont des longueurs de 602.4 mil à la fréquence de 2.0 GHz.

#### **2.6.4 Sélection des composants**

Dans les choix des composants, l'idée a été d'utiliser des composants courants qui se retrouvent très facilement sur le marché. Les composants sont de type composant monté en surface. En ce qui concerne les composants passifs comme les résistances et les condensateurs, nous avons choisi en général les valeurs qui se trouvent dans le laboratoire. La même règle a été respectée pour les connecteurs.

##### **2.6.4.1 Diodes Schottky**

Les quatre diodes Schottky du circuit de linéarisation sont de type HSMS-2820 de la compagnie Agilent. Leurs caractéristiques sont données en annexe 2.6. Ce type de diode est très utilisé dans les applications micro-ondes et c'est la raison pour laquelle le modèle de simulation ainsi que son schéma équivalent est donné dans les bibliothèques du logiciel commercial de simulation non-linéaire (ADS). Pour ce composant, nous avons utilisé seulement le modèle qui existe dans les bibliothèques du logiciel ADS, en considérant que les paramètres réels des diodes utilisées dans la construction du circuit sont les mêmes que les paramètres de simulation utilisés par le logiciel commercial de simulation non-linéaire. Le modèle de diode Schottky utilisé dans la construction du circuit a l'emballage de type SOT-23 (voir l'annexe 2.6).

#### 2.6.4.2 Diodes PIN

Les deux diodes PIN du circuit de linéarisation sont de type HMPP-3890 de la compagnie Agilent. Leurs caractéristiques sont données en annexe 2.7. Ce type de diode n'existe pas dans les bibliothèques du logiciel ADS, et pour mieux représenter la réalité nous avons mesuré les paramètres S d'une telle diode avec un analyseur de réseau. Avec le fichier obtenu par mesures, nous avons fait les premières simulations, et nous avons comparé ces résultats avec les résultats de simulation obtenus en utilisant une autre diode PIN qui existe dans les bibliothèques du logiciel commercial de simulation non-linéaire (ADS). Nous avons constaté que les résultats obtenus en utilisant le fichier mesuré ne sont pas satisfaisant pour nos besoins. Suite aux résultats modestes obtenus en simulation et en utilisant un fichier d'une diode PIN mesuré, nous avons essayé de trouver un modèle SPICE valable pour cette diode. Cependant, les modèles SPICE ne sont pas disponibles pour les diodes PIN fabriquées par la compagnie Agilent, car les modèles SPICE ne modèlent pas le temps de vie des porteurs, un paramètre critique pour les diodes PIN.

Dans la littérature, le modèle suggéré pour les diodes PIN de Agilent est le modèle APLAC. Ce modèle prévoit la résistance RF de la diode PIN dans toutes les conditions de polarisation, et le modèle est basé sur les recherches de Walston J. [22].

Les limitations du modèle APLAC sont:

- 1) le modèle peut seulement être utilisé pour prévoir la résistance RF et la tension directe. Il ne donne pas de prévisions de déformation.
- 2) une diode PIN se comporte seulement comme résistance variable aux fréquences au-dessus de  $10f_c$ , où  $f_c = 1/2t$ , ( $t$  est le temps de vie des porteurs minoritaires).
- 3) la capacité d'une diode PIN change avec la tension inverse appliquée, alors que le modèle APLAC permet seulement une valeur fixe.
- 4) APLAC utilise le temps de vie des porteurs ( $t$ ) comme approximation pour le temps de passage ( $TT$ ).

Les paramètres sont choisis pour une seule diode (HMPP-3890). Les paramètres s'appliquent également aux différentes diodes dans des configurations de multiples

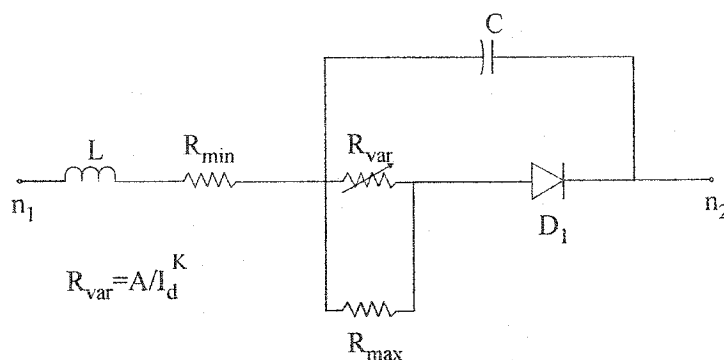


diodes. Les paramètres qui sont pris en considération en simulation sont donnés dans le tableau 2.3 ci-après:

**Tableau 2.3.** Les paramètres du modèle APLAC

Paramètre	Unité	Description	Valeur
$R_{\max}$	Ohm	résistance RF maximum	5000
$R_{\min}$	Ohm	résistance RF minimum	0.5
K	-	exposant d'ajustement de courbe de résistance	0.746
A	-	constante d'ajustement de courbe de résistance	0.0202
L	nH	inductance de raccordement	2
C	pF	capacité de diode à la fréquence de RF	0.2
$I_s$	A	courant de saturation de diode	$1.68 \times 10^{-11}$
N	-	facteur d'idéalité de diode	1.673
TT	nsec	temps de passage (temps de vie des porteurs)	200

Le modèle APLAC de la diode PIN est présenté à la figure 2.29.



*Figure 2.29.* Le modèle APLAC de la diode PIN

Dans le modèle présenté à la figure 2.29, la diode  $D_1$  utilise le modèle SPICE standard de la diode. Il est décrit par les paramètres  $I_s$ ,  $N$  et  $TT$ . La résistance  $R_s$  dans le modèle standard est remplacée par le réseau externe de  $R_{\min}$ ,  $R_{\max}$ , et  $R_{\text{var}}$ .

Où  $R_{\text{var}} = \frac{A}{I_d^K}$ . En utilisant ce modèle, les résultats de la simulation sont acceptables.

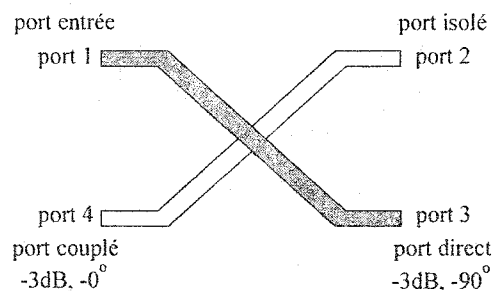
### 2.6.4.3 Coupleur hybride 90 degrés

Le coupleur du circuit de linéarisation est de type 1A1305-3 de la compagnie Anaren. Les caractéristiques sont données en annexe 2.8.

Dans les bibliothèques du logiciel commercial de simulation non-linéaire, il n'existe pas de modèle pour les coupleurs hybrides 90 degrés, sauf pour les coupleurs hybrides 90 degrés idéaux.

Dans ces conditions, pour la simulation du coupleur, nous avons été obligés de choisir entre un fichier de données d'un coupleur physique obtenues par mesure et un fichier écrit utilisant les paramètres S qui sont donnés dans les catalogues. Dans le cas de cette simulation, nous avons opté pour la deuxième option.

En utilisant les paramètres S donnés dans le catalogue de la compagnie Anaren, nous avons écrit un fichier avec les paramètres S du coupleur hybride 90 degrés pour la bande de fréquence de 1.4 GHz à 2.8 GHz. Le contenu du fichier est donné à l'annexe 2.8. Grâce à ce fichier nous avons simulé le coupleur et nous avons obtenu les caractéristiques qui sont présentées ci-après. Le principe du coupleur hybride 90 degrés et la désignation des ports sont présentés à la figure 2.30.



**Figure 2.30.** Principe du coupleur hybride 90 degrés

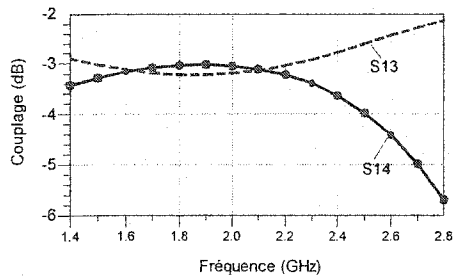
Les relations entre les ports sont données ci-après:

$$S_{31}(\text{dB}) = [-3\text{dB} - \text{Loss}(\text{dB}) + 0.5 \times \text{GainBal}(\text{dB})] \angle 0^\circ \quad (2.57)$$

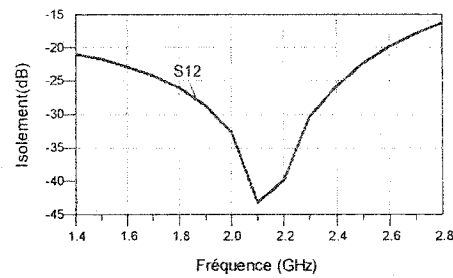
$$S_{41}(\text{dB}) = [-3\text{dB}(-\text{Loss}(\text{dB}) - 0.5 \times \text{GainBal}(\text{dB}))] \angle 90^\circ - \text{PhaseBal} \quad (2.58)$$

où: *Loss* sont les pertes en insertion, en dB, *GainBal* est le gain balance entre les ports de sortie, en dB, et *PhaseBal* est la phase balance entre les sorties, en degrés. Avec les coefficients  $S_{13}$  et  $S_{14}$ , nous avons obtenu la caractéristique de couplage du coupleur

hybride 90 degrés. Cette caractéristique est présentée à la figure 2.31. Le coefficient  $S_{12}$  donne la caractéristique d'isolation du coupleur hybride 90 degrés. La variation de ce coefficient est présentée à la figure 2.32.



**Figure 2.31.** Couplage du coupleur hybride 90 degrés



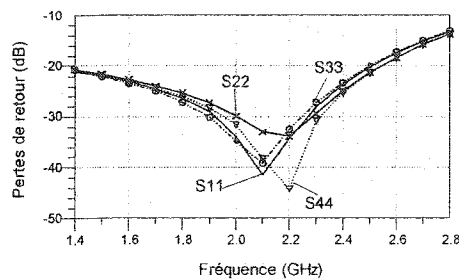
**Figure 2.32.** Isolation du coupleur hybride 90 degrés

La caractéristique pour les pertes de retour du coupleur hybride 90 degrés présentée à la figure 2.33 a été obtenue en utilisant les coefficients  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  et  $S_{44}$ .

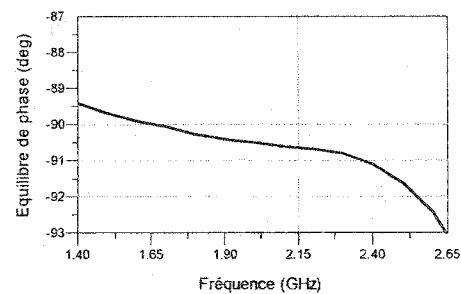
En ce qui concerne la caractéristique d'équilibre de phase du coupleur hybride 90 degrés, elle a été obtenue avec la relation:

$$\text{Équilibre de phase} = \text{phase}(S_{13}) - \text{phase}(S_{14}) \quad (2.59)$$

Le graphique d'équilibre de phase est présenté à la figure 2.34.



**Figure 2.33.** Pertes de retour du coupleur hybride 90 degrés



**Figure 2.34.** Équilibre de phase du coupleur hybride 90 degrés

Dans toutes les simulations ultérieures pour la réalisation du prototype, nous avons utilisé ce fichier de données pour le coupleur hybride 90 degrés.

### **2.6.5 Analyse de la construction du prototype**

À partir du circuit de linéarisation théorique déjà présenté ci-haut, un circuit de linéarisation à six diodes a été conçu. Ce circuit a d'abord été simulé en ADS, puis le circuit a été mesuré avec un analyseur de réseau et les résultats ont été comparés par la suite.

Le schéma du circuit de linéarisation en version finale est présenté à l'annexe 2.9.

Dans ce circuit, toutes les règles pratiques de la technologie MIC ont été respectées. Des lignes micro-ruban, nécessaires aux connexions des diodes et des autres composants, ont été ajoutées.

Pour réaliser ce circuit, plusieurs problèmes ont dû être résolus. Le circuit respecte également, toutes les contraintes technologiques du laboratoire PolyGRAMES, par exemple en ce qui concerne les espaces entre les composants. Les espaces désirés sont plus grands parce que les composants sont soudés manuellement sur le substrat.

Les explications ci-après permettant de comprendre les solutions pratiques finales qui ont été adoptées pour la conception du circuit.

#### **2.6.5.1 Analyse des trous Via cylindriques dans le micro-ruban**

Un problème très important ayant été étudié et résolu a été le choix des trous Via cylindriques dans le micro-ruban. En vue de choisir la meilleure solution pour le prototype, deux variantes de circuit ont été examinées (voir Annexe 2.11).

Dans une première version du circuit, les trous Via cylindriques dans le micro-ruban ne sont pas modélisés. Ceci concerne les diodes qui sont couplées directement à la masse. Pour le deuxième type de circuit, les trous Via cylindriques dans le micro-ruban sont modélisés de manière à ce que les diodes soient couplées à la masse en utilisant une ligne micro-ruban d'une certaine valeur entre leurs cathodes et la masse.

La longueur de cette ligne micro-ruban a été obtenue par simulation en ADS en utilisant un fichier des données (CITIfile).

Les valeurs ont été obtenues en mesurant avec l'analyseur de réseau un court-circuit (short) terminé par un trou Via cylindrique.

Pour chacun des circuits, les caractéristiques de gain et de phase ont été simulées.

De la même façon que pour le circuit théorique, les résultats obtenus pour les caractéristiques de gain et de phase ont été comparées avec les caractéristiques mesurées de gain et de phase à partir d'un amplificateur de puissance à l'état solide.

Pour la comparaison, nous avons seulement tenu compte du fait que les deux circuits doivent avoir une caractéristique de gain de type compression-expansion, soit l'inverse de la caractéristique de l'amplificateur de puissance à linéariser qui est de type expansion-compression.

Pour l'analyse de la caractéristique de gain, après normalisation, nous avons procédé de la même manière que pour le circuit théorique, en considérant les trois régions, suivantes: la dynamique de la compression, la dynamique de l'expansion et la dynamique totale de la caractéristique de gain.

Pour l'analyse de la caractéristique de phase, nous avons cherché à savoir si elle était de type expansion.

Pour les deux caractéristiques, nous avons analysé dans quelle mesure ils sont capables de compenser les caractéristiques de gain et de phase de l'amplificateur de puissance à linéariser. Les résultats de simulation seront expliqués ci-dessous.

#### **A. Circuit avec des trous Via cylindriques non modélisés dans le micro-ruban**

Nous allons commencer par la simulation de la caractéristique de gain.

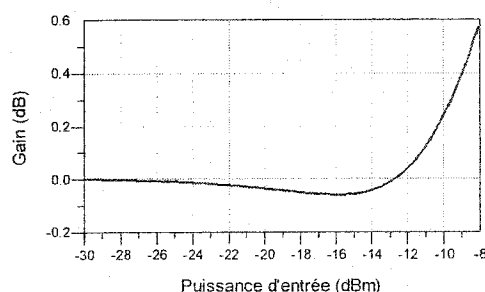
Nous avons procédé comme auparavant pour les versions théoriques. Tout d'abord, nous avons trouvé un point de polarisation où la caractéristique de gain a deux points d'inflexion. Ensuite, nous avons changé la longueur de la ligne  $\lambda/4$  entre les diodes Schottky en vue de déterminer quelles sont les limites pour lesquelles la caractéristique de gain garde sa forme avec les deux points d'inflexion.

Nous avons varié la longueur de la ligne entre les diodes Schottky entre 330 mil et 470 mil. Entre ces deux valeurs, la caractéristique de gain est de type compression-expansion et sa variation est presque la même, tel que montré à la figure 2.35.

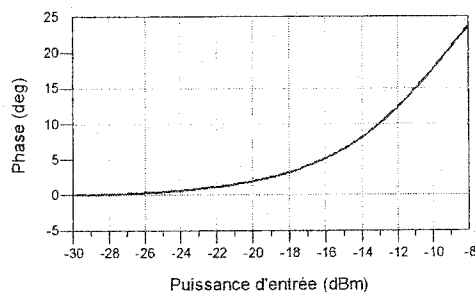
Ces valeurs sont acceptables par rapport à la valeur  $\lambda/4$  à la fréquence de 2 GHz, c'est à dire 570.4 mil.

Le point minimum de la caractéristique de gain a été obtenu pour une puissance d'entrée de -15 dBm à -13 dBm, non loin de la valeur désirée de -12.7 dBm (voir la figure 2.19).

Nous avons choisi, pour longueur de la ligne entre les diodes Schottky, une valeur petite par rapport à la ligne  $\lambda/4$  à la fréquence de 2 GHz à cause du condensateur de séparation en courant continu qui se trouve entre les deux diodes et les croix-jonctions balances micro-ruban.



*Figure 2.35. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation avec des trous Via cylindriques non modélisés dans le micro-ruban*



*Figure 2.36. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation avec des trous Via cylindriques non modélisés dans le micro-ruban*

Le condensateur introduit dans le circuit une ligne de longueur approximative de 50 mil, égale à sa longueur physique. Les deux croix-jonctions micro-ruban balances nécessaires aux connexions des diodes Schottky ont une longueur approximative de 44 mil.

En regardant les trois longueurs, nous avons constaté que l'ensemble des lignes est presque  $\lambda/4$  à la fréquence de 2.0 GHz.

La conclusion est que la caractéristique de gain, pour une ligne micro-ruban entre les deux diodes Schottky d'une valeur comprise entre 330 mil et 470 mil, a toujours la

même forme, soit une courbe avec deux points d'inflexion. Cette caractéristique peut compenser de manière acceptable la caractéristique de l'amplificateur à linéariser.

Nous avons continué avec la simulation de caractéristique de phase. La caractéristique de phase, après normalisation, est présentée à la figure 2.36.

La forme de la caractéristique est de type expansion pour toutes les valeurs de la ligne entre les deux diodes Schottky et elle satisfait à nos exigences.

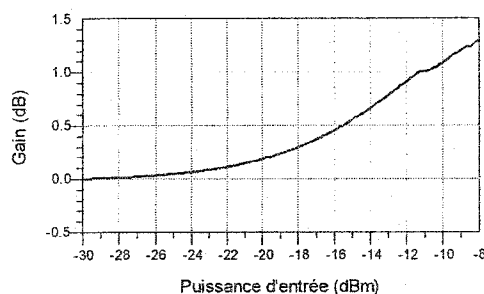
Pour n'importe quelle valeur de ligne comprise entre 330 mil et 470 mil, l'expansion se trouve entre 25 degrés et 35 degrés.

### B. Circuit avec les trous Via cylindriques dans le micro-ruban modélisé

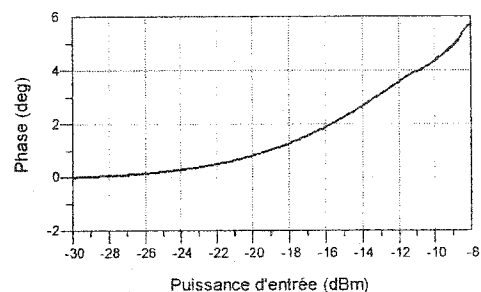
Nous avons simulé la deuxième variante de circuit, soit celle avec les trous Via cylindriques dans le micro-ruban modélisé, en utilisant les mêmes conditions que la première variante.

En ce qui concerne la caractéristique de gain, elle est de type expansion.

Nous avons varié la longueur de la ligne entre les diodes Schottky dans l'intervalle 70 mil à 490 mil. Entre les deux valeurs, la caractéristique de gain a toujours gardé sa forme de type expansion. La caractéristique de gain est présentée à la figure 2.37.



*Figure 2.37. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation avec les trous Via cylindriques dans le micro-ruban modélisé*



*Figure 2.38. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation avec les trous Via cylindriques dans le micro-ruban modélisé*

Évidemment, une telle caractéristique est inacceptable pour nos exigences.

La caractéristique de phase de la deuxième version est du type expansion pour n'importe quelle valeur de la ligne entre les deux diodes Schottky, mais sa dynamique est en général petite, au-dessous de 10 degrés pour tout l'intervalle considéré. La variation de cette caractéristique est présentée à la figure 2.38.

Pour n'importe quelle valeur de ligne comprise entre 70 mil et 490 mil, l'expansion se trouve entre 0 degré et 6 degrés.

### **C. Conclusion pour le choix des trous Via cylindriques dans le micro-ruban**

En analysant les simulations présentées ci-haut, nous avons constaté que la caractéristique de gain pour la version de circuit avec des trous Via cylindriques dans le micro-ruban non modélisés est plus réaliste et qu'elle correspond à nos exigences.

La caractéristique de phase pour la première version est aussi acceptable, mais il est possible qu'en pratique la dynamique d'expansion en degrés devienne plus petite.

En regardant les valeurs obtenues pour la deuxième version du circuit, celles avec les trous Via cylindriques dans le micro-ruban modélisés, la conclusion est claire en ce qui concerne la fabrication du prototype.

Nous avons réalisé le prototype avec des trous Via cylindriques dans le micro-ruban non modélisés et avec une ligne entre les deux diodes Schottky de 470 mil, très près de la longueur  $\lambda/4$  à la fréquence de 2 GHz.

#### **2.6.5.2 Analyse d'adaptation du coupleur hybride 90 degrés**

Dans le paragraphe du choix des composants, présenté ci-haut, nous avons expliqué que le coupleur hybride 90 degrés de la compagnie Anaren n'existe pas dans les bibliothèques du logiciel ADS. Il n'existe donc aucun dessin de réalisation (layout) pour ce composant.

À partir de la spécification technique du coupleur (voir l'annexe 2.8), nous avons conçu un dessin de réalisation. Nous avons ajouté le dessin de réalisation avec des lignes micro-ruban nécessaires pour l'adaptation (à 50 Ohm) du coupleur à l'entrée et à la sortie.



En tenant compte des contraintes technologiques du laboratoire, nous avons choisi une certaine longueur et une certaine forme pour les lignes micro-ruban d'adaptation à l'entrée et à la sortie du coupleur.

Pour vérifier si notre choix est bon, nous avons simulé les adaptations à l'entrée et à la sortie. Les résultats des simulations sont présentés ci-dessous.

### A. Adaptation du coupleur à l'entrée

L'adaptation à l'entrée est présentée à la figure 2.39.

Nous avons cherché les longueurs des lignes micro-ruban  $TL_1$ ,  $TL_2$  et  $TL_3$  qui permettent d'avoir une très bonne adaptation à l'entrée, c'est à dire les valeurs pour lesquelles les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont les meilleurs.

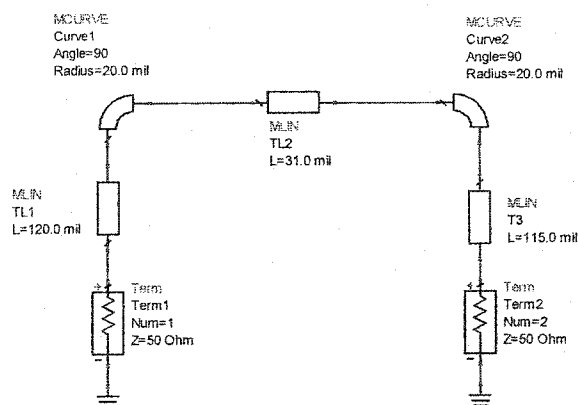


Figure 2.39. L'adaptation à l'entrée

En faisant notre choix, nous savons dû tenir compte du fait que les lignes doivent être assez longues pour dépasser le plan de masse du coupleur.

Après plusieurs simulations avec le logiciel ADS, nous avons trouvé les longueurs pour les deux lignes:  $TL_1=120$  mil,  $TL_2=31$  mil et  $TL_3=115$  mil.

La variation des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  pour ces lignes est présentée à la figure 2.40.

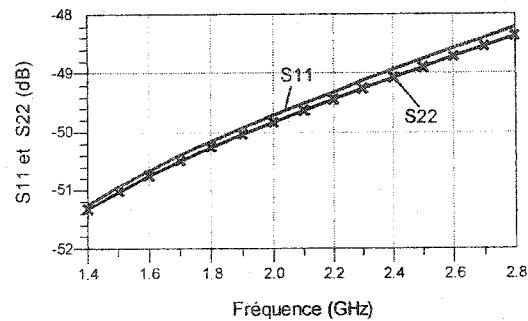


Figure 2.40. Variation des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  pour l'adaptation à l'entrée du coupleur hybride

## B. Adaptation du coupleur à la sortie

En utilisant le même principe qu'auparavant, nous avons trouvé les longueurs des lignes d'adaptation à la sortie,  $TL_4$  et  $TL_5$ . L'adaptation à la sortie est présentée à la figure 2.41.

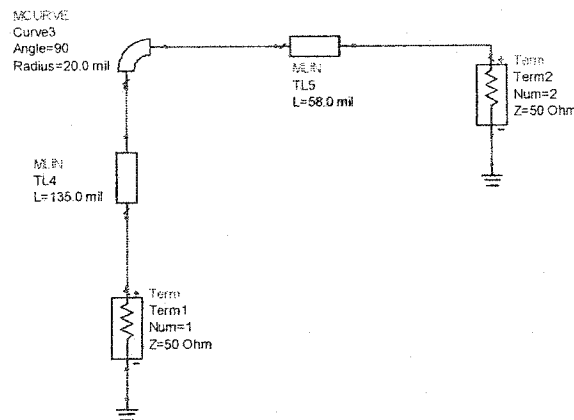
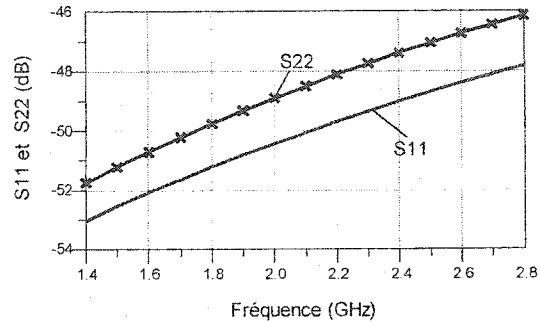


Figure 2.41. L'adaptation à la sortie

Les valeurs des lignes pour lesquelles nous avons obtenu la variation des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont présentés à la figure 2.42 et sont:  $TL_4=135$  mil et  $TL_5=58$  mil.



*Figure 2.42. Variation des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  pour l'adaptation à la sortie du coupleur hybride*

### C. Conclusion sur l'adaptation du coupleur

En analysant les deux graphiques, nous avons constaté que les valeurs des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  à l'entrée et à la sortie sont très élevées. Ces valeurs sont de l'ordre de -48 dB pour toute la bande de fréquences. Les résultats obtenus nous ont permis d'utiliser les deux adaptations à l'entrée et à la sortie dans la construction de notre prototype.

#### 2.6.5.3 Analyse des condensateurs de découplage

Cette analyse a été faite pour les condensateurs de découplage qui se trouvent dans les circuits de polarisation des diodes. Ces condensateurs sont nécessaires pour isoler les circuits de polarisation du signal de radio fréquence.

Les condensateurs doivent avoir une impédance inférieure à 10% de l'impédance caractéristique du circuit afin de créer un court-circuit à la fréquence de fonctionnement du circuit RF. Nous avons trouvé la valeur de ces condensateurs avec la formule:

$$\frac{1}{C\omega} < \frac{Z_0}{10} \quad (2.60)$$

où  $Z_0=50$  Ohm est l'impédance caractéristique du circuit et  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ .

Avec ces valeurs, nous avons trouvé que pour les condensateurs de découplage, la valeur de la capacité est de 15.91 pF.

Nous avons choisi la valeur de 100 pF pour les condensateurs.

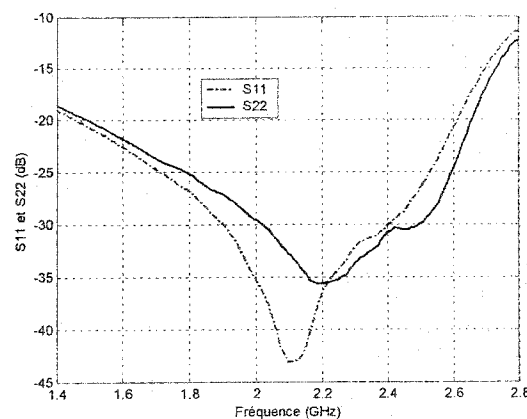
Pendant les simulations, nous avons observé que la position des condensateurs de découplage par rapport à la ligne de longueur  $\lambda/4$  est très importante. Nous avons trouvé que la meilleure position pour les condensateurs est entre la ligne de longueur  $\lambda/4$  et la résistance de polarisation de chaque diode, évidemment très proche de la ligne de longueur  $\lambda/4$ . Il sera aussi nécessaire de découpler les portes d'entrée et de sortie pour les trois étages du circuit de linéarisation afin que les tensions de courant continu appliquées sur les diodes ne soient pas dirigées vers la source ou la charge du circuit.

Les condensateurs de découplage entre étages sont placés dans le chemin RF. Ces condensateurs présentent encore une fois une impédance faible à la fréquence centrale et un circuit ouvert en courant continu. Comme auparavant, nous avons choisi pour les condensateurs une capacité de 100 pF.

### 2.6.6 Simulation du prototype

Le prototype analysé ci-haut a été simulé. Les résultats de ces simulations sont présentés ci-après.

Nous avons commencé avec la simulation des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  petit signal du circuit, dans la bande de fréquence 1.4 GHz à 2.8 GHz. Leurs variations sont données à la figure 2.43.



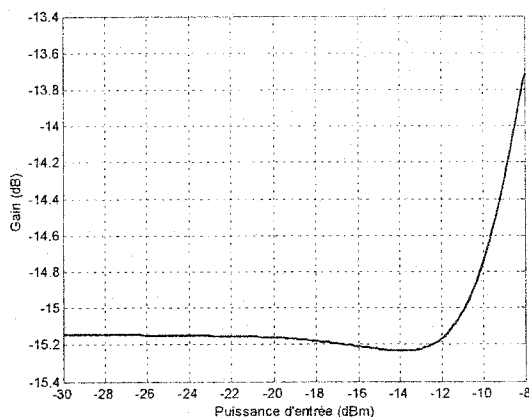
*Figure 2.43. Variations de  $S_{11}$  et  $S_{22}$  dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation simulé*

En analysant les graphiques présentés à la figure 2.43, nous avons observé que les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont bons, leurs valeurs dépassant -20 dB dans la zone où nous avons fait les mesures. Cela démontre que les circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie ont été bien choisis.

Par la suite, les caractéristiques de gain et de phase ont été simulées.

Évidemment, pour obtenir cette caractéristique, nous avons parcouru les mêmes étapes que pour le circuit théorique. Nous avons changé la longueur de la ligne située entre les deux diodes Schottky et les points de polarisation des diodes Schottky.

Enfin, après plusieurs simulations, nous avons trouvé une valeur pour les polarisations des diodes et pour la longueur de la ligne située entre les diodes pour laquelle la caractéristique de gain a la forme présentée à la figure 2.44. La ligne a une valeur de  $L_3=470$  mil.

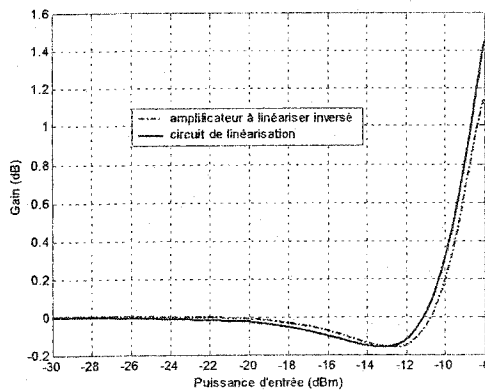


*Figure 2.44. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation simulé*

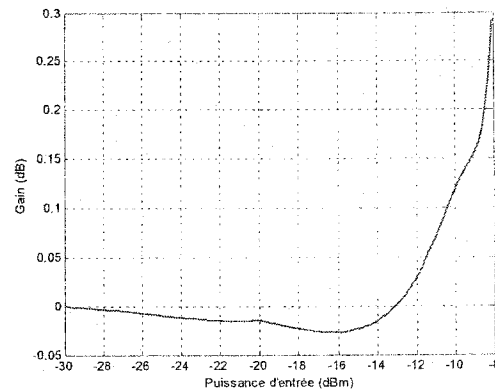
En analysant le graphique de la figure 2.44, nous avons constaté que la caractéristique de gain a deux points d'inflexion et une variation entre -15.14 dB et -13.75 dB. Le point minimum de la caractéristique a été obtenu à la puissance d'entrée de -15.79 dBm et il a une valeur de -15.24 dB.

De la même façon que pour le circuit théorique, nous avons considéré d'abord la dynamique de la compression, ensuite la dynamique de l'expansion et enfin la dynamique totale de la caractéristique pour l'analyse de la caractéristique de gain après normalisation.

En vue de déterminer dans quelle mesure la caractéristique de gain peut compenser la caractéristique de l'amplificateur, nous avons superposé la caractéristique de gain du circuit de linéarisation avec l'inverse de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser. Le résultat est présenté à la figure 2.45.



**Figure 2.45.** Superposition de la caractéristique de gain du circuit de linéarisation simulé et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser



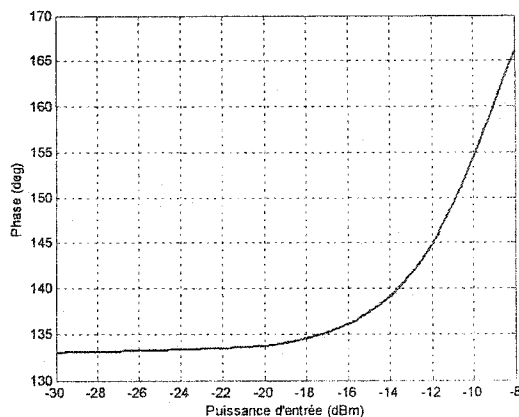
**Figure 2.46.** Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour le circuit simulé

En analysant les deux graphiques de la figure 2.45, nous avons constaté que les deux caractéristiques de gain sont très proches. La caractéristique de gain de notre linéarisateur a une dynamique plus grande avec 0.27 dB. La différence entre les deux caractéristiques est présentée à la figure 2.46.

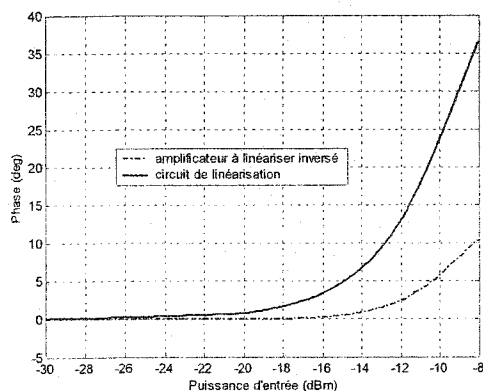
En analysant le résultat présenté à la figure 2.46, nous avons constaté que la différence entre les deux caractéristiques a une valeur maximum de 0.3 dB. Le résultat est très bon, et aussi très proche du résultat théorique.

Comme ci-haut pour les versions théorique, nous avons cherché à savoir si la caractéristique de phase était de type expansion. La caractéristique de phase est présentée à la figure 2.47.

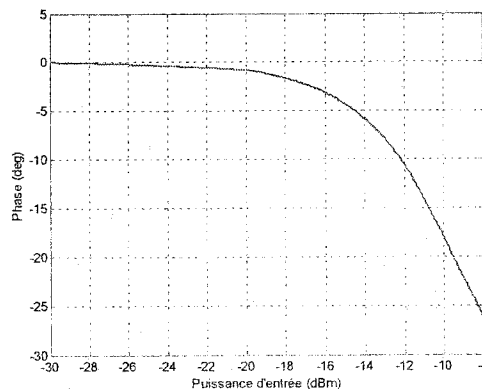
De la même façon que dans le cas de la caractéristique de gain, nous avons superposée la caractéristique de phase du circuit de linéarisation avec l'inverse de la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser en vue de déterminer dans quelle mesure notre caractéristique est bonne. Le résultat est présenté à la figure 2.48.



*Figure 2.47. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation simulé*



*Figure 2.48. Superposition de la caractéristique de phase du circuit de linéarisation simulé et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*



*Figure 2.49. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit simulé*

En analysant les graphiques de la figure 2.48, nous avons constaté que les deux caractéristiques de phase ne sont pas proches, mais que la caractéristique de phase de notre linéarisateur a une dynamique plus grande. La différence entre les deux caractéristiques est présentée à la figure 2.49.

En analysant le résultat, nous avons constaté que notre circuit de linéarisation a changé complètement la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser.

## 2.7 Réalisation du prototype

Dans la phase expérimentale, le circuit de linéarisation a été conçu et réalisé selon le

modèle simulé ci-haut.

Il se compose essentiellement d'un coupleur hybride 90 degrés de type 1A1305-3 de Anaren, de quatre diodes Schottky de type HSMS-2820 de Agilent et deux diodes PIN de type HMPP-3890 de Agilent. Les diodes sont polarisées aux tensions  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  à l'aide des lignes miro-ruban de longueur  $\lambda/4$ .

Nous présentons à la figure 2.50 le dessin de réalisation du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe.

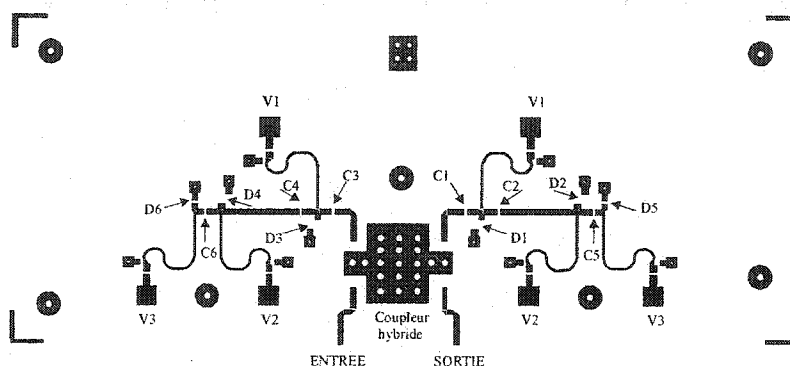


Figure 2.50. Dessin de réalisation

Le circuit pratique est présenté à l'annexe 2.10.

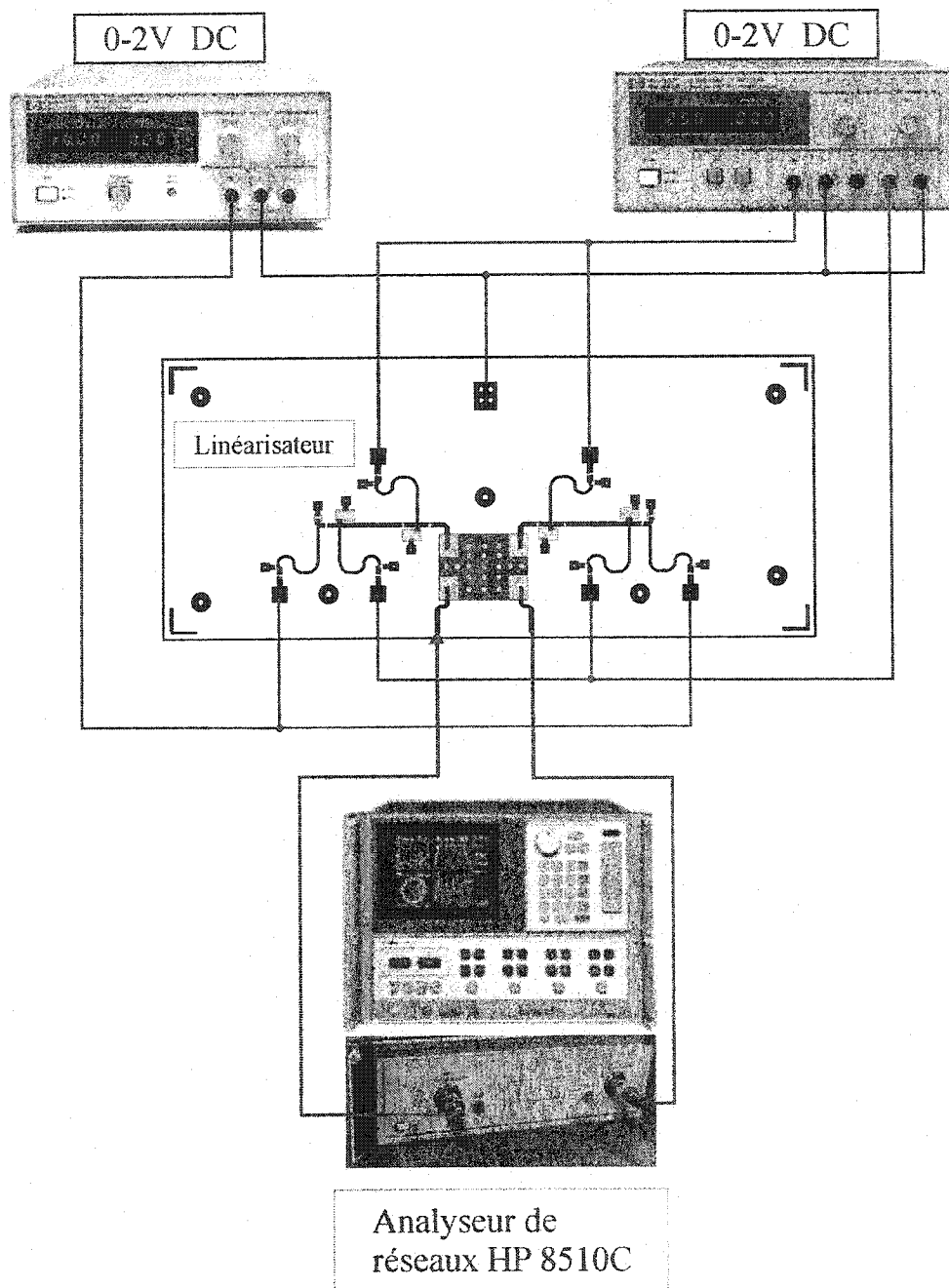
### 2.7.1 Résultats expérimentaux avec le prototype

Dans le but de valider nos résultats théoriques, des mesures ont été effectuées avec le prototype. Le dispositif expérimental de mesure est présenté à la figure 2.51.

Le circuit de linéarisation a été connecté à deux sources d'alimentation de courant continu. Les quatre diodes Schottky ont été alimentées avec la même source double de tension de type E 3620A de Agilent, mais avec deux tensions différentes  $V_1$  et  $V_2$ . Les deux diodes PIN ont été connectées à une seule source continue de type E 3615A de Agilent et à une seule tension  $V_3$ . La tension de contrôle pour chaque groupe de diodes est comprise entre 0 et 2 V.

Les paramètres S et les caractéristiques de gain et de phase du circuit ont été mesurées en utilisant un analyseur de réseau de type HP 8510C d'Agilent.



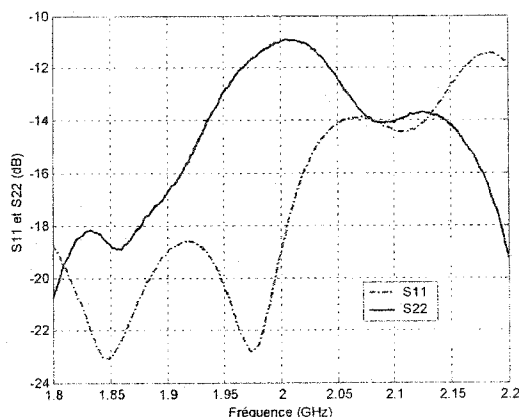


*Figure 2.51. Dispositif expérimental de mesure*

Le circuit a été mesuré à plusieurs tension de polarisation. Dans le présent mémoire nous présentons les caractéristiques de gain et de phase obtenue pour les tensions suivantes:  $V_1=0.5$  V,  $V_2=0.26$  V et  $V_3=0.88$  V.

### A. Mesures des paramètres S

Nous avons commencé avec la mesure des paramètres S petit signal du prototype dans la bande de fréquences située entre 1.8 GHz à 2.2 GHz. Leurs variations sont présentées à la figure 2.52.



*Figure 2.52. Variations de  $S_{11}$  et  $S_{22}$  dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation mesuré*

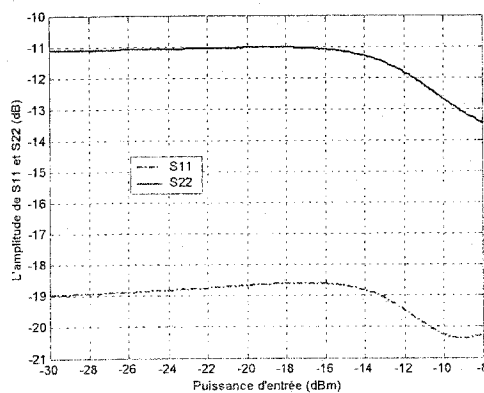
En analysant les graphiques de la figure 2.52, nous avons observé que les valeurs des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont supérieures aux valeurs théoriques. Ces valeurs sont par contre encore très bonnes. Pour le coefficient  $S_{11}$ , la plus grande valeur, soit -11.5 dB, a été obtenue à la fin de notre bande de fréquences mesurées. La plus grande valeur pour le coefficient  $S_{22}$ , soit -11 dB, a été obtenue pour une fréquence très proche de la fréquence de 2 GHz. Nous avons ensuite mesuré la variation de l'amplitude et de la phase des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  en fonction de la puissance d'entrée. Cette variation est très importante parce qu'elle indique si une mauvaise adaptation à l'entrée influence le bon fonctionnement du circuit.

La variation de l'amplitude des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  en fonction de la puissance d'entrée est présentée à la figure 2.53.

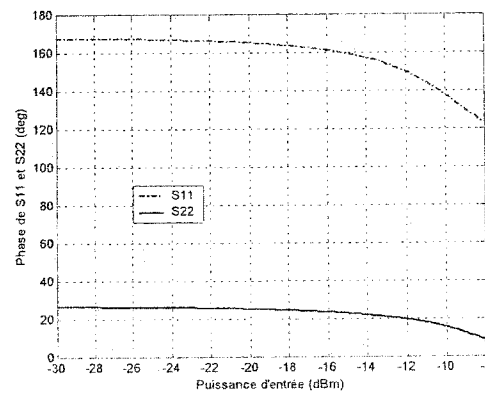
En analysant les graphiques de la figure 2.53, nous avons constaté que les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  ont une variation petite quand la puissance d'entrée du circuit change. Par la suite, pour une variation de la puissance d'entrée située entre -30 dBm et -8 dBm, le

coefficient  $S_{11}$  a une variation comprise entre -18.5 dB et -20.5 dB. Pour la même variation de la puissance d'entrée, le coefficient  $S_{22}$  a une variation comprise entre -11 dB et -13.5 dB.

Ces variations sont très bonnes et leurs valeurs démontrent avec certitude que le circuit de linéarisation est bien adapté à l'entrée et à la sortie. Cette très bonne adaptation s'explique par l'utilisation du coupleur hybride 90 degrés à l'entrée et à la sortie du circuit de linéarisation.



**Figure 2.53.** Variation d'amplitude des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  avec la puissance d'entrée



**Figure 2.54.** Variation de la phase des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  avec la puissance d'entrée

De la même façon qu'auparavant, nous avons mesuré la variation de la phase des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  avec la variation de la puissance d'entrée. Cette variation est présentée à la figure 2.54.

En analysant les deux courbes de la figure 2.54, nous avons constaté que la phase a aussi une variation acceptable. Pour le coefficient  $S_{11}$ , la variation est comprise entre 168 et 122 degrés et pour celui du coefficient  $S_{22}$  elle se situe entre 28 et 9 degrés.

En particulier, nous avons constaté que la phase décroît en fonction de la puissance d'entrée.

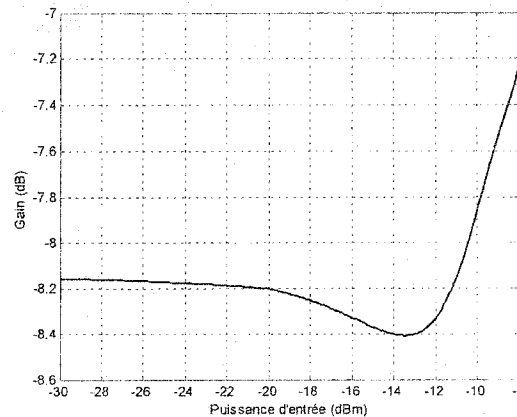
## B. Mesures de gain et de phase

Nous avons procédé à la mesure des caractéristiques de gain et de phase du circuit de

linéarisation.

Par la suite, nous avons mesuré avec l'analyseur de réseau l'amplitude et la phase du coefficient  $S_{21}$  quand la puissance d'entrée change. Avec les valeurs mesurées, nous avons tracé les deux caractéristiques.

La variation de la caractéristique de gain mesuré est présentée à la figure 2.55.



*Figure 2.55. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation mesuré*

En analysant le graphique de la figure 2.55, nous avons constaté que notre circuit a une caractéristique de gain avec deux points d'inflexion et une variation comprise entre -8.16 dB et -7.24 dB. Le point minimum de la caractéristique a été obtenu à la puissance d'entrée de -13.49 dBm et il a une valeur de -8.41 dB.

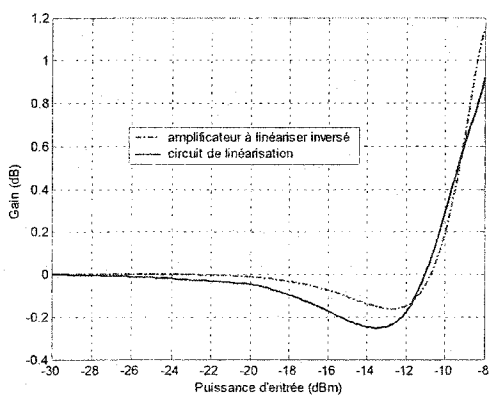
Dans l'analyse de la caractéristique de gain, après normalisation à 0 dB, nous avons considéré les mêmes zones de la caractéristique de gain que dans toutes les analyses précédentes, soit:

- 1) la dynamique de la compression (la différence entre 0 dB et la valeur la plus basse de la caractéristique de gain). Sur le graphique, cette valeur correspond à -0.25 dB;
- 2) la dynamique de l'expansion (la différence entre 0 dB et la valeur la plus haute de la caractéristique de gain). Sur le graphique, cette valeur correspond à 0.92 dB;

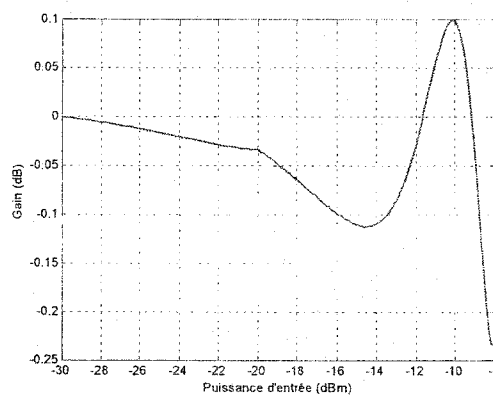
- 3) la dynamique totale de la caractéristique (la différence entre la valeur la plus basse et la valeur la plus haute de la caractéristique de gain). Sur le graphique, cette valeur correspond à 1.17 dB.

Pour déterminer dans quelle mesure la caractéristique de gain mesuré va compenser la caractéristique de gain mesuré de l'amplificateur de puissance à lineariser, nous avons superposé les deux caractéristiques. Le résultat est présenté à la figure 2.56.

En analysant les deux graphiques de la figure 2.56, nous avons constaté que les deux caractéristiques de gain sont très proches. La caractéristique de gain de notre linéarisateur a une dynamique diminuée de 20% si nous considérons seulement le point maximum. La différence entre les deux caractéristiques est présentée à la figure 2.57.



*Figure 2.56. Superposition de la caractéristique de gain du circuit de linéarisation mesuré et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*

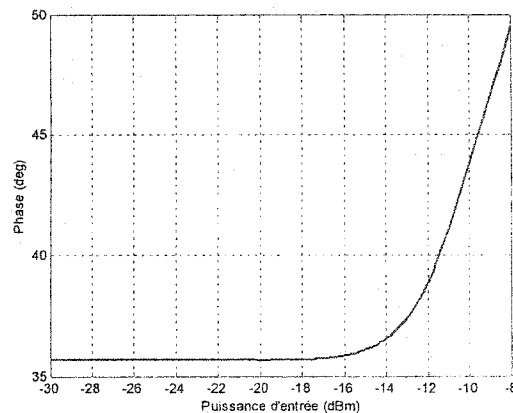


*Figure 2.57. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour le circuit mesuré*

En analysant le graphique de la figure 2.57, nous avons constaté que la différence entre les deux caractéristiques a une variation maximum de 0.34 dB.

Cette valeur est inférieure à la valeur maximale de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser qui est 1.3 dB. Ce résultat est très bon.

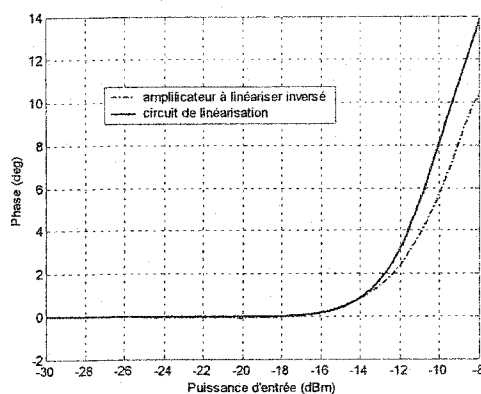
La caractéristique de phase mesurée du circuit de linéarisation est de type expansion. Cette caractéristique de phase est présentée à la figure 2.58.



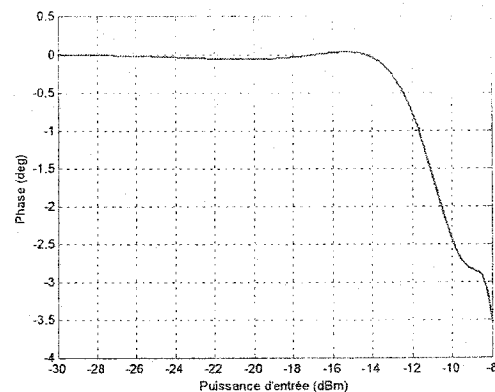
*Figure 2.58. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation mesuré*

En analysant le graphique présenté à la figure 2.58, nous avons constaté que ce circuit a une variation de phase comprise entre 35.67 et 49.51 degrés.

De la même façon que pour la caractéristique de gain, nous avons superposé la caractéristique de phase du circuit de linéarisation à l'inverse de la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser pour déterminer dans quelle mesure la caractéristique de phase de notre circuit de linéarisation peut compenser la caractéristique de phase de l'amplificateur. Le résultat est présenté à la figure 2.59.



*Figure 2.59. Superposition de la caractéristique de phase du circuit de linéarisation mesuré et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*



*Figure 2.60. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit mesuré*

En analysant les graphiques de la figure 2.59, nous avons constaté que les deux caractéristiques de phase sont proches. La caractéristique de phase de notre linéarisateur

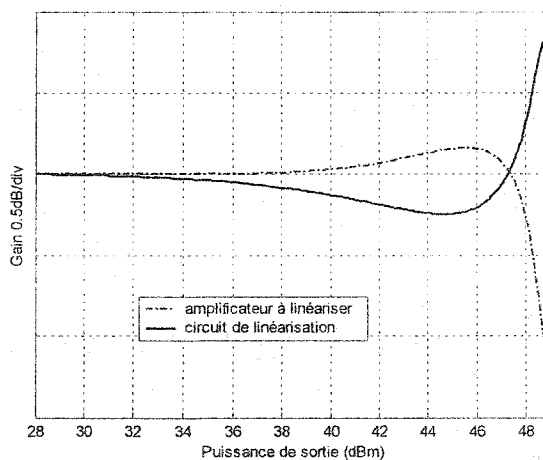
a une dynamique supérieure. La différence entre les deux caractéristiques est présentée à la figure 2.60.

En analysant le résultat présenté à la figure 2.60, nous avons constaté que notre circuit de linéarisation a changé complètement la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser dans l'autre coté avec 3.5 degrés.

Ce résultat est bon puis qu'en valeur absolue la différence entre les deux caractéristiques de phase soit inférieure à la valeur maximale de -10.32 degrés de la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser.

### C. Résultat final

Pour avoir une meilleure représentation du fonctionnement du circuit de linéarisation, nous avons tracé sur le même graphique les caractéristiques de gain de l'amplificateur à linéariser et du circuit de linéarisation mesuré à la figure 2.61.



*Figure 2.61. Les caractéristiques de gain mesurées*

En analysant les graphiques sur la figure 2.61, nous avons constaté que les deux courbes sont dans une opposition presque parfaite.

Ce résultat est très bon parce que notre but est d'obtenir un circuit de linéarisation avec la caractéristique de gain inversé par rapport à celle de l'amplificateur à linéariser. C'est à dire, en regardant ce résultat de point de vu mathématique le polynôme qui donne la

partie non-linéaire des caractéristiques de gain est la même, mais il a un signe différent pour les deux caractéristiques.

Nous pouvons aussi affirmer que les parties non-linéaires des caractéristiques de gain sont dans un cas idéal en miroir.

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de circuits de linéarisation par prédistorsion, en commençant par le plus simple circuit de linéarisation constitué d'une diode en parallèle jusqu'à un circuit plus complexe formé de six diodes en parallèle et en polarisation directe. Nous avons expliqué aussi quelles sont les limites de chaque type de circuit et nous avons présenté les principales améliorations en ce qui concerne les performances en linéarisation du nouveau circuit. En conclusion, nous avons prouvé théoriquement que la nouvelle architecture du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe est capable de linéariser les amplificateurs à état solide, avec la caractéristique de gain de type expansion-compression, et avec deux points d'inflexion.

Dans ce chapitre, nous avons aussi expliqué les étapes réalisées en vue de construire le prototype. Nous avons présenté les principaux problèmes ayant dû être résolus pendant cette étape de notre travail. Le prototype a été réalisé et mesuré.

Avec les résultats mesurés, nous avons prouvé que la nouvelle architecture du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe a une caractéristique de gain de type expansion-compression, et avec deux points d'inflexion. Ce résultat nous a donné la certitude que le circuit de linéarisation sera capable de linéariser des amplificateurs à état solide, qui ont une caractéristique de gain à deux points d'inflexion.



## CHAPITRE III

### **Architecture du circuit de linéarisation pour les amplificateurs de puissance avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode**

#### **Introduction**

Dans le chapitre précédent, nous avons décrit l'architecture du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe. Nous avons également présenté la conception et la réalisation pratique du prototype de ce circuit, ainsi que les résultats obtenus en effectuant des mesures sur ce circuit.

Dans le présent chapitre, nous présenterons une autre architecture d'un circuit de linéarisation analogique utilisant la même technique de prédistorsion RF adaptative. Cette deuxième topologie du circuit de linéarisation est un développement d'un circuit de linéarisation qui a été étudié il y a 32 ans [8]. L'ancien circuit a été conçu en vue de linéariser un amplificateur de puissance de 35 W construit avec des tubes électroniques. Ce circuit a fonctionné à la fréquence de 7 MHz. À partir de ce circuit, après des années, une autre version du circuit a été réalisée, en utilisant une configuration similaire. La version du circuit proposée a deux diodes Schottky connectées dans une configuration anode à cathode (head to tail) et une diode PIN en parallèle avec les deux diodes Schottky. La fréquence de travail pour cette version a été de 890 MHz. Évidemment ce circuit a été conçu pour linéariser un autre type d'amplificateur de puissance.

La topologie proposée dans le présent mémoire garde les principaux principes de réalisation des deux anciens circuits. Le circuit qui sera présenté dans ce chapitre a la nouveauté qu'il est un circuit moderne, conçu en conformité avec toutes les réussites de la technologie actuelle pour les circuits micro-ondes.

Nous avons obtenu avec ce circuit des réponses en gain et en phase qui sont capables de compenser les non-linéarités des amplificateurs de puissance à l'état solide (SSPA). Le principe de fonctionnement, la conception et la réalisation pratique du prototype de ce circuit seront présentés ci-après.

### **3.1 Le système de prédistorsion proposé**

Pour les systèmes de linéarisation par la méthode de prédistorsion RF, deux topologies sont très répandues; le système en phase/en quadrature et le système modulateur de phase.

La méthode en phase/en quadrature exige deux circuits de prédistorsion non-linéaires d'amplitude, alors que le système alternatif exige un seul circuit de prédistorsion simple d'amplitude et un modulateur de phase. Ce modulateur de phase répond à l'enveloppe RF détectée, modulant en sens opposé de la conversion MP/MA. Par conséquent, la topologie du modulateur de phase exige de développer une non-linéarité d'amplitude et une non-linéarité de phase (deux circuits), alors que la méthode en phase/en quadrature exige seulement deux non-linéarités d'amplitude (un circuit).

Pour cette raison, la méthode en phase/en quadrature a été choisie pour le schéma du circuit de linéarisation par prédistorsion.

### **3.2 Le circuit de linéarisation par prédistorsion RF**

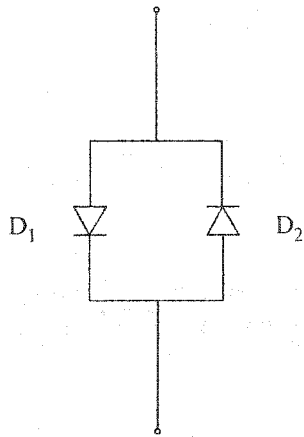
Après avoir choisi le système en phase/en quadrature, la conception du circuit de linéarisation a été réduite au développement d'un circuit RF qui réaliserait une grande variété de caractéristiques non-linéaires d'amplitude. Notons que, puisque le sens opposé de conversion MP/MA est produit par la modulation d'amplitude de deux composants de quadrature, les circuits de prédistorsion d'amplitude devraient être conçus afin de réduire au minimum n'importe quelle conversion MP/MA produite par ces circuits.

Les objectifs du circuit peuvent donc être récapitulés comme suit:

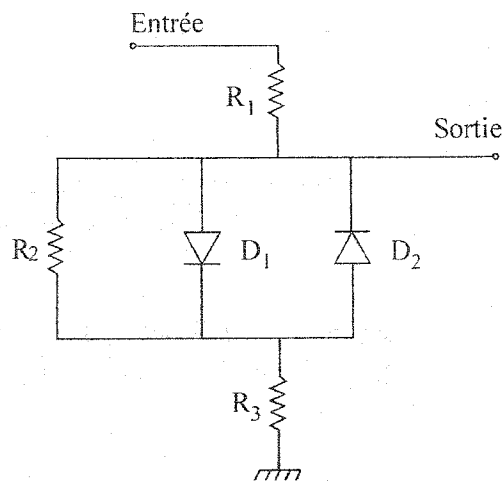
- 1) Le circuit de linéarisation doit répondre d'une façon non-linéaire au cycle RF, produisant une caractéristique de transfert non-linéaire spécifique.
- 2) Le circuit de linéarisation ne devrait pas produire de grande conversion MP/MA, c'est à dire que les non-linéarités devraient être "sans mémoire". Notons que le circuit de prédistorsion possédera une réponse en fréquence, ce qui c'est inévitable dans la conception du circuit RF.

Plusieurs informations existent dans la littérature indiquant les approches à suivre pour la conception d'un circuit de prédistorsion d'amplitude. La seule chose évidente était que des diodes Schottky pourraient être utilisées d'un mode d'anode à cathode (head to tail) en vue d'obtenir un tel circuit [8], voir la figure 3.1.

Il a été prouvé qu'il est possible d'obtenir un circuit de linéarisation en utilisant des diodes semi-conductrices en tant que résistances non-linéaires dans un arrangement de diviseur, voir la figure 3.2. Cependant, les auteurs ont exprimé quelques préoccupations concernant la distorsion linéaire de phase produite par le circuit, mais ils ont ignoré toutes les distorsions non-linéaires de phase.



*Figure 3.1. Élément non-linéaire anode à cathode*



*Figure 3.2. Circuit de prédistorsion*

Vraisemblablement, si le circuit de prédistorsion montrait assez significativement une réponse en fréquence pour produire de la distorsion linéaire de phase au-dessus d'une largeur de bande étroite, les effets de la mémoire seraient répandus et la conversion MP/MA serait observée.

Naturellement, le circuit pourrait être accordé en résonance à une fréquence centrale, et si le facteur de qualité  $Q$  était bas, le circuit de prédistorsion pourrait sembler être sans mémoire près de la fréquence centrale. Puisque le circuit est non-linéaire, cependant, la résonance du circuit ne pourrait pas se produire sur la gamme complète de l'opération du signal. La réactance de la diode montrerait un changement important en fonction de la tension de la jonction.

Pour un circuit de prédistorsion de micro-ondes, ces effets sont tous plus graves que les réactances parasites et de la jonction qui ont habituellement une valeur telle que l'accord du circuit puisse être atteint seulement pour une gamme modérée du signal d'entrée. En tant que telle, la résonance représente une solution insatisfaisante pour l'accord efficace des non-linéarités de micro-ondes. Un autre mécanisme devrait être utilisé pour réduire au minimum le déphasage dépendant de l'amplitude sur la gamme complète de la caractéristique d'amplitude.

Dans la conception du circuit de linéarisation par prédistorsion, il est nécessaire de parcourir plusieurs étapes, tel qu'expliqué ci-après.

### **3.2.1 Première étape de conception**

La solution du problème de déphasage posé plus haut commence par le choix d'un modèle approprié pour la diode Schottky qui est utilisée dans le circuit de linéarisation par prédistorsion. Ce modèle s'est avéré totalement approprié pour la modélisation de toutes les diodes utilisées dans le circuit de prédistorsion [26]. La diode Schottky considérée est de type HSMS-2820 de la compagnie Agilent, la même que celle utilisée dans la conception du premier circuit présenté plus haut.

#### **3.2.1.1 Calcul de l'impédance d'entrée de la puce**

Pour le modèle de la diode, il est nécessaire de calculer l'impédance d'entrée. Dans le calcul de l'impédance d'entrée de la diode, nous sommes partis du modèle de la puce de la diode Schottky.

Le circuit équivalent linéaire du modèle de puce de la diode est présenté à la figure 3.3.

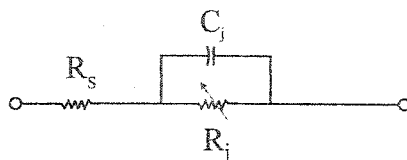


Figure 3.3. Le modèle linéaire de la puce

Les valeurs des composantes proviennent du modèle SPICE de la diode, tel que montré dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1. Les paramètres SPICE de la puce

Caractéristique	Symbole	Unité	Valeur
Résistance série	$R_s$	$\Omega$	8
Capacité de la jonction	$C_j$	pF	0.7
Courant de saturation	$I_s$	A	$2.2 \times 10^{-8}$
Facteur d'idéalité	n	-	1.08

La résistance de la jonction est donnée par relation suivante:

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} nT}{I_b + I_s} \quad (3.1)$$

où  $I_b$  est le courant de polarisation et  $T$  est le température en  $^{\circ}\text{K}$ .

Pour les simulations, nous avons considéré une variation de la résistance de jonction entre 0 et 10 kOhm.

Nous avons calculé l'impédance d'entrée de la puce  $Z_{chip}$ . Le calcul est présenté ci-après:

$$X_j = \frac{R_j \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_j}}{R_j + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_j}} = \frac{R_j}{1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j} \quad (3.2)$$

$$Z_{chip} = R_s + X_j = R_s + \frac{R_j}{1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j} = \frac{R_s + R_j + j \cdot \omega \cdot R_s \cdot R_j \cdot C_j}{1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j} \quad (3.3)$$

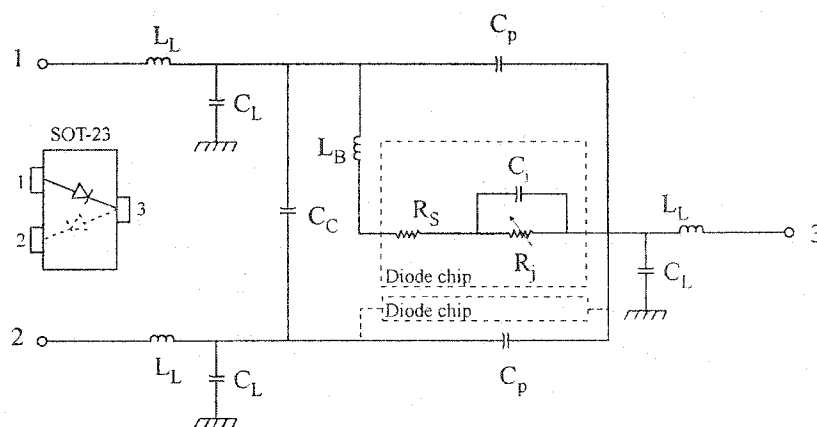
### 3.2.1.2 Calcul de l'impédance de la diode

Le circuit linéaire du modèle de la diode (voir l'annexe 3.1) est présenté à la figure 3.4.

Les valeurs pour les composantes sont présentées dans le tableau 3.2, ci-après:

**Tableau 3.2.** Les valeurs spécifiques du modèle

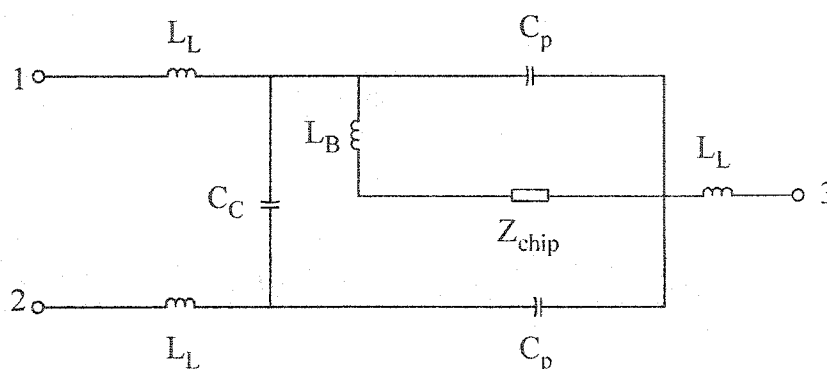
Élément	$L_L$	$C_L$	$C_p$	$C_C$	$L_B$
Unité	nH	pF	pF	pF	nH
Valeur	0.50	0	0.080	0.060	1



*Figure 3.4. Modèle de la diode Schottky*

Le calcul de l'impédance de la diode est présenté ci-après.

En utilisant les règles de simplification d'un circuit, nous avons obtenu les circuits équivalents suivants (voir les figures 3.5, 3.6, 3.7 et 3.8):



*Figure 3.5. Circuit équivalent I pour le modèle HSMS-2820*

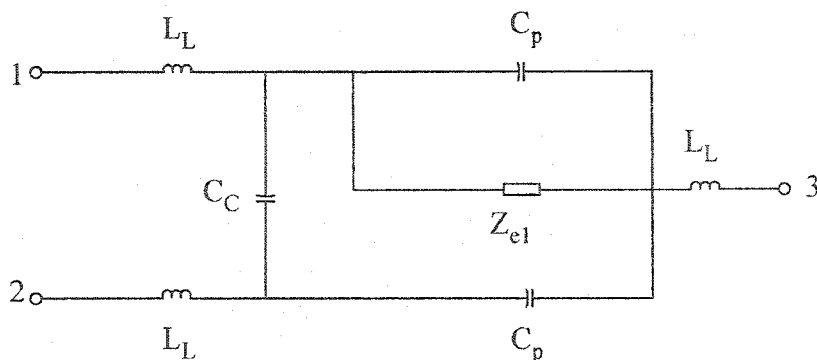


Figure 3.6. Circuit équivalent II pour le modèle HSMS-2820

La valeur pour l'impédance  $Z_{e1}$  (voir la figure 3.6) est:

$$\begin{aligned}
 Z_{e1} &= Z_{chip} + X_{LB} = j \cdot \omega \cdot L_B + Z_{chip} = j \cdot \omega \cdot L_B + \frac{R_S + R_j + j \cdot \omega \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j}{1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j} = \\
 &= \frac{(j \cdot \omega \cdot L_B) \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j) + R_S + R_j + j \cdot \omega \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j}{1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j} = \\
 &= \frac{j \cdot \omega \cdot L_B - \omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j + R_S + R_j + j \cdot \omega \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j}{1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j} \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

Avec la valeur de  $Z_{e1}$ , nous avons obtenu le circuit présenté à la figure 3.7, puis nous avons calculé l'impédance  $Z_{e2}$ .

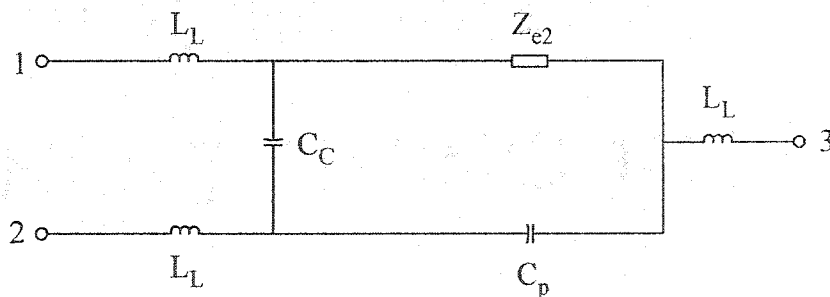


Figure 3.7. Circuit équivalent III pour le modèle HSMS-2820

$$Z_{e2} = \frac{Z_{e1} \cdot X_{C_p}}{Z_{e1} + X_{C_p}} = \frac{Z_{e1} \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_p}}{Z_{e1} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_p}} = \frac{Z_{e1}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_p \cdot Z_{e1}} =$$

$$\begin{aligned}
& \frac{j \cdot \omega \cdot L_B - \omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j + R_S + R_j + j \cdot \omega \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j}{1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j} \\
= & \frac{j \cdot \omega \cdot L_B - \omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j + R_S + R_j + j \cdot \omega \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j}{1 + j \cdot \omega \cdot C_p} \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot L_B - \omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j + R_S + R_j + j \cdot \omega \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j}{1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j} \\
= & \frac{j \cdot \omega \cdot L_B - \omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j + R_S + R_j + j \cdot \omega \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j}{(j \cdot \omega \cdot L_B - \omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j + R_S + R_j + j \cdot \omega \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j) \cdot (j \cdot \omega \cdot C_p) + 1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j} = \frac{A}{B} \quad (3.5)
\end{aligned}$$

Le numérateur est:

$$A = R_S(1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j) + R_j(1 - \omega^2 \cdot L_B \cdot C_j) + j \cdot \omega \cdot L_B \quad (3.5')$$

Le dénominateur est:

$$\begin{aligned}
B &= -\omega^2 C_p \cdot L_B - (j \cdot \omega \cdot C_p) \cdot (\omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j) + j \cdot \omega \cdot R_S \cdot C_p + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_p - \\
& - \omega^2 \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j \cdot C_p + 1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j = \\
& = (1 - \omega^2 C_p \cdot L_B - \omega^2 \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j \cdot C_p) + \\
& + j \cdot [(\omega \cdot C_p) \cdot (\omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j) + \omega \cdot R_S \cdot C_p + \omega \cdot R_j \cdot C_p + \omega \cdot R_j \cdot C_j] = \\
& = (1 - \omega^2 C_p \cdot L_B - \omega^2 \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j \cdot C_p) + j \cdot [\omega \cdot C_p \cdot (R_S + R_j - \omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j) + \omega \cdot R_j \cdot C_j] \quad (3.5'')
\end{aligned}$$

L'expression de l'impédance  $Z_{e2}$  est:

$$Z_{e2} = \frac{R_S(1 + j \cdot \omega \cdot R_j \cdot C_j) + R_j(1 - \omega^2 \cdot L_B \cdot C_j) + j \cdot \omega \cdot L_B}{(1 - \omega^2 C_p \cdot L_B - \omega^2 \cdot R_S \cdot R_j \cdot C_j \cdot C_p) + j \cdot [\omega \cdot C_p \cdot (R_S + R_j - \omega^2 \cdot R_j \cdot L_B \cdot C_j) + \omega \cdot R_j \cdot C_j]} \quad (3.6)$$

Avec les valeurs de capacités  $C_p$  et  $C_c$  connectée au point 2, nous avons obtenu le circuit présenté à la figure 3.8, puis nous avons calculé la réactance  $X_e$ .

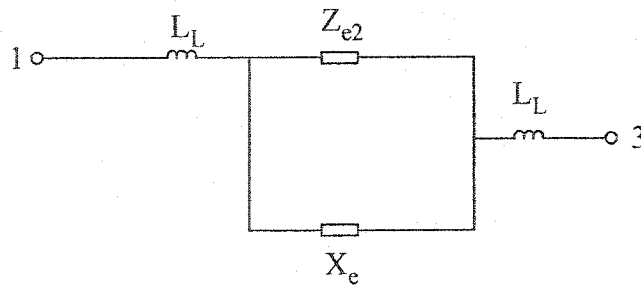


Figure 3.8. Circuit équivalent IV pour le modèle HSMS-2820



$$X_e = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_C} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_p} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_C + j \cdot \omega \cdot C_p}{j \cdot \omega \cdot C_p \cdot j \cdot \omega \cdot C_C} = \frac{C_C + C_p}{j \cdot \omega \cdot C_p \cdot C_C} \quad (3.7)$$

Avec la valeur de l'impédance  $Z_{e2}$  et la réactance  $X_e$ , il est facile de trouver l'impédance  $Z_{e3}$  et enfin l'impédance d'entrée de la diode, voir la figure 3.9.

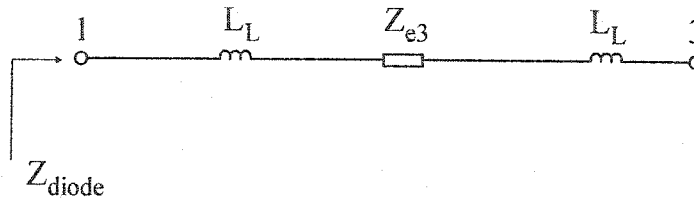


Figure 3.9. Circuit équivalent V pour le modèle HSMS-2820

L'expression de l'impédance  $Z_{e3}$  est:

$$Z_{e3} = \frac{Z_{e2} \cdot X_e}{Z_{e2} + X_e} \quad (3.8)$$

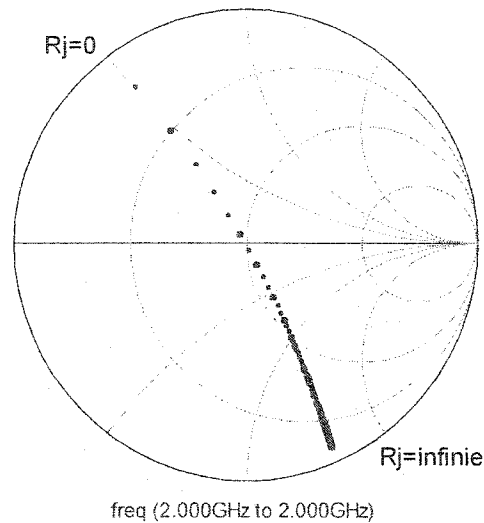
L'impédance du modèle est donnée par la formule 3.9:

$$Z_{diode} = X_{L_L} + Z_{e3} + X_{L_L} = Z_{e3} + 2 \cdot X_{L_L} = Z_{e3} + 2 \cdot j \cdot \omega \cdot L_L \quad (3.9)$$

Nous assumons ici que la capacité de jonction est invariable; la résistance de jonction est choisie pour être l'élément variable. Cette approximation est également justifiée par le fait que la résistance de jonction change exponentiellement avec la tension, alors que la capacité de la jonction augmente selon un lois de puissance (capacité de diffusion assumée négligeable pour des diodes Schottky). Par conséquent, la résistance de jonction est le paramètre dominant sur l'impédance de jonction.

La variation sur l'abaque de Smith de l'impédance de la diode Schottky,  $Z_{diode}$  calculée ci-haut, en fonction de la résistance de jonction  $R_j$ , est présentée à la figure 3.10.

En analysant le graphique sur l'abaque de Smith, nous avons constaté que pour de petites valeurs de la résistance de jonction de la diode l'impédance de la diode a un effet inductif. La petite valeur de la résistance de jonction de la diode correspond à l'état de conduction. Pour des grandes valeurs de la résistance de jonction de la diode (lorsqu'elle tend vers infini), l'effet est capacitif. Ce comportement correspond à un état où la diode n'est pas en conduction.



*Figure 3.10. Le contour de l'impédance du modèle en fonction de la variation de la résistance de jonction*

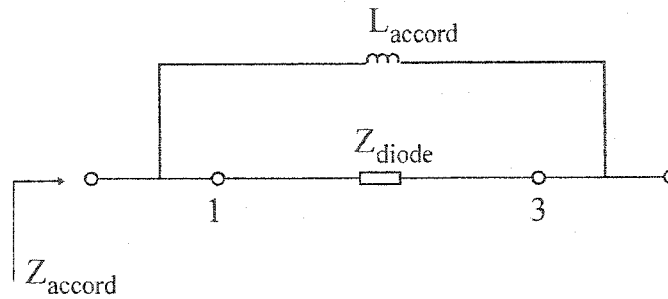
En général, la réactance inductive est plus petite en amplitude par rapport à la capacitance de la jonction en état de non-conduction. Ceci est un problème. Par conséquent, n'importe quelle tentative d'accorder la diode comporterait probablement l'addition d'un shunt inductif, lequel devrait être à la résonance quand la diode est dans l'état de non-conduction.

### 3.2.2 Deuxième étape de conception

En mettant une impédance d'accord variable en parallèle avec la diode Schottky, il est possible de corriger la résonance de la diode en état de non-conduction (voir la figure 3.11).

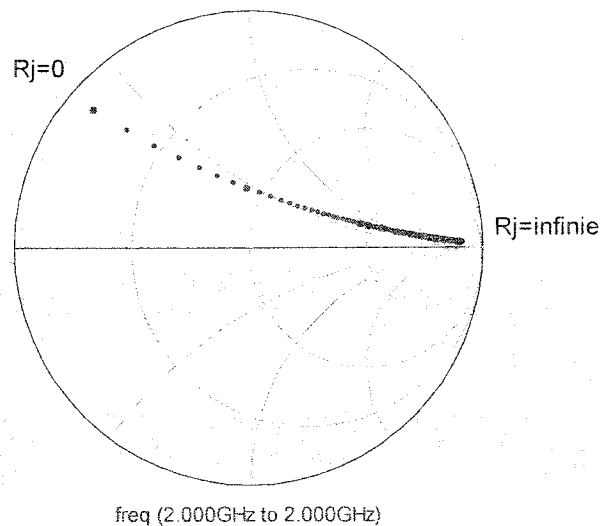
L'impédance d'entrée  $Z_{accord}$  dans le nouveau circuit est:

$$Z_{accord} = \frac{X_{L_{accord}} \cdot Z_{diode}}{X_{L_{accord}} + Z_{diode}} = \frac{j \cdot \omega \cdot L_{accord} \cdot Z_{diode}}{j \cdot \omega \cdot L_{accord} + Z_{diode}} \quad (3.10)$$



**Figure 3.11.** Le modèle de diode accordée

La variation sur l'abaque de Smith de l'impédance de la diode Schottky,  $Z_{\text{diode}}$ , en parallèle avec une impédance d'accord,  $L_{\text{accord}}$ , en fonction de la résistance de jonction  $R_j$  est présentée à la figure 3.12.



**Figure 3.12.** Le contour de l'impédance du modèle en parallèle avec une inductance d'accord en fonction de la résistance de jonction

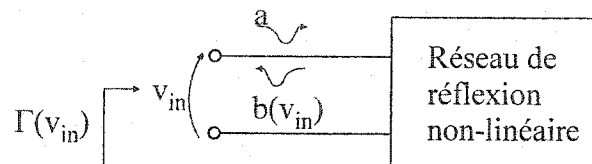
En analysant le graphique sur l'abaque de Smith, nous avons constaté que l'inductance d'accord a changé la position de l'impédance d'entrée de la diode sur l'abaque vers l'axe réel de l'abaque de Smith. Dans cette condition, la diode va résonner quand elle est en état de non-conduction.

Il reste le problème de la réactance inductive.

Évidemment, un autre mécanisme, autre que l'accord à la résonance, serait exigé pour produire un circuit de linéarisation par prédistorsion sans mémoire.

### 3.2.3 Troisième étape de conception

La solution au problème posé ci-haut est de baser la conception du circuit de prédistorsion sur la réflexion non-linéaire par opposition à la transmission non-linéaire. Le concept du circuit de réflexion est tel que présentée à la figure 3.13.



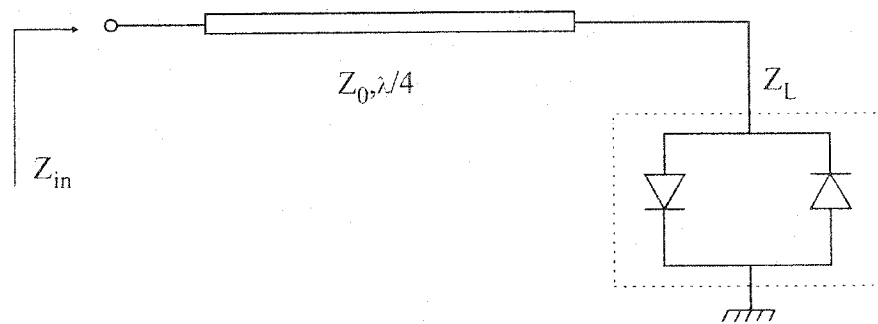
*Figure 3.13. Réseau de réflexion non-linéaire*

Nous considérons une diode Schottky qui a été accordée. Le contour de l'impédance de l'entrée est très proche de l'axe réel. Le coefficient de réflexion  $\Gamma(v_{in})$  se change de la valeur idéale de  $1\angle 0^\circ$  à  $1\angle 180^\circ$ . Notons que le coefficient de réflexion s'approche de 0 dB en amplitude, et que l'angle de réflexion change de  $0^\circ$  à  $180^\circ$  comme le contour balayé par le centre de l'abaque de Smith.

Par conséquent, ce point doit être évité en raison de la phase changeante et des caractéristiques d'amplitude en sa proximité. En outre, le circuit de prédistorsion devrait posséder les pertes d'insertion les plus basses possible. Ces conditions limitent l'opération aux régions extérieures de l'abaque de Smith où le coefficient de réflexion est le plus grand. Deux domaines d'opération sont donc possibles: la partie extrême droite de l'abaque de Smith sur l'axe réel, et la partie extrême gauche de l'abaque de Smith. La partie droite fournit un coefficient de réflexion décroissant avec l'augmentation de l'amplitude d'entrée et produit donc une non-linéarité de type concave. La région gauche, de son côté, fournit un coefficient de réflexion croissant avec l'augmentation de l'amplitude d'entrée et produit donc une non-linéarité de type convexe. Le vrai avantage du circuit de prédistorsion basé sur la réflexion, cependant, est dans la minimisation du déphasage dépendant de l'amplitude due à n'importe quelle

réactance résiduelle. En référence à n'importe quel abaque de Smith, un changement de la réactance parallèle affectera l'angle de réflexion sur la région à gauche de l'abaque beaucoup plus sévèrement que sur la partie droite. Par exemple, une réactance résiduelle de  $\pm j \cdot 1$  (réactance normalisée) fournirait un déphasage de  $\pm 90^\circ$  sur le contour  $0 \pm j \cdot X$ . La même réactance, cependant, fournirait un changement négligeable d'angle de réflexion sur le contour  $\infty \pm j \cdot X$ .

Par conséquent, l'approche évidente est de tracer l'impédance de la diode dans la région droite de l'abaque de Smith, sur l'axe réel. Ce processus est réalisé en employant une impédance caractéristique élevée, soit un transformateur d'impédance série  $\lambda/4$  de 50 Ohm, tel que représenté à la figure 3.14.



*Figure 3.14. Paire transformée de la diode Schottky*

En vue d'obtenir le contour d'impédance de ce circuit, il faut calculer l'impédance d'entrée  $Z_{in}$ .

### 3.2.3.1 Le calcul de l'impédance d'entrée pour les deux diodes Schottky en parallèle

La diode double est de type HSMS-2822 de la compagnie Agilent, voir l'annexe 2.6. Nous avons ajouté le circuit présenté sur la figure 3.4 avec une autre diode du même modèle. Nous avons obtenu le circuit présenté à la figure 3.15.

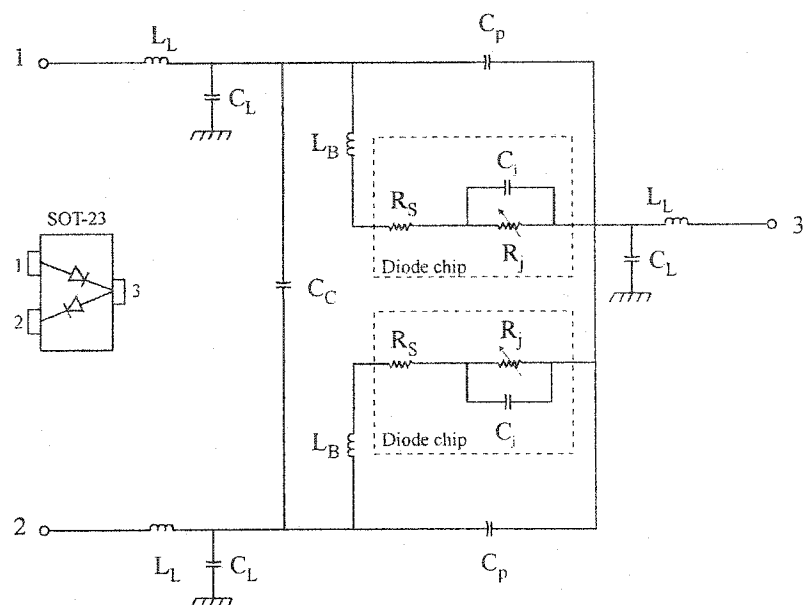


Figure 3.15. Modèle de la diode Schottky HSMS-2822

En utilisant les mêmes règles pour la simplification du circuit, qu'auparavant, nous avons obtenu les circuits équivalents présentés aux figures 3.16, 3.17 et 3.18.

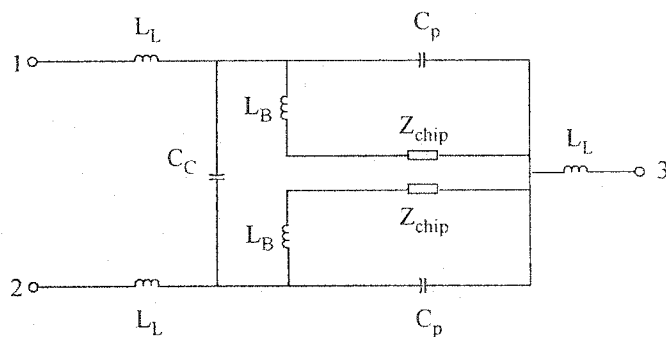


Figure 3.16. Circuit équivalent I pour le modèle HSMS-2822

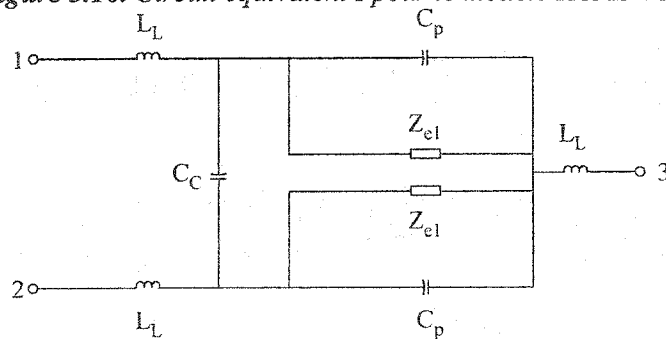


Figure 3.17. Circuit équivalent II pour le modèle HSMS-2822

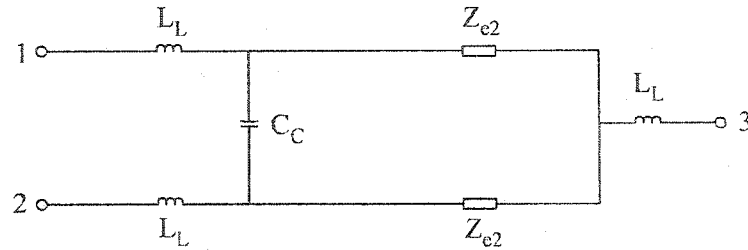


Figure 3.18. Circuit équivalent III pour le modèle HSMS-2822

Pour obtenir l'impédance équivalente pour les deux inductances  $L_L$  connectées à 1 et 2, et le condensateur  $C_C$ , nous avons appliqué la transformation du triangle en étoile (voir la figure 3.19).

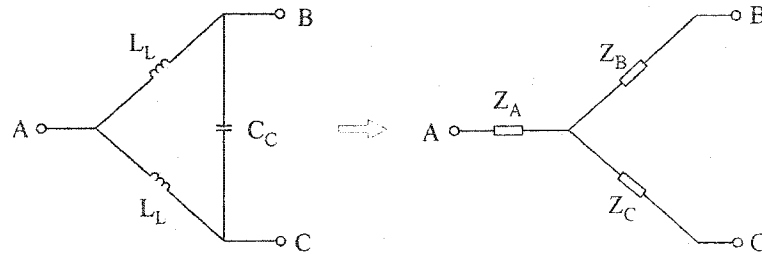


Figure 3.19. Transformation triangle en étoile

La réactance inductive pour l'inductance  $L_L$ , et la réactance capacitive  $C_C$  sont données par les formules:

$$X_{L_L} = j \cdot \omega \cdot L_L \quad (3.11)$$

$$X_{C_C} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_C} \quad (3.12)$$

Les impédances équivalentes pour la configuration étoile sont données ci-après:

$$X_{L_L} + X_{L_L} + X_{C_C} = j \cdot \omega \cdot L_L + j \cdot \omega \cdot L_L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_C} = \frac{-2 \cdot \omega^2 L_L \cdot C_C + 1}{j \cdot \omega \cdot C_C} \quad (3.13)$$

$$Z_A = \frac{X_{L_L} \cdot X_{L_L}}{X_{L_L} + X_{L_L} + X_{C_C}} = \frac{j \cdot \omega \cdot L_L \cdot j \cdot \omega \cdot L_L}{\frac{-2 \cdot \omega^2 L_L \cdot C_C + 1}{j \cdot \omega \cdot C_C}} = \frac{-\omega^2 \cdot L_L^2 \cdot j \cdot \omega \cdot C_C}{-2 \cdot \omega^2 L_L \cdot C_C + 1} \quad (3.14)$$

$$Z_B = Z_C = \frac{X_{L_L} \cdot X_{C_C}}{X_{L_L} + X_{L_L} + X_{C_C}} = \frac{j \cdot \omega \cdot L_L \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_C}}{\frac{-2 \cdot \omega^2 L_L \cdot C_C + 1}{j \cdot \omega \cdot C_C}} = \frac{j \cdot \omega \cdot L_L}{-2 \cdot \omega^2 L_L \cdot C_C + 1} \quad (3.15)$$

Avec les impédances équivalentes, un nouveau circuit a été obtenu comme modèle. Ce circuit équivalent est présenté à la figure 3.20.

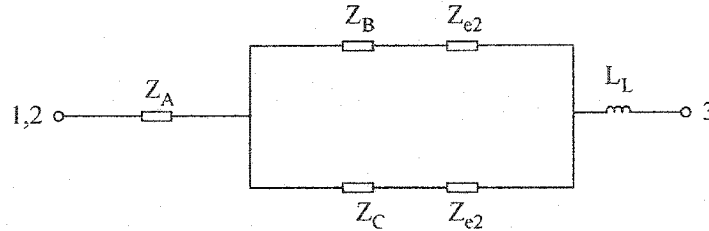


Figure 3.20. Circuit équivalent IV pour le modèle HSMS-2822

Enfin, nous avons calculé l'impédance d'entrée pour les deux diodes en parallèle, connectées dans une configuration anode à cathode. La dernière simplification du circuit est présentée à la figure 3.21.

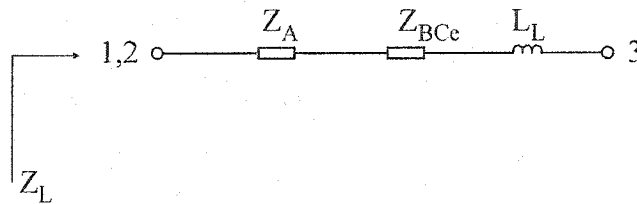


Figure 3.21. Circuit équivalent V pour le modèle HSMS-2822

La valeur de l'impédance  $Z_{BCe}$  est donnée par la relation:

$$Z_{BCe} = \frac{Z_B + Z_{e2}}{2} \quad (3.16)$$

L'impédance d'entrée pour les deux diodes Schottky en parallèle est:

$$Z_L = Z_A + Z_{BCe} + X_{L_L} \quad (3.17)$$

### 3.2.3.2. Le calcul de l'impédance d'entrée

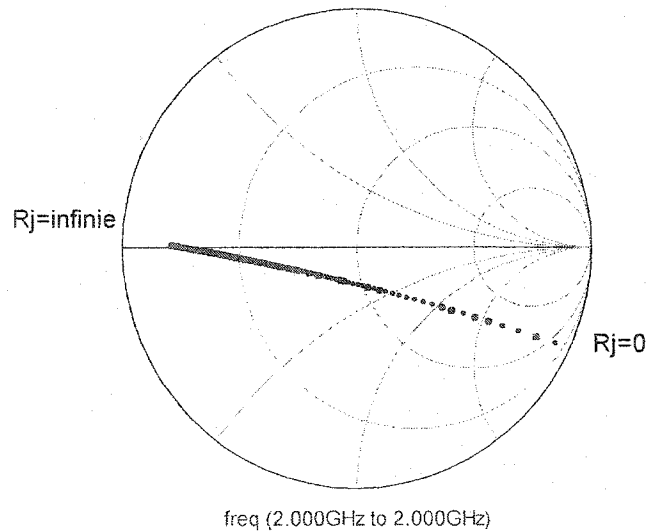
En vue d'obtenir la réflexion non-linéaire par opposition à la transmission non-linéaire, on a connecté les deux diodes connectées en parallèle à une ligne de longueur  $\lambda/4$ , 50 Ohm (voir la figure 3.14).

L'impédance d'entrée dans le nouveau circuit est:

$$Z_m = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (3.18)$$



La variation sur l'abaque de Smith de l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  calculée ci-haut en fonction de la résistance de jonction  $R_j$  est présentée à la figure 3.22.



**Figure 3.22.** Le contour de l'impédance du modèle à deux diodes en série avec un transformateur d'impédance en fonction de la résistance de jonction

En analysant le graphique sur l'abaque de Smith, nous avons constaté que la direction d'impédance de contour a été renversée. La nouvelle direction est de gauche à droite. Ce changement de direction est la conséquence de l'utilisation de la ligne de longueur  $\lambda/4$ , qui comprime l'impédance de contour dans la région d'impédance élevée par une conversion d'admittance à impédance.

En général, la diode serait accordée à résonance et l'impédance de contour balayerait de  $1\angle 180^\circ$  à  $1\angle 0^\circ$  avec l'augmentation de la tension d'entrée.

L'opération dans la région gauche produit une non-linéarité concave, et l'opération dans la région droite produit une non-linéarité convexe. La compensation normale de prédistorsion d'un amplificateur de puissance exige une non-linéarité convexe. Il est connu que tous les amplificateurs ont une telle caractéristique à la saturation.

### 3.2.4 Quatrième étape de conception

La phase suivante dans la conception du circuit de prédistorsion implique la recherche d'un mécanisme qui tiendrait compte d'un certain contrôle de la fonction de transfert que le circuit de prédistorsion produirait. Un arrangement de diviseur de tension, comme représenté à la figure 3.23, semblerait être un bon point de départ, bien qu'un tel circuit devienne impossible à réaliser pour la plupart des circuits à micro-ondes dues à la longueur physique des résistances.

La solution, en fait, est d'utiliser une résistance simple en parallèle (shunt) avec les diodes de Schottky, voir la figure 3.24. Cette résistance pourrait être rendue variable en utilisant une diode PIN, c'est à dire une diode dans laquelle l'impédance RF pourrait être changée en changeant le courant de polarisation en courant continu.

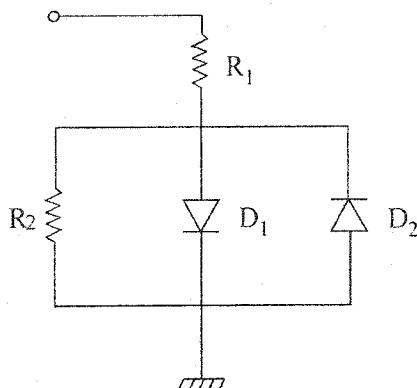


Figure 3.23. Topologie d'un diviseur de tension

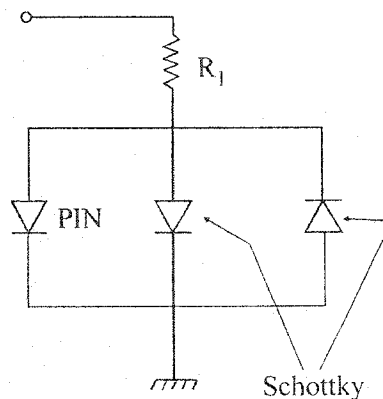


Figure 3.24. Topologie avec la diode PIN en parallèle

Le mécanisme qui permet à une résistance simple d'affecter la fonction de transfert peut être heuristiquement expliqué comme suit. Puisque le circuit de prédistorsion est basé sur la réflexion, les effets du coefficient de réflexion sur la diode de Schottky doivent être examinés. Pour beaucoup de réseaux avec une onde incidente d'une amplitude donnée, la tension à travers le réseau dépend non seulement de l'amplitude d'onde, mais également du coefficient de réflexion. Par exemple, considérons l'examen d'un circuit à deux ports par les paramètres de S, comme à la figure 3.25.

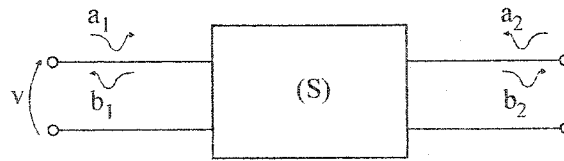


Figure 3.25. Réseau avec deux ports

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (3.19)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (3.20)$$

là où  $a_1$ ,  $a_2$  représentent les ondes incidents, et  $b_1$ ,  $b_2$  représentent les ondes réfléchies selon le concept de paramètres S normalisés [20]. En examinant la tension du port d'entrée,  $v$  donne

$$v = a_1 + b_1 = a_1(1 + s_{11}) \quad (3.22)$$

où

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (3.23)$$

Par conséquent, pour n'importe quel  $a_1$  donné, la tension du port d'entrée peut changer de 0, ( $s_{11} = -1 =$  court circuit) à  $2a_1$ , ( $s_{11} = 1 =$  circuit ouvert). Nous pouvons aisément visualiser comment cet effet pourrait être utilisé dans un circuit de prédistorsion avec des diodes Schottky. En se référant à la figure 3.26, nous pouvons voir que l'impédance du réseau de diode Schottky/résistance est une fonction de l'amplitude d'onde incidente d'entrée ainsi que du coefficient de réflexion.

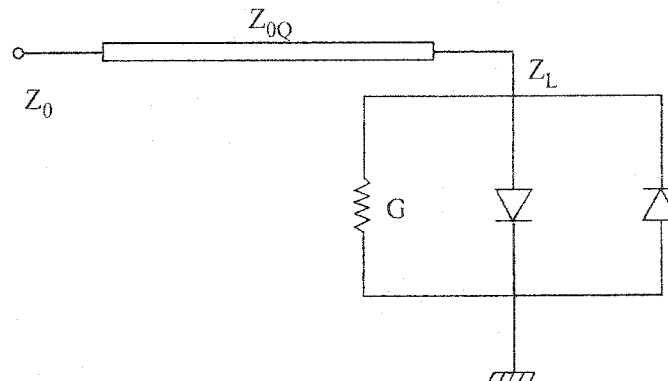


Figure 3.26. Topologie d'un circuit de prédistorsion

Si la résistance en parallèle (de shunt) est omise, nous prévoyons que les diodes Schottky pourraient aisément conduire à une amplitude d'onde suffisante. Si, cependant,

la résistance a une petite valeur, approchant un circuit court, alors les diodes Schottky ne peuvent pas réaliser un état de conduction pour toute amplitude d'onde pratique, car la tension sur la diode serait gardée à un bas niveau par la résistance.

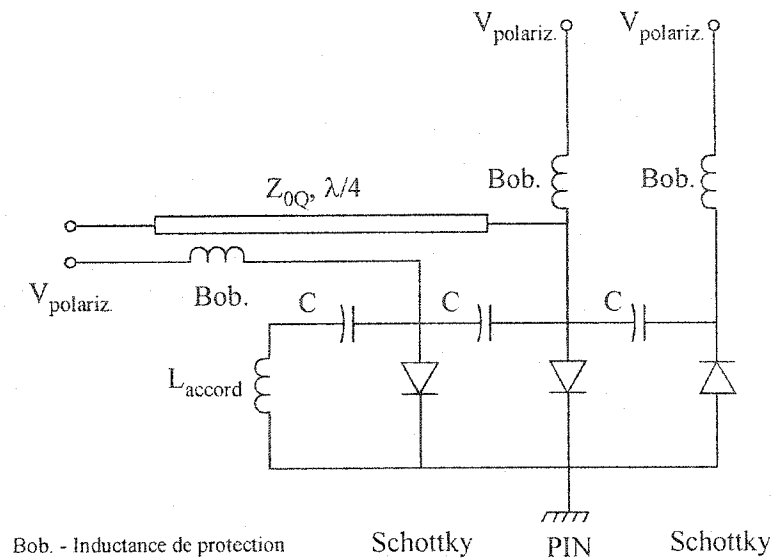
Un mécanisme additionnel pour le contrôle adaptatif de la polarisation des diodes Schottky sera proposé. Ce mécanisme augmentera efficacement l'amplitude d'onde d'entrée exigée pour la conduction.

### 3.2.5 Étape finale de conception

La combinaison de tous les mécanismes décrits plus haut conduit finalement à la configuration du circuit de prédistorsion convexe tel qu'illustré à la figure 3.27.

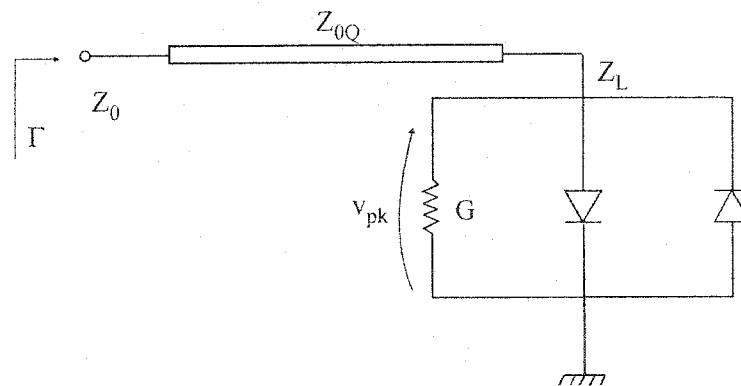
Les points importants à noter sont les suivants:

- 1) La ligne  $\lambda/4$  a une impédance caractéristique suffisamment haute pour transformer l'impédance du dispositif semi-conducteur en une valeur réelle approchant celle d'un circuit ouvert. Ceci réduira au minimum le déphasage dépendant de l'amplitude et fournira de basses pertes d'insertion;
- 2) Les diodes Schottky sont des éléments non-linéaires répondant au cycle RF;
- 3) La diode PIN présente une résistance de shunt aux diodes de Schottky. C'est un élément linéaire et son impédance RF est commandée par une polarisation de courant continu par une structure appropriée de la bobine;
- 4) Les diodes Schottky peuvent être polariser en courant continu par une bobine appropriée;
- 5) Le réseau de diode est accordé avec un élément simple de shunt;
- 6) Afin d'assurer l'opération du circuit de prédistorsion dans la région d'impédance élevée de l'abaque de Smith, une résistance fixe contrôle la diode PIN. Cette résistance garde le coefficient de réflexion du circuit de prédistorsion le plus bas possible, et empêche l'opération près du centre de l'abaque de Smith (conditions d'adaptation). La résistance linéaire nette est donc la résistance fixe en parallèle avec la résistance de la diode PIN.



**Figure 3.27.** L'implémentation du circuit de prédistorion

Une analyse détaillée du circuit de prédistorion et des fonctions de transfert qu'il produit est expliquée en utilisant la figure 3.28.



**Figure 3.28.** Circuit d'analyse pour le circuit de prédistorion

Ici,  $Z_0$  est l'impédance caractéristique du système;  $Z_{0Q}$  est l'impédance caractéristique de la ligne de longueur  $\lambda/4$ ;  $Z_L$  est l'impédance totale présentée par le réseau avant la transformation par la ligne de longueur  $\lambda/4$ ;  $v_{pk}$  est la tension maximale à travers le réseau de diodes;  $P_{IN}$  est la puissance d'entrée; et  $\Gamma$  est le coefficient de réflexion du circuit de prédistorion.

L'analyse commence en notant que dans un médium sans perte, si une onde n'est pas transmise, elle doit être réfléchi. Par conséquent,

$$P_{DISS} = P_{IN} - P_{REF} \quad (3.24)$$

où  $P_{DISS}$  est la puissance dissipée dans le réseau, et  $P_{REF}$  est la puissance réfléchie par le réseau. Ainsi

$$P_{REF} = P_{IN} \cdot \Gamma^2 \quad (3.25)$$

et

$$P_{DISS} = P_{IN} (1 - \Gamma^2) \quad (3.26)$$

Puisque  $P_{DISS}$  doit être dissipée dans le réseau, la tension à travers le réseau peut être obtenue. Par conséquent,

$$P_{DISS} = \frac{|v_{pk}|^2}{2 \cdot \text{Re}\{Z_L\}} = P_{IN} (1 - \Gamma^2) \quad (3.27)$$

où nous assumons que  $Z_L$  est réel. Par conséquent,

$$|v_{pk}| = \sqrt{2 \cdot Z_L \cdot P_{IN} \cdot (1 - \Gamma^2)} \quad (3.28)$$

Maintenant, tout ce qui est requis, est de remplacer  $\Gamma$  et  $Z_L$  dans l'équation 3.28 avec des termes dépendants de la tension. Nous modélisons les diodes Schottky par l'équation de diode idéale

$$i_o = K_S \cdot (e^{\lambda \cdot v} - 1) \quad (3.29)$$

Ici,  $i_o$  est le courant de diode,  $K_S = I_S$  représente le courant de saturation, et  $\lambda$  est la constante dépendante de la température  $\lambda = \frac{q}{n \cdot K \cdot T}$ . Puisque les diodes sont utilisées

dans une topologie anode à cathode, le courant net de la diode est

$$i_D = I_S (e^{\lambda \cdot v} - 1) - I_S (e^{-\lambda \cdot v} - 1) = 2 \cdot I_S \sinh(\lambda \cdot v) \quad (3.30)$$

Nous définissons l'impédance comme le rapport à fréquence unique de la tension sur le courant. L'admittance est la réciproque de cette valeur. Par conséquent, nous devons obtenir la composante fondamentale du courant en (3.30). Pour une entrée de  $v_{PK} \cdot \cos \omega_0 t$ , le courant en (3.30) peut être exprimé à l'aide de transformée  $T_{10}$  de Blachman [1],

$$i_D = 2 \cdot I_S \left[ \sum_{m=1}^{\infty} 2 \cdot I_m(\lambda \cdot v_{pk}) \cdot \cos m \cdot \omega_0 t \right], m=1, 3, 5 \dots \quad (3.31)$$

où  $I_m(\lambda \cdot v_{pk})$  est la fonction de Bessel modifiée du premier ordre  $m$ . La composante fondamentale de ce courant est

$$i_D = 4 \cdot I_S \cdot I_1(v_{pk}) \quad (3.32)$$

L'admittance de la diode peut maintenant être définie comme

$$y_D = \frac{i_D(v_{pk})}{v_{pk}} = \frac{4 \cdot I_S \cdot I_1(v_{pk})}{v_{pk}} \quad (3.33)$$

et l'admittance totale du réseau est l'admittance de la diode Schottky plus l'admittance de la résistance linéaire de shunt  $G$

$$y_{TOTAL} = y_D + G = G + \frac{4 \cdot I_S \cdot I_1(v_{pk})}{v_{pk}} \quad (3.34)$$

Maintenant,

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_{0Q}^2}{Z_L} - Z_0}{\frac{Z_{0Q}^2}{Z_L} + Z_0} = \frac{Z_{0Q}^2 - Z_0 Z_L}{Z_{0Q}^2 + Z_0 Z_L} \quad (3.35)$$

et la substitution de (3.35) dans (3.28) donne

$$\begin{aligned} v_{pk} &= \sqrt{2 \cdot Z_L \cdot P_{IN} \cdot \left[ 1 - \left( \frac{Z_{0Q}^2 - Z_0 Z_L}{Z_{0Q}^2 + Z_0 Z_L} \right)^2 \right]} = \\ &= \sqrt{2 \cdot Z_L \cdot P_{IN} \cdot \left[ \frac{(Z_{0Q}^2 + Z_0 Z_L)^2 - (Z_{0Q}^2 - Z_0 Z_L)^2}{(Z_{0Q}^2 + Z_0 Z_L)^2} \right]} = \\ &= \frac{1}{(Z_{0Q}^2 + Z_0 Z_L)} \times \\ &\times \sqrt{2 \cdot Z_L \cdot P_{IN} \left[ (Z_{0Q}^2)^2 + 2 \cdot Z_{0Q}^2 Z_0 Z_L + (Z_0 Z_L)^2 - (Z_{0Q}^2)^2 + 2 \cdot Z_{0Q}^2 Z_0 Z_L - (Z_0 Z_L)^2 \right]} = \end{aligned}$$

$$= \frac{Z_{0Q}^2 Z_L}{(Z_{0Q}^2 + Z_0 Z_L)} \sqrt{8 \cdot P_{IN} \cdot Z_0} \quad (3.36)$$

où  $Z_L$  est la réciproque de (3.34), c'est à dire:

$$Z_L = \frac{v_{pk}}{G \cdot v_{pk} + 4 \cdot I_S \cdot I_1(\lambda \cdot v_{pk})} \quad (3.37)$$

En insérant (3.36) dans (3.37) et en simplifiant, nous obtenons une équation qui définit la caractéristique de transfert

$$\begin{aligned} v_{pk} &= \frac{Z_{0Q}^2 Z_L}{(Z_{0Q}^2 + Z_0 Z_L)} \sqrt{8 \cdot P_{IN} \cdot Z_0} \\ v_{pk} (Z_{0Q}^2 + Z_0 Z_L) &= Z_{0Q}^2 Z_L \sqrt{8 \cdot P_{IN} \cdot Z_0} \\ v_{pk} \cdot Z_{0Q}^2 + v_{pk} \cdot Z_0 Z_L &= Z_{0Q}^2 Z_L \sqrt{8 \cdot P_{IN} \cdot Z_0} \\ Z_L (Z_{0Q}^2 \sqrt{8 \cdot P_{IN} \cdot Z_0} - v_{pk} \cdot Z_0) &= v_{pk} \cdot Z_{0Q}^2 \\ Z_L &= \frac{v_{pk} \cdot Z_{0Q}^2}{(Z_{0Q}^2 \sqrt{8 \cdot P_{IN} \cdot Z_0} - v_{pk} \cdot Z_0)} \\ Z_L &= \frac{v_{pk}}{G \cdot v_{pk} + 4 \cdot I_S \cdot I_1(\lambda \cdot v_{pk})} = \frac{v_{pk} \cdot Z_{0Q}^2}{(Z_{0Q}^2 \sqrt{8 \cdot P_{IN} \cdot Z_0} - v_{pk} \cdot Z_0)} \\ Z_{0Q}^2 [G \cdot v_{pk} + 4 \cdot I_S \cdot I_1(\lambda \cdot v_{pk})] + v_{pk} \cdot Z_0 &= Z_{0Q}^2 \sqrt{8 \cdot P_{IN} \cdot Z_0} \end{aligned} \quad (3.38)$$

Notons que la puissance de sortie peut être obtenue à partir de (3.35)

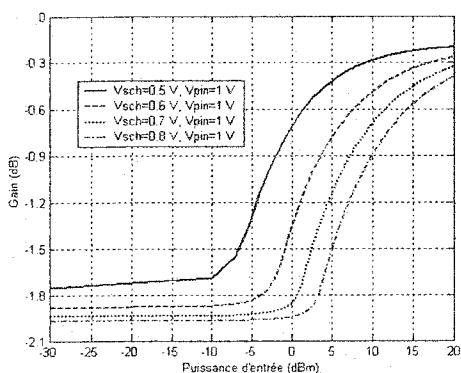
$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{Z_{0Q}^2 - Z_0 Z_L}{Z_{0Q}^2 + Z_0 Z_L} = \frac{Z_{0Q}^2 - Z_0 \frac{v_{pk}}{G \cdot v_{pk} + 4 \cdot I_S \cdot I_1(\lambda \cdot v_{pk})}}{Z_{0Q}^2 + Z_0 \frac{v_{pk}}{G \cdot v_{pk} + 4 \cdot I_S \cdot I_1(\lambda \cdot v_{pk})}} = \\ \Gamma &= \frac{Z_{0Q}^2 [G \cdot v_{pk} + 4 \cdot I_S \cdot I_1(\lambda \cdot v_{pk})] - v_{pk} Z_0}{Z_{0Q}^2 [G \cdot v_{pk} + 4 \cdot I_S \cdot I_1(\lambda \cdot v_{pk})] + v_{pk} Z_0} \end{aligned} \quad (3.39)$$

et  $\Gamma^2$  représente la caractéristique de transfert puissance d'entrée vs. puissance de sortie. Par conséquent, nous emploierions (3.38) pour résoudre  $P_{IN}$  pour n'importe quel  $v_{pk}$  donné et nous remplaçons  $v_{pk}$  dans (3.39) pour obtenir  $G$  et

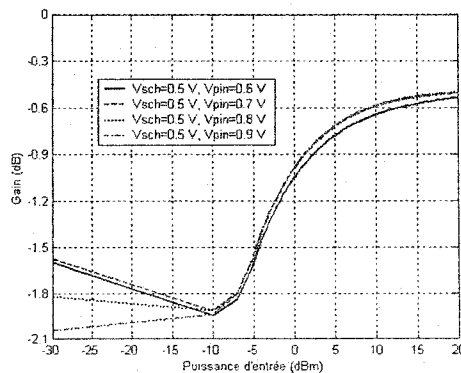


$$P_{OUT} = \Gamma^2 P_{IN} \quad (3.40)$$

Les courbes illustrant certaines des caractéristiques de transfert produites par le circuit théorique de prédistorsion présenté ci-haut pour différentes valeurs de tension de polarisation des diodes ou pour différentes valeurs d'inductance d'accord sont présentées aux figures 3.29, 3.30 et 3.31.



**Figure 3.29.** La caractéristique théorique du circuit de prédistorsion pour quelques valeurs de tension sur les diodes Schottky



**Figure 3.30.** La caractéristique théorique du circuit de prédistorsion pour quelques valeurs de tension sur les diodes PIN

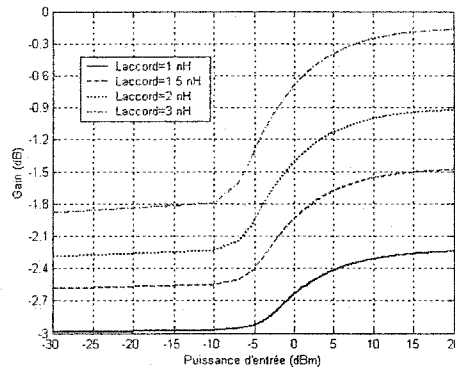
En analysant les courbes de la figure 3.29, nous avons constaté qu'en changeant la polarisation de la diode Schottky, et en même temps en gardant la tension constante sur les diodes PIN, nous avons produit l'effet de retard dans la conduction de la diode Schottky, décalant la caractéristique de transfert le long de l'axe de  $P_{IN}$ .

Les courbes de la figure 3.30 ont été obtenues en changeant la tension de polarisation de la diode PIN tout en gardant la tension constante sur les diodes Schottky. L'effet de retard dans la conduction se maintient, mais la variation de la tension sur la diode PIN a influencé la caractéristique de transfert pour les basses puissances. Cet effet nous aidera à modifier la compression de la caractéristique de gain du circuit de prédistorsion.

En changeant la valeur de l'inductance d'accord tout en gardant la tension de polarisation constante sur toutes les diodes, nous avons obtenu les courbes présentées à la figure 3.31.

En analysant ce résultat, nous avons constaté qu'en changeant l'inductance d'accord nous pouvons obtenir pour chaque tension de polarisation une autre courbe de la

caractéristique de gain.



*Figure 3.31. La caractéristique théorique du circuit de prédistorsion pour quelques valeurs d'inductance d'accord*

Ces variations combinées fournissent une grande variété de caractéristiques convexes.

En analysant tous les résultats présentés ci-haut, nous pouvons conclure que le circuit de prédistorsion avec les diodes Schottky dans une connexion anode à cathode possède trois degrés de liberté. Ceci signifie que, nous pouvons obtenir trois familles de courbes différentes avec ce circuit pour chaque situation expliquée: une courbe de la tension de polarisation pour les diodes Schottky, une de la tension de polarisation pour les diodes PIN, et une de l'inductance d'accord.

### 3.3 Architecture du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode

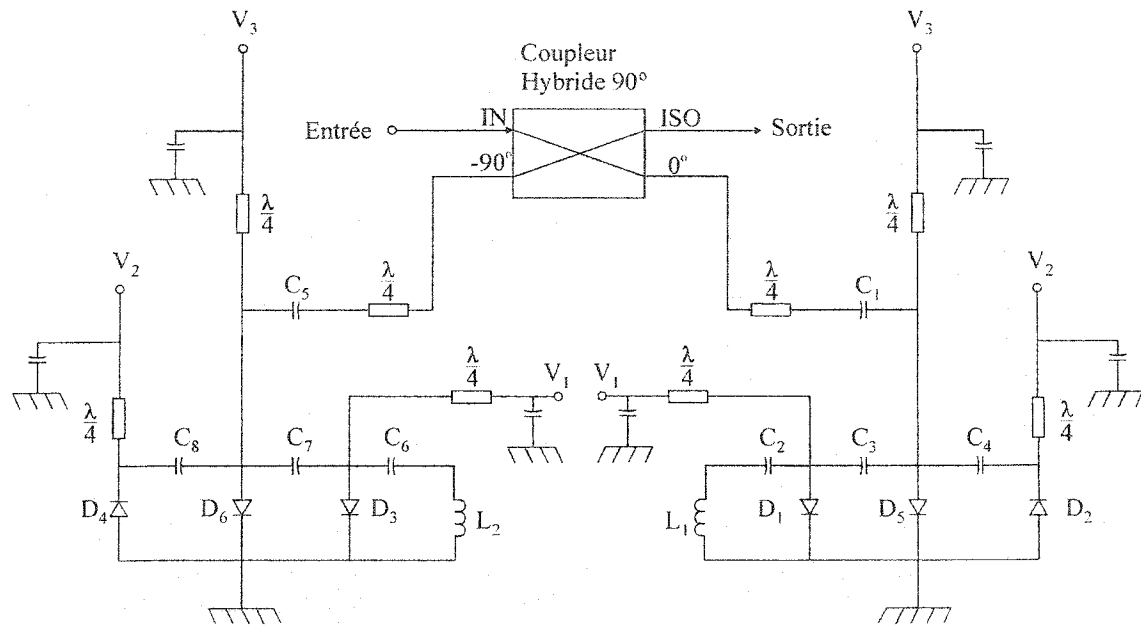
À partir des résultats théoriques présentés ci-haut, un nouveau circuit de linéarisation a été conçu. Il s'agit du deuxième circuit de linéarisation présenté dans ce mémoire.

#### 3.3.1. Description du circuit

La figure 3.32 représente la topologie du circuit. Son fonctionnement est basé sur les mécanismes présentés ci-haut.

Deux diodes Schottky et une diode PIN en parallèle avec une inductance d'accord sont connectées d'un côté ou de l'autre du coupleur hybride 90 degrés.

Le circuit a donc deux branches identiques.



**Figure 3.32.** L'architecture du circuit de linéarisation

Dans chaque branche, les deux diodes Schottky sont connectées ensemble dans une configuration anode à cathode, une polarisée directement et l'autre en inverse. Une diode PIN polarisée en direct est connectée en parallèle avec les deux diodes Schottky. Chaque branche est couplée avec le coupleur hybride 90 degrés par une ligne micro-ruban de longueur  $\lambda/4$ , à 50 Ohm. La polarisation des diodes est faite en utilisant des lignes micro-ruban de longueur  $\lambda/4$ , à 100 Ohm. Les capacités assurent la stabilité et l'absence d'influence mutuelle entre les polarisations des diodes.

### 3.3.2 Conception du circuit

Le circuit a été conçu en utilisant le logiciel ADS. Comme pour le premier circuit présenté dans le chapitre II, deux versions ont été adoptées pour les simulations. Dans la première version, le circuit a été simulé en utilisant un coupleur hybride 90 degrés idéal de la bibliothèque du logiciel ADS, tandis que dans la deuxième version du circuit les paramètres du coupleur utilisés sont réels (1A-1305A de la compagnie Anaren).

Les deux versions du circuit ont été réalisées sans tenir compte des lignes micro-rubans qui existent entre les composants, afin de démontrer le principe de fonctionnement du circuit (pour prouver que le circuit est capable de produire une famille de caractéristiques de gain avec deux points d'inflexion).

### **3.4 Résultats théoriques**

Les circuits étudiés ont été simulés dans la bande de fréquences 1.4 GHz à 2.8 GHz en utilisant le logiciel commercial de simulation non-linéaire (ADS).

Parce que l'entrée du circuit est réalisée en utilisant un coupleur hybride comme pour le circuit présenté dans le deuxième chapitre, nous n'avons pas simulé les paramètres S du circuit et considéré qu'ils sont les mêmes.

Pour chaque circuit, nous avons simulé les caractéristiques du gain et de la phase. Ensuite, nous avons superposé les caractéristiques de gain et de phase obtenues par simulation aux caractéristiques inversées de gain et de phase mesurées pour l'amplificateur à état solide à linéariser. Le but est de déterminer dans quelle mesure notre circuit de linéarisation peut compenser les deux caractéristiques en discussion.

#### **3.4.1 Caractéristiques de l'amplificateur à linéariser**

Le circuit de linéarisation proposé a été conçu pour linéariser le même amplificateur de puissance à l'état solide (SSPA) que le premier circuit. Les caractéristiques de gain et de phase mesurées ont été déjà présentées aux figures 2.19 et 2.20 dans le chapitre précédent.

#### **3.4.2 Simulation du circuit de linéarisation**

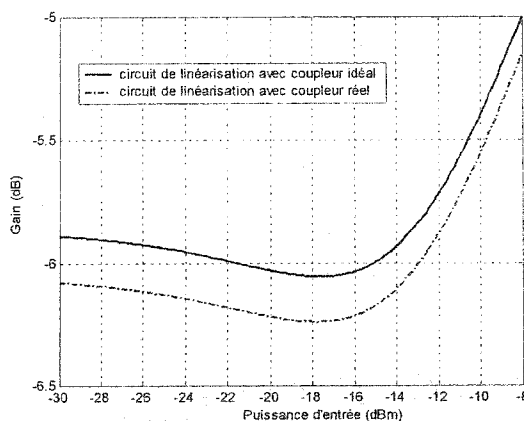
Les schémas du circuit de linéarisation pour les deux versions théoriques sont présentés à l'annexe 3.1 pour le circuit avec le coupleur hybride idéal 90 degrés et à l'annexe 3.2 pour le circuit avec le coupleur hybride réel 90 degrés.

Par la suite, les caractéristiques de gain et de phase ont été simulées.

Les variations des caractéristiques de gain pour les deux versions du circuit sont présentées à la figure 3.33. Pour obtenir ces caractéristiques, nous avons d'abord trouvé un point de polarisation pour les deux diodes Schottky ainsi que la caractéristique de gain à deux points d'inflexion. Nous avons gardé la tension de polarisation sur les diodes PIN constante ainsi que l'inductance d'accord.

Pendant les simulations, nous avons constaté les phénomènes suivants:

- 1) si la tension de polarisation sur les diodes Schottky augmente lorsque la tension de polarisation sur les diodes PIN est constante, la dynamique de la caractéristique augmente aussi, et la dynamique de compression de la caractéristique diminue.
- 2) si la tension de polarisation sur les diodes PIN augmente lorsque la tension de polarisation sur les diodes Schottky est constante, la dynamique de la caractéristique augmente aussi, et la dynamique de compression de la caractéristique augmente. Dans ce cas, le point minimum de la compression se déplace vers la gauche, donc vers les puissances faibles.



*Figure 3.33. Les caractéristiques de gain du circuit de linéarisation pour les deux versions théoriques*

Pour une certaine valeur de la tension de polarisation des diodes, il est possible de trouver une caractéristique de gain qui est très proche de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser.

En analysant les graphiques de la figure 3.33, nous avons constaté que le circuit de linéarisation dans les deux versions a une caractéristique de gain avec deux points d'inflexion. La variation pour la première version se situe entre -5.89 dB et -5.0 dB, et entre -6.08 dB et -5.16 dB pour la deuxième version. Le point minimum de la caractéristique a été obtenu pour le premier circuit à la puissance d'entrée de -17.44 dBm, et pour le deuxième circuit à la puissance de -17.86 dBm. Dans le premier cas, le point minimum a une valeur de -6.06 dB, et dans le deuxième cas le point minimum a une valeur de -6.24 dB. Pour les deux circuits, ces valeurs ont été obtenues pour une inductance d'accord de 1.35 nH.

Dans l'analyse de la caractéristique de gain, après normalisation, nous avons considéré:

- 1) la dynamique de la compression (la différence entre 0 dB et la valeur la plus basse de la caractéristique de gain). Sur le graphique, pour la première version, cette valeur correspond à -0.16 dB, et pour la deuxième version la valeur est aussi de -0.16 dB;
- 2) la dynamique de l'expansion (la différence entre 0 dB et la valeur la plus haute de la caractéristique de gain). Sur le graphique, pour la première version, cette valeur correspond à 0.88 dB, et pour la deuxième version la valeur est de 0.91 dB;
- 3) la dynamique totale de la caractéristique (la différence entre la valeur la plus basse et la valeur la plus haute de la caractéristique de gain). Sur le graphique, pour la première version, cette valeur correspond à 1.04 dB, et pour la deuxième version la valeur est de 1.07 dB.

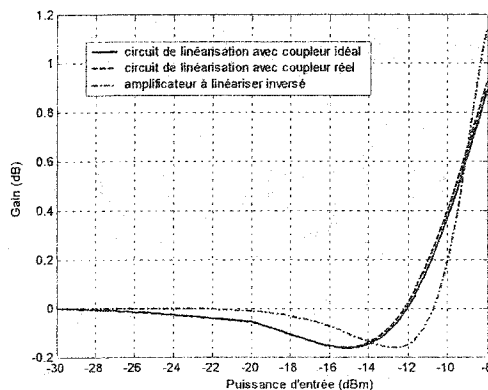
Pour déterminer dans quelle mesure la caractéristique de gain du circuit de linéarisation peut compenser la caractéristique de gain de l'amplificateur, nous avons superposé la caractéristique de gain du circuit de linéarisation dans les deux versions à l'inverse de la caractéristique de gain de l'amplificateur. Le résultat est présenté à la figure 3.34.

En analysant les trois graphiques de la figure 3.34, nous avons constaté que les trois caractéristiques de gain sont très proches.

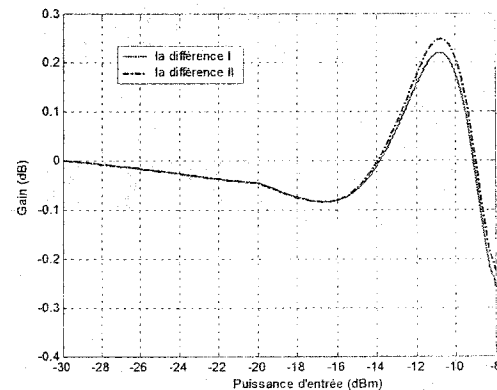
Les caractéristiques de gain de notre circuit de linéarisation dans les deux versions sont presque les mêmes.

Les caractéristiques de gain de notre circuit de linéarisation dans les deux versions ont une dynamique petite par rapport à la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser qui est de 18%.

Nous pouvons définir les différences entre les trois caractéristiques: différence I entre la caractéristique de la première version et la caractéristique de gain de l'amplificateur, et différence II entre la caractéristique de la deuxième version et la caractéristique de gain de l'amplificateur, sont présentées à la figure 3.35.



*Figure 3.34. Superposition des caractéristiques de gain du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques et l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*



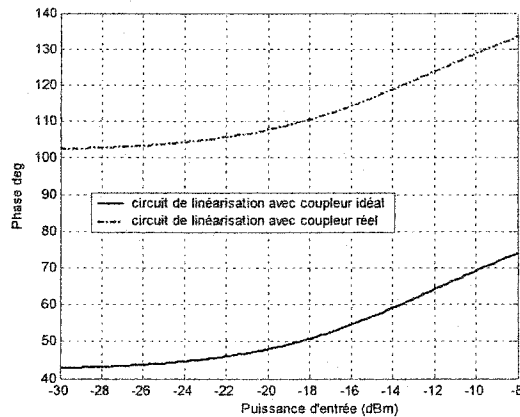
*Figure 3.35. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour les deux circuits théoriques*

En analysant les graphiques de la figure 3.35, nous avons constaté que les deux différences I et II ont une variation maximum 0.35 dB. Cette valeur est petite en comparaison avec la valeur maximale de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser qui est de 1.3 dB. Ce résultat théorique est très bon.

Dans l'analyse de la caractéristique de phase, nous voulons savoir si elle est de type expansion. Les caractéristiques de phase sont présentées à la figure 3.36.

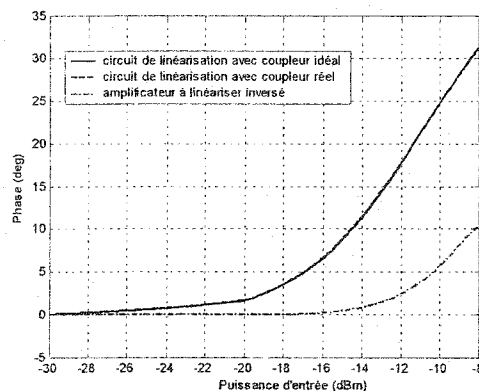
En analysant les graphiques présentés sur la figure 3.36, nous avons constaté que notre circuit de linéarisation a une caractéristique de phase de type expansion et qu'elle varie

entre approximativement 43 degrés et 74 degrés dans la première version, et entre 102 degrés et 133 degrés dans la deuxième version.

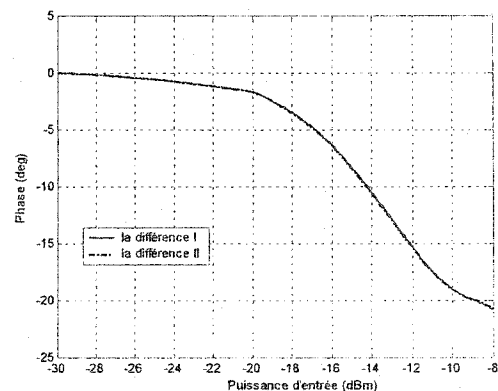


*Figure 3.36. Les caractéristiques de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques*

De la même façon que pour la caractéristique de gain, nous avons superposé la caractéristique de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques à l'inverse de la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser pour déterminer dans quelle mesure la caractéristique de phase du circuit de linéarisation peut compenser la caractéristique de phase d'amplificateur. Le résultat est présenté à la figure 3.37.



*Figure 3.37. Superposition des caractéristiques de phase du circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques et l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*



*Figure 3.38. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit de linéarisation dans les deux versions théoriques*



En analysant les graphiques, nous avons constaté que les trois caractéristiques de phase ne sont pas proches. Les caractéristiques de phase de notre linéarisateur dans les deux versions sont identiques et elles ont une dynamique plus grande.

Les différences entre les trois caractéristiques, différence I entre la caractéristique de la première version et la caractéristique de phase de l'amplificateur, et différence II entre la caractéristique de la deuxième version et la caractéristique de phase de l'amplificateur, sont présentées à la figure 3.38.

En analysant le résultat présenté à la figure 3.38, nous avons constaté que notre circuit de linéarisation a changé complètement la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser en l'inversant de  $180+21$  degrés. Cette caractéristique de phase sera plus adaptée dans le cas réel, parce que les lignes micro rubans qui relient les composants compenseront un peu la phase

### **3.5. Conception du prototype**

Comme dans le cas du circuit à six diodes en parallèle, un prototype en technologie MIC (Circuits Intégrés Micro-ondes) a été conçu, en vue de démontrer que les résultats de la simulation avec le deuxième circuit de linéarisation sont bons. Un circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode a été réalisé.

Dans la conception du prototype, nous avons respecté les mêmes principes qu'auparavant en ce qui concerne la validation de composants, la technologie de fabrication, etc.

Dans l'analyse du prototype nous présenterons seulement les points relatifs à la conception qui diffèrent de ceux du premier circuit déjà étudié, et ces points seront évidemment expliqués. Les résultats mesurés sur ce prototype sont présentés ci-après.

#### **3.5.1 Choix du substrat**

Pour réaliser le prototype, nous avons besoin d'un substrat avec une constante diélectrique petite à cause des contraintes technologique.

Le substrat choisi est de type RT/duroid® 5880 du fabricant Rogers. Ses principales spécifications sont montrées au tableau 3.3. La spécification complète des caractéristiques du substrat est présentée à l'annexe 2.5.

**Tableau 3.3.** Les caractéristiques du substrat utilisé

Permittivité relative $\epsilon_r$	2.2
Perméabilité relative $\mu_r$	1
Épaisseur du substrat H	20 mil (508 $\mu\text{m}$ )
Épaisseur de la métallisation (cuivre)	0.7 mil (18 $\mu\text{m}$ )
Tangente de pertes TanD	0.0023

L'épaisseur de 20 mil adoptée donne lieu à des lignes de 50 Ohms d'une largeur d'environ 60 mil, et à des lignes de 100 Ohms d'une largeur d'environ 16 mil à la fréquence de 2.0 GHz. Les deux largeurs respectent les contraintes technologiques du laboratoire PolyGRAMES (largeur minimale des lignes réalisables de 5 mil). Les lignes micro ruban  $\lambda/4$  utilisées dans les circuits de polarisation présentent une impédance de 100 Ohms. Ces lignes ont des longueurs de 1117 mil à la fréquence de 2.0 GHz.

### 3.5.2 Sélection des composants

Le prototype en discussion utilise les mêmes diodes PIN, les mêmes capacités, et le même coupleur hybride 90 degrés que le premier circuit présenté dans ce mémoire. Ces composants ont déjà été analysés dans le chapitre précédent.

Le deuxième circuit utilise deux composants différents: une double diode Schottky et une inductance d'accord. Les deux nouveaux composants sont analysés ci-après.

#### 3.5.2.1 Diodes Schottky

Les deux doubles diodes Schottky du circuit de linéarisation sont de type HSMS-2822 de la compagnie Agilent. Leurs caractéristiques sont données en annexe 2.6. Parce qu'elle est très utilisée dans les applications micro-ondes, son modèle de simulation ainsi

que son schéma équivalent sont donnés dans les bibliothèques du logiciel commercial de simulation non-linéaire (ADS). Comme auparavant, nous avons utilisé seulement le modèle qui existe dans les bibliothèques du logiciel ADS, en considérant que les paramètres réels des diodes utilisés dans la construction du circuit sont les mêmes que les paramètres de simulation utilisés par le logiciel commercial de simulation non-linéaire. Le modèle de la diode Schottky utilisé dans la construction du circuit a un emballage de type SOT-23 (voir l'annexe 2.6).

### **3.5.2.2 Les inductances d'accord**

Les deux inductances d'accord sont de type 0604HQ de la compagnie Coilcraft. Leurs caractéristiques sont données en annexe 3.3.

Pour ce composant, nous avons utilisé seulement le modèle qui existe dans les bibliothèques du logiciel ADS, en considérant que les paramètres réels des inductances utilisés dans la construction du circuit sont les mêmes que les paramètres de simulation utilisés par le logiciel commercial de simulation non-linéaire.

### **3.5.3 Analyse de la construction du prototype**

Comme pour le premier circuit de linéarisation, nous avons conçu le circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode, en utilisant les résultats théoriques. Ce circuit a d'abord été simulé en ADS, puis le circuit a été mesuré avec un analyseur de réseau et enfin les résultats ont été comparés.

Le schéma du circuit de linéarisation en version finale est présenté à l'annexe 3.4.

Toutes les observations précédentes concernant les Via cylindriques dans le micro-ruban, les adaptations du coupleur hybride 90 degrés à l'entrée et à la sortie, et les condensateurs de découplage sont toujours valables, et ont déjà été expliqués plus haut.

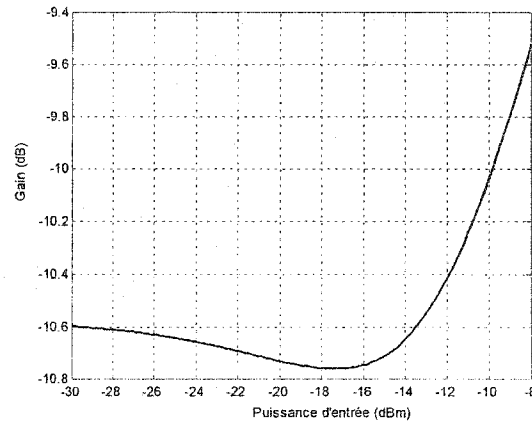
### **3.5.4 Simulation du prototype**

Les résultats des simulations avec le prototype analysé ci-haut sont présentés ci-après.

En considérant que la simulation des paramètres S a déjà été faite pour le premier circuit, nous avons simulé les caractéristiques de gain et de phase.

La caractéristique de gain a d'abord été simulée.

Après plusieurs simulations, nous avons trouvé une valeur pour les polarisations des diodes pour laquelle la caractéristique de gain a la forme présentée à la figure 3.39.



**Figure 3.39.** Caractéristique de gain du circuit de linéarisation simulé

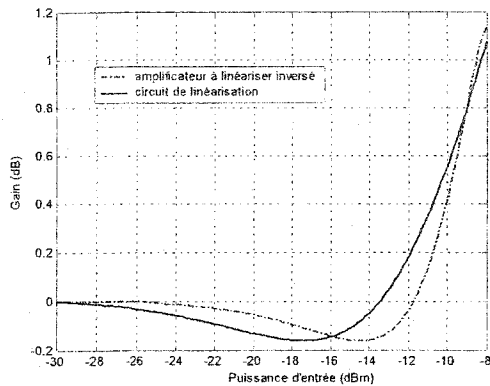
En analysant le graphique de la figure 3.39, nous avons constaté que la caractéristique de gain a deux points d'inflexion et une variation entre -10.6 dB et -9.5 dB. Le point minimum de la caractéristique a été obtenu à la puissance d'entrée de -17.0 dBm et il a une valeur de -10.76 dB.

En vue de déterminer dans quelle mesure la caractéristique de gain peut compenser la caractéristique de l'amplificateur à linéariser, nous avons superposé la caractéristique de gain du circuit de linéarisation avec l'inverse de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser. Le résultat est présenté à la figure 3.40.

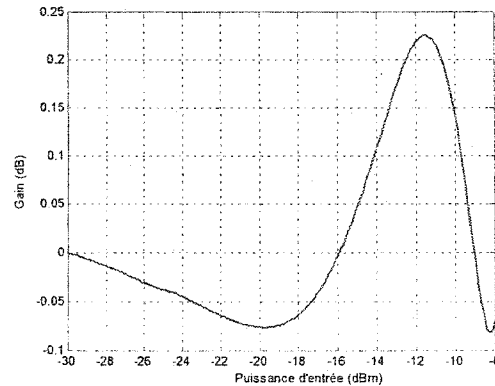
En analysant les deux graphiques de la figure 3.40, nous avons constaté que les deux caractéristiques de gain sont très proches. La caractéristique de gain de notre linéarisateur a une dynamique plus petite avec 0.1 dB.

La différence entre les deux caractéristiques est présentée à la figure 3.41.

En analysant ce résultat, nous avons constaté que la différence entre les deux caractéristiques a une valeur maximum de 0.25 dB. Le résultat est très bon, et aussi très proche du résultat théorique (voir la figure 3.35).

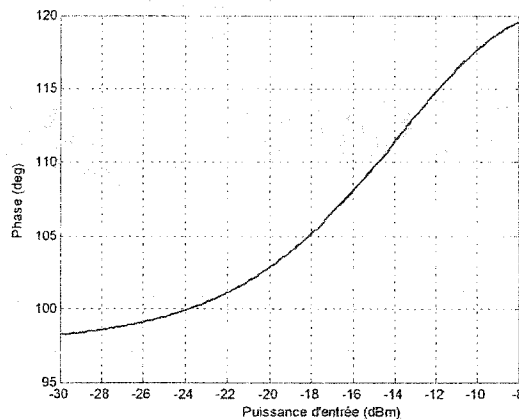


*Figure 3.40. Superposition de la caractéristique de gain du circuit de linéarisation simulé et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*



*Figure 3.41. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour le circuit simulé*

Pour l'analyse de la caractéristique de phase, nous avons cherché à savoir si elle est de type expansion. La caractéristique de phase est présentée à la figure 3.42.

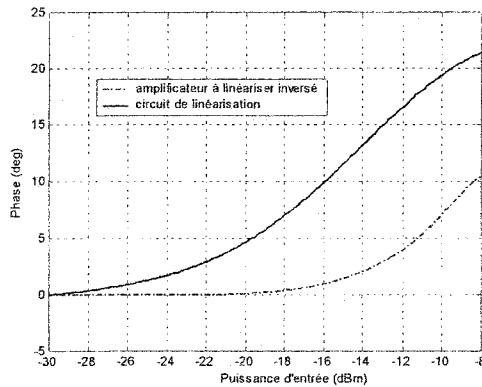


*Figure 3.42. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation simulé*

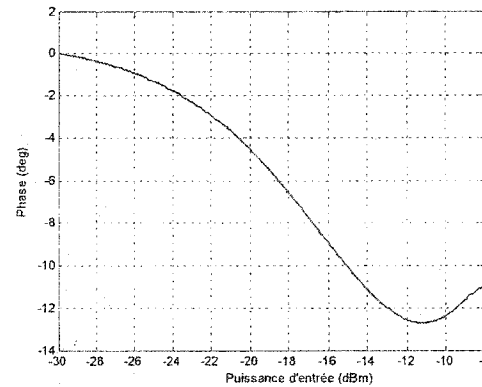
De la même façon que dans le cas de la caractéristique de gain, nous avons superposé la caractéristique de phase du circuit de linéarisation avec l'inverse de la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser en vue de déterminer dans quelle mesure notre caractéristique de phase est bonne.

Le résultat présenté à la figure 3.43 représente la caractéristique de phase du circuit de linéarisation superposée à l'inverse de la caractéristique de phase de l'amplificateur à

linéariser. Ce résultat indique dans quelle mesure notre caractéristique de phase est capable de compenser la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser.



*Figure 3.43. Superposition de la caractéristique de phase du circuit de linéarisation simulé et de l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*



*Figure 3.44. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit simulé*

En analysant les graphiques de la figure 3.43, nous avons constaté que les deux caractéristiques de phase ne sont pas proches, mais que la caractéristique de phase de notre linéarisateur a une dynamique plus grande. La différence entre les deux caractéristiques est présentée à la figure 3.44.

En analysant le résultat, nous avons constaté que notre circuit de linéarisation a changé complètement la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser.

### 3.6 Réalisation du prototype

Le circuit de linéarisation a été conçu et réalisé selon le modèle simulé ci-haut.

Il se compose essentiellement d'un coupleur hybride 90 degrés de type 1A1305-3 de Anaren, de deux doubles diodes Schottky de type HSMS-2822 de Agilent, de deux diodes PIN de type HMPP-3890 de Agilent, et de deux inductances de type 0604HQ de Coilcraft. Les diodes sont polarisées aux tensions  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  à l'aide des lignes micro-ruban de longueur  $\lambda/4$  de 100 Ohms. Nous présentons à la figure 3.45 le dessin du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode.

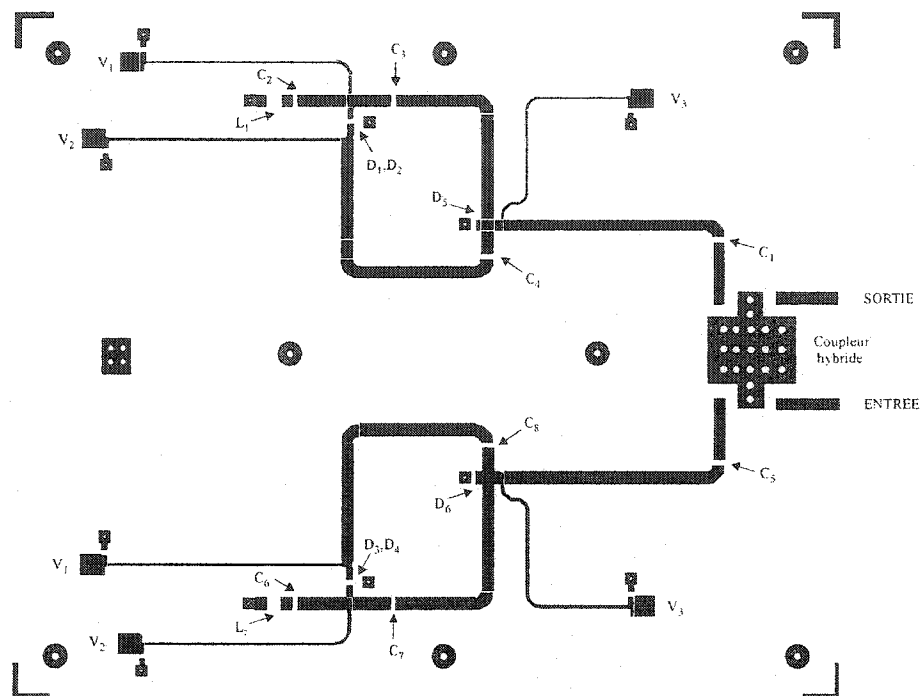


Figure 3.45. Dessin de réalisation

Le circuit pratique est présenté à l'annexe 3.5.

### 3.6.1 Résultats expérimentaux avec le prototype

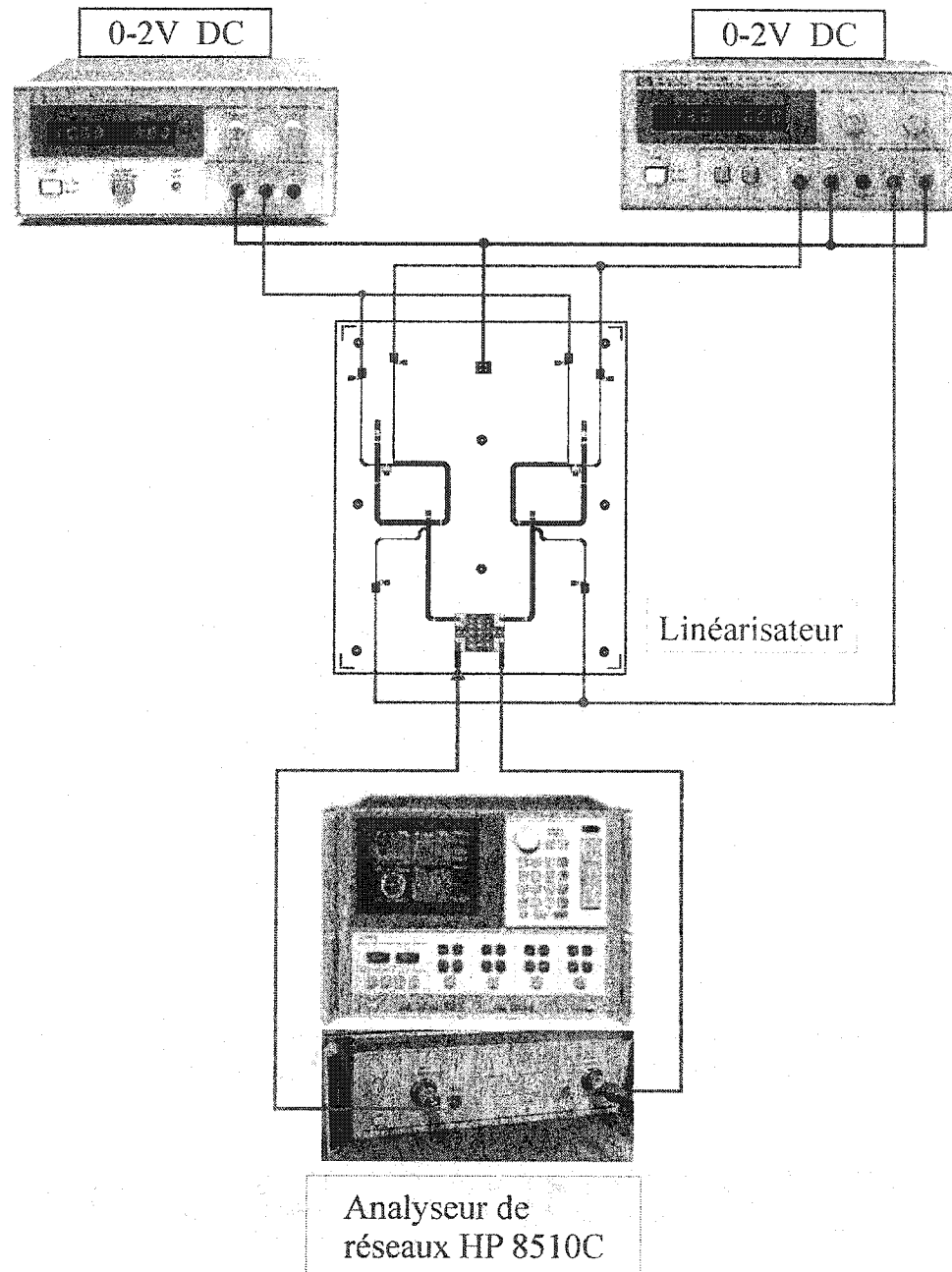
Comme auparavant, des mesures ont été effectuées avec le prototype en vue de prouver l'exactitude de résultats théoriques.

Le dispositif expérimental de mesure est présenté à la figure 3.46. Le dispositif expérimental de mesure est le même que celui utilisé pour caractériser le premier circuit étudié plus haut.

Évidemment, les étapes ont été suivies pour les mesures: d'abord les paramètres  $S$ , ensuite la caractéristique de gain et enfin la caractéristique de phase.

Le circuit a été mesuré à plusieurs tension de polarisation.

Pour les tensions de  $V_1=0.5$  V,  $V_2=0.26$  V et  $V_3=0.88$  V, nous avons obtenu une caractéristique de gain presque identique à la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser.

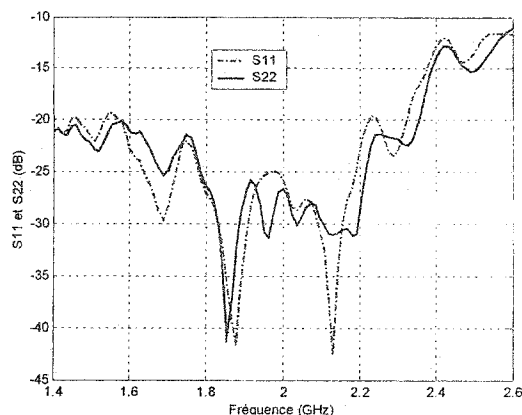


*Figure 3.46. Dispositif expérimental de mesure*

### A. Mesures des paramètres S

Les paramètres S du prototype ont été mesurés dans la bande de fréquences 1.4 GHz à 2.6 GHz. Leurs variations sont présentées à la figure 3.47.



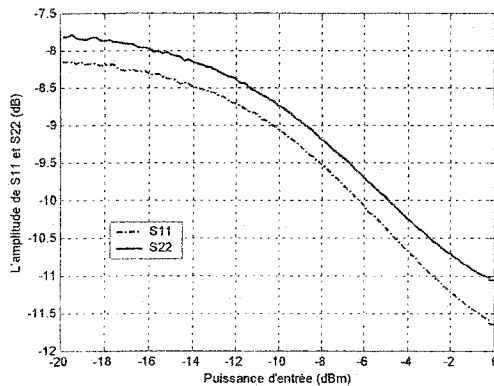


**Figure 3.47.** Variations de  $S_{11}$  et  $S_{22}$  dans la bande de fréquences pour le circuit de linéarisation mesuré

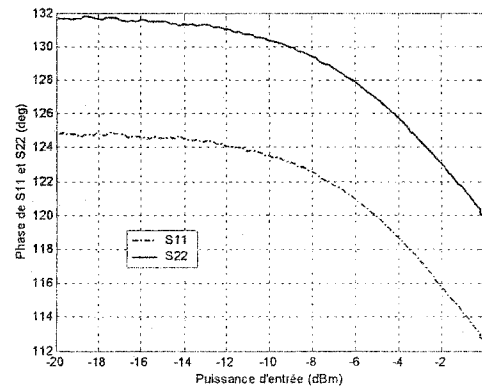
En analysant les graphiques de la figure 3.47, nous avons observé que les valeurs des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont inférieures aux valeurs théoriques (la plus défavorable valeur -15 dB), mais ces valeurs sont très bonnes. Pour le coefficient  $S_{11}$ , la plus petite valeur, soit -11.5 dB, a été obtenue à l'extrémité fin de notre bande de fréquences. La plus petite valeur pour le coefficient  $S_{22}$ , soit -11 dB, a aussi été obtenue à la fin de notre bande de fréquences. Nous avons ensuite mesuré la variation de l'amplitude et de la phase des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  en fonction de la puissance d'entrée. Cette variation est très importante parce qu'elle indique si une mauvaise adaptation à l'entrée influence le bon fonctionnement du circuit. La variation de l'amplitude des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  en fonction de la puissance d'entrée est présentée à la figure 3.48.

En analysant les graphiques de la figure 3.48, nous avons constaté que les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  ont une petite variation quand la puissance d'entrée du circuit change. Pour une variation de la puissance d'entrée située entre -20 dBm et 0 dBm, le coefficient  $S_{11}$  a une variation comprise entre -8.2 dB et -11.7 dB. Pour la même variation de la puissance d'entrée, le coefficient  $S_{22}$  a une variation comprise entre -7.8 dB et -11 dB.

Ces variations sont acceptables et leurs valeurs démontrent avec certitude que le circuit de linéarisation est acceptable adapté à l'entrée et à la sortie. De la même façon qu'auparavant, nous avons mesuré la variation de la phase des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  avec la variation de la puissance à l'entrée. Cette variation est présentée à la figure 3.49.



**Figure 3.48.** Variation de l'amplitude des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  avec la puissance d'entrée



**Figure 3.49.** Variation de la phase des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  avec la puissance d'entrée

En analysant les deux graphiques de la figure 3.49, nous avons constaté que la phase a aussi une variation acceptable. Pour le coefficient  $S_{11}$ , la variation est comprise entre 125 et 115 degrés, tandis que pour le coefficient  $S_{22}$  elle se situe entre 132 et 120 degrés. En particulier, nous avons constaté que la phase décroît en fonction de la puissance d'entrée.

## B. Mesures de gain et de phase

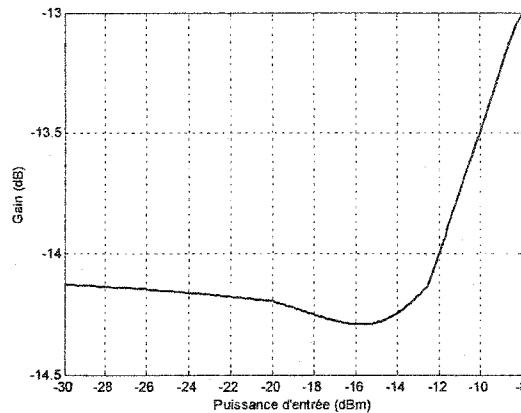
Après avoir mesuré les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$ , nous avons procédé à la mesure des caractéristiques de gain et de phase du circuit de linéarisation.

Par la suite, nous avons mesuré avec l'analyseur de réseau l'amplitude et la phase du coefficient  $S_{21}$  quand la puissance d'entrée change. Avec les valeurs mesurées, nous avons tracé les deux caractéristiques.

La variation de la caractéristique de gain mesuré est présentée à la figure 3.50.

En analysant le graphique de la figure 3.50, nous avons constaté que notre circuit a une caractéristique de gain avec deux points d'inflexion et une variation comprise entre -14.13 dB et -13.01 dB.

Le point minimum de la caractéristique a été obtenu à la puissance d'entrée de -15.69 dBm et il a une valeur de -14.3 dB.



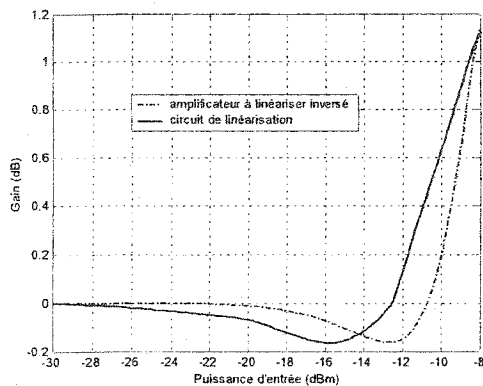
*Figure 3.50. Caractéristique de gain du circuit de linéarisation mesuré*

Dans l'analyse de la caractéristique de gain, après normalisation, nous avons considéré les mêmes zones de la caractéristique de gain que lors des autres analyses:

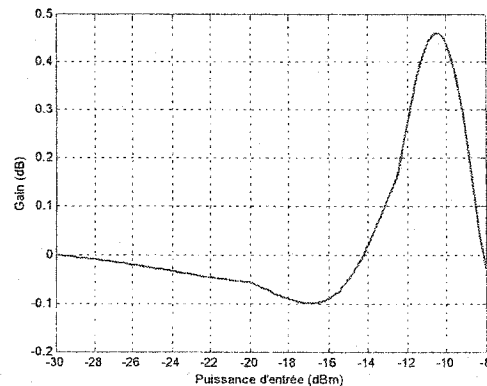
- 1) la dynamique de la compression (la différence entre 0 dB et la valeur la plus basse de la caractéristique de gain). Sur le graphique, cette valeur correspond à -0.16 dB;
- 2) la dynamique de l'expansion (la différence entre 0 dB et la valeur la plus haute de la caractéristique de gain). Sur le graphique, cette valeur correspond à 1.12 dB;
- 3) la dynamique totale de la caractéristique (la différence entre la valeur la plus basse et la valeur la plus haute de la caractéristique de gain). Sur le graphique, cette valeur correspond à 1.28 dB.

Pour déterminer dans quelle mesure la caractéristique de gain mesuré du circuit de linéarisation va compenser la caractéristique de gain mesuré de l'amplificateur de puissance à linéariser, nous avons superposé les deux caractéristiques. Le résultat est présenté à la figure 3.51.

En analysant les deux graphiques de la figure 3.51, nous avons constaté que les deux caractéristiques de gain sont très proches. La caractéristique de gain de notre linéarisateur est presque identique à la dynamique de l'amplificateur à linéariser si nous considérons seulement le point maximum.



*Figure 3.51. Superposition de la caractéristique de gain du circuit de linéarisation mesuré et l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*



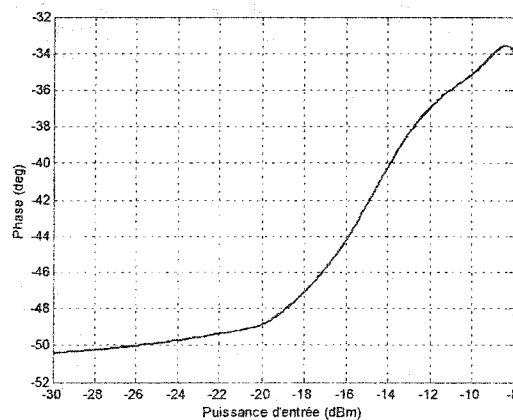
*Figure 3.52. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de gain pour le circuit mesuré*

Les points minimums ont été obtenus à deux puissances d'entrée différente -15.7 dBm pour notre linéarisateur et pour -12.7 dBm pour l'amplificateur à linéariser. La différence entre les deux caractéristiques est présentée à la figure 3.52.

En analysant le graphique de la figure 3.52, nous avons constaté que la différence entre les deux caractéristiques a une variation maximum de 0.45 dB.

Cette valeur est inférieure à la valeur maximale de la caractéristique de gain de l'amplificateur à linéariser qui est de 1.3 dB. Ce résultat est très bon.

La caractéristique de phase mesurée du circuit de linéarisation est de type expansion. Cette caractéristique de phase est présentée à la figure 3.53.



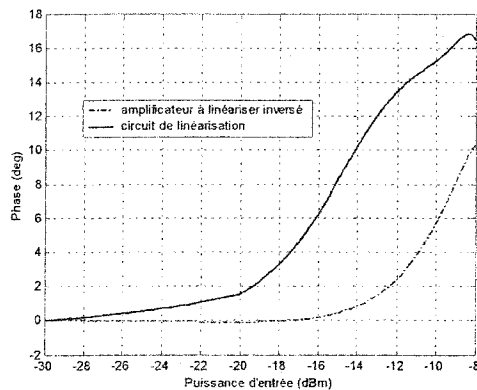
*Figure 3.53. Caractéristique de phase du circuit de linéarisation mesuré*

En analysant le graphique présenté à la figure 3.53, nous avons constaté que ce circuit a une variation de phase comprise entre -50.42 et -34 degrés.

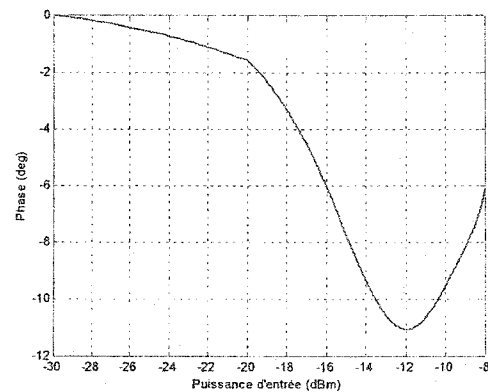
De la même façon que pour la caractéristique de gain, nous avons superposé la caractéristique de phase du circuit de linéarisation à l'inverse de la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser pour déterminer dans quelle mesure la caractéristique de phase de notre circuit de linéarisation peut compenser la caractéristique de phase de l'amplificateur. Le résultat est présenté à la figure 3.54.

En analysant les graphiques de la figure 3.54, nous avons constaté que les deux caractéristiques de phase ne sont pas proches. La caractéristique de phase de notre linéarisateur a une dynamique supérieure. La différence entre les deux caractéristiques est présentée à la figure 3.55.

En analysant le résultat présenté à la figure 3.55, nous avons constaté que notre circuit de linéarisation a changé complètement la caractéristique de phase de l'amplificateur à linéariser dans l'autre sens avec 11 degrés.



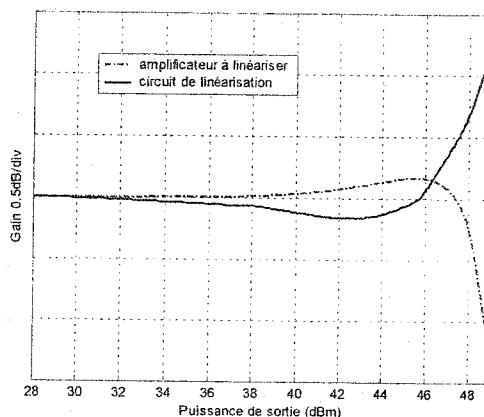
*Figure 3.54. Superposition de la caractéristique de phase du circuit de linéarisation mesuré et l'inverse de celle de l'amplificateur à linéariser*



*Figure 3.55. Résultat de la linéarisation de la caractéristique de phase pour le circuit mesuré*

### C. Résultat final

Pour avoir une meilleure représentation du fonctionnement du circuit de linéarisation, nous avons tracé sur le même graphique les caractéristiques de gain de l'amplificateur à linéariser et du circuit de linéarisation mesuré (voir la figure 2.56).



*Figure 3.56. Les caractéristiques de gain mesurées*

En analysant les graphiques de la figure 3.56, nous avons constaté que les deux courbes sont dans une opposition presque parfaite. Ce résultat est très bon.

La conclusion est la même que pour le premier circuit de linéarisation étudié plus haut. Nous avons donc obtenu un circuit de linéarisation avec la caractéristique de gain symétriquement opposée à celle de l'amplificateur à linéariser.

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les étapes parcourues dans la conception du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode. Nous avons aussi expliqué les principaux mécanismes qui sont à la base du fonctionnement de ce circuit. Nous avons présenté les performances en linéarisation de ce développement du circuit. En conclusion, nous avons prouvé théoriquement que l'architecture du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode est capable de linéariser les amplificateurs à état solide, avec la caractéristique de gain de type expansion compression, et avec deux points d'inflexion.

Dans ce chapitre, nous avons aussi expliqué les étapes parcourues en vue de construire le prototype. Nous avons présenté les principaux problèmes qui ont été résolus pendant cette étape de notre travail. Le prototype a été réalisé et testé.

Avec les résultats mesurés, nous avons prouvé que l'architecture du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode a une caractéristique de gain de type expansion-compression avec deux points d'inflexion. Comme pour le premier circuit de linéarisation avec les diodes en parallèle et en polarisation le résultat nous a donné une indication claire aussi que ce circuit de linéarisation serait capable de linéariser des amplificateurs à état solide, qui aurait une caractéristique de gain à deux points d'inflexion.

## CHAPITRE IV

### Conception et mesures des systèmes de linéarisation

#### Introduction

En vue d'évaluer les performances des circuits de linéarisation présentés dans les chapitres antérieurs, nous avons conçu dans le laboratoire pour chaque circuit un système de linéarisation et puis un système de mesure. Ce chapitre présente les résultats des mesures obtenues avec les deux circuits de linéarisation.

Nous avons choisi la méthode de mesure à deux porteuses pour démontrer les performances des circuits de linéarisation en ce qui concerne les améliorations de non-linéarités.

Nous commencerons avec la description du système de linéarisation par la méthode de prédistorsion, ensuite nous évaluerons qualitativement les performances de linéarité des systèmes en utilisant une source à une seule porteuse et enfin nous présenterons les mesures à deux porteuses.

Pour chaque type de mesure, et chaque circuit de linéarisation, nous présenterons tout d'abord les caractéristiques de l'amplificateur de puissance à linéariser, ensuite nous continuerons avec les caractéristiques mesurées pour l'amplificateur de puissance avec le circuit de linéarisation et enfin nous comparerons les résultats.

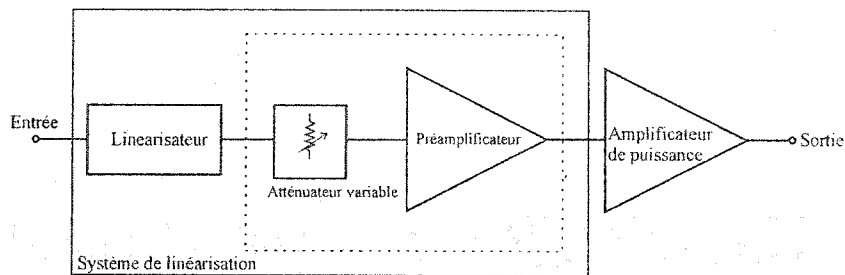
#### 4.1 Conception et principe de fonctionnement du système de linéarisation

Le principe de la linéarisation par la méthode prédistorsion RF adaptative a été présenté en bref dans le chapitre I de ce mémoire. Nous avons précisé déjà que cette méthode est utilisée dans le cas où les non-linéarités d'amplitude et de phase de l'amplificateur à



linéariser sont très bien connues. Dans notre cas, cette condition est accomplie, parce que nous sommes partis dans la conception des nos circuits de linéarisation en utilisant les courbes mesurées d'un amplificateur de puissance à l'état solide (voir les figures 2.19 et 2.20).

Le schéma de principe du système de linéarisation est présenté sur la figure 4.1.



*Figure 4.1. Système de linéarisation par méthode de prédistorsion adaptative*

Nous avons prouvé dans les chapitres antérieurs, que les caractéristiques de gain et de phase mesurés, pour les deux circuits de linéarisation qui sont l'objet de ce mémoire, sont les inverses des caractéristiques de l'amplificateur à linéariser. Les caractéristiques de l'amplificateur à linéariser et des circuits de linéarisation n'ont pas la même amplitude et phase, quand ils sont stimulés seuls avec la même puissance à l'entrée. Pour pouvoir stimuler l'amplificateur à linéariser à l'entrée avec la puissance pour laquelle il a été mesuré seul, il est nécessaire d'utiliser des circuits intermédiaires, comme le montre la figure 4.1. L'ensemble atténuateur variable-préamplificateur assurera à l'entrée de l'amplificateur de puissance à l'état solide à linéariser, la même puissance d'entrée, comme dans le cas dans lequel l'amplificateur travaillerait tout seul. Dans ce cas les deux circuits, système de linéarisation et amplificateur de puissance à linéariser, travailleront chacun en ayant à l'entrée la puissance requise.

À la sortie du système de mesure, le résultat est une diminution des intermodulation de 3<sup>ème</sup> et 5<sup>ème</sup> ordre dans une certaine proportion. La mesure dans laquelle les systèmes de linéarisation sont capables de diminuer les non-linéarités de l'amplificateur de puissance à linéariser est démontrée ci-après.

Nous avons utilisé dans nos systèmes de mesure comme amplificateur de puissance à linéariser un amplificateur de type ZHL-4240 de compagnie Mini Circuits (voir l'annexe 4.1).

#### **4.2. Mesure du système de linéarisation conçu avec le circuit à six diodes en parallèle et en polarisation directe**

Nous avons mesuré d'abord ce système en utilisant une seule porteuse, et puis le système a été mesuré avec deux porteuses.

##### **4.2.1 Mesures avec une seule porteuse**

Le système de mesure pour la première topologie de circuit de linéarisation est présenté à la figure 4.2. Nous avons utilisé dans le système de linéarisation un atténuateur variable avec une caractéristique parabolique en fonction de fréquence de type 6-9717-20S de la compagnie Ara. Inc. Le préamplificateur est une cascade de deux amplificateurs intégrés de type ERA-2 et ERA-3SM (voir l'annexe 4.2). Le système de mesure contient aussi les sources de l'alimentation, l'analyseur de réseaux de type HP 8510C, un puissance mètre de type 4532 RF de la compagnie Boonton, un coupleur directionnel de 20 dB de type A3202 de la compagnie Atlantic Microwave, et la charge de type PE7018 de la compagnie Pasternack Enterprises nécessaire pour la réduction de puissance à l'entrée du puissance mètre.

L'analyseur de réseau a été utilisé comme source de puissance à l'entrée. Nous avons varié la puissance d'entrée de -31 dBm à 0 dBm.

Nous avons mesuré le système à la fréquence de 2.0 GHz et puis nous avons choisi une autre fréquence pour démontrer que le circuit de linéarisation est capable de travailler dans une large bande de fréquences. Nous avons obtenu des résultats acceptables en ce qui concerne l'amélioration des performances des non-linéarités.

En utilisant le système de mesure présenté en haut nous avons mesuré d'abord l'amplificateur ZHL-4240 seul à la fréquence de 2.0 GHz.

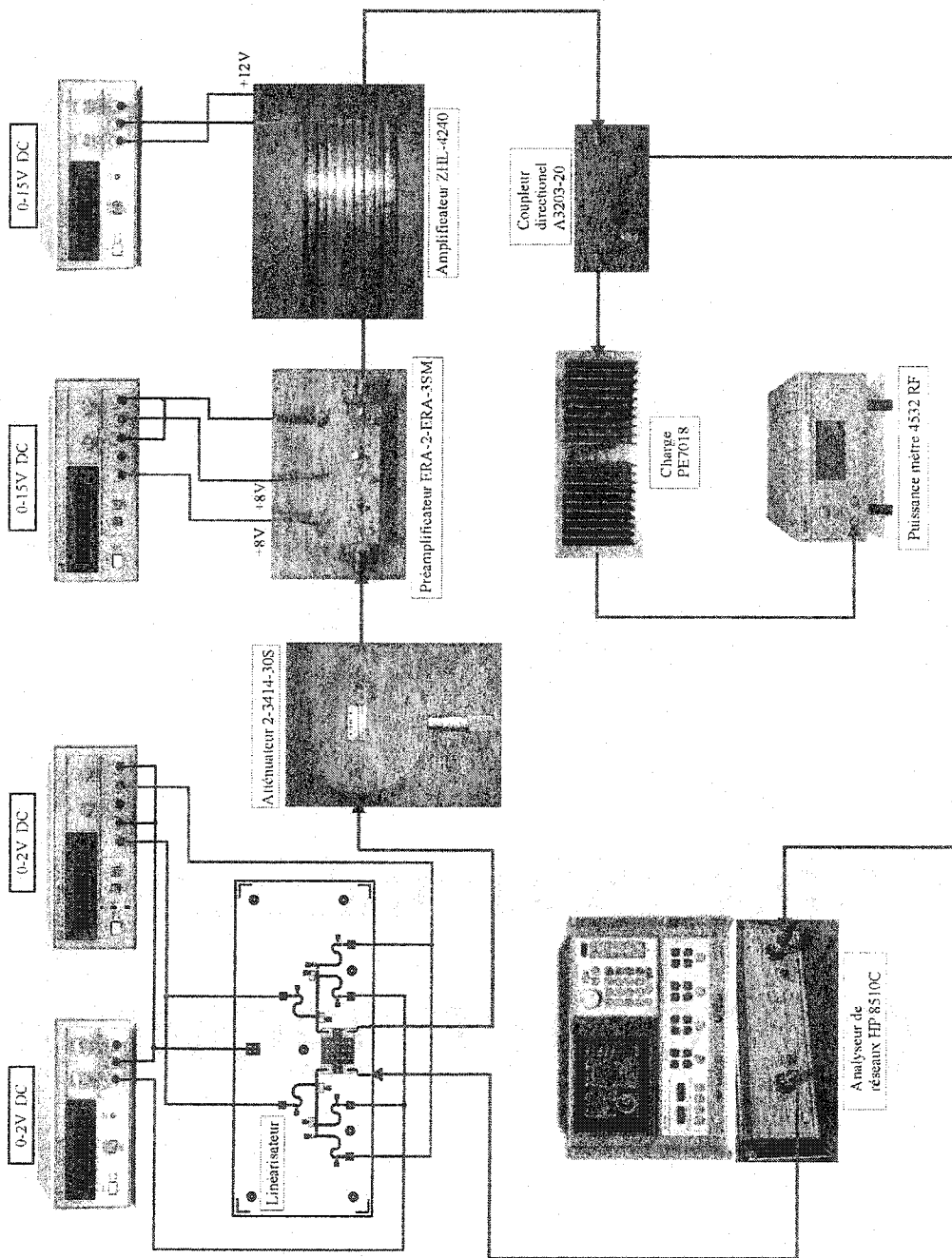
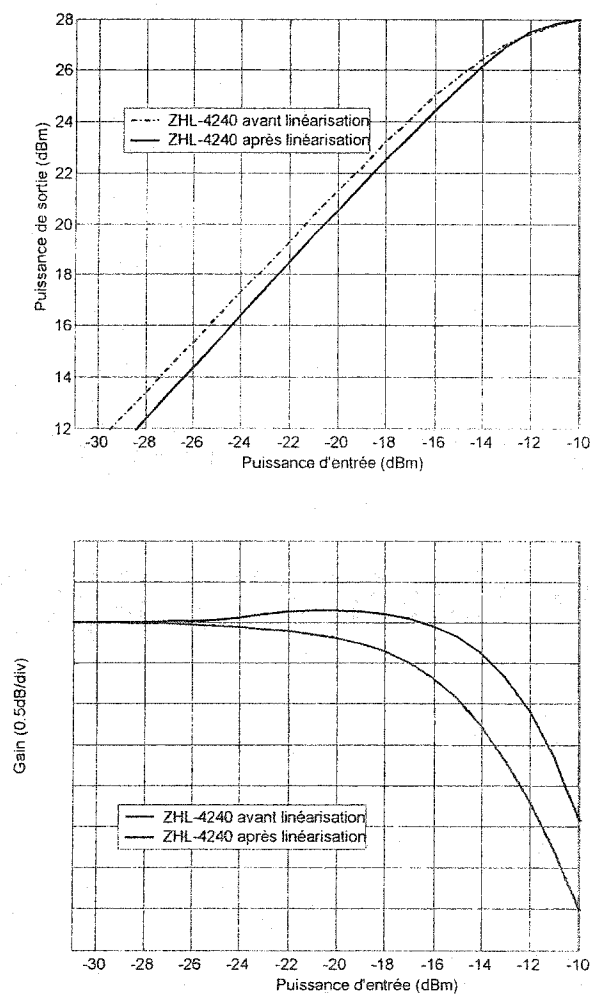


Figure 4.2. Système de mesure à une porteuse avec le circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe

Nous avons obtenu les caractéristiques de transfert avant linéarisation présentées à la figure 4.3. Sur la caractéristique puissance de sortie vs. la puissance d'entrée, la détermination avec précision du point de saturation est très difficile parce que sa variation est de type exponentielle dans la région non-linéaire. Un bon indicateur en vue de démontrer les performances de linéarisation est le point de compression 1 dB du gain [10], [11]. Idéalement, le point de compression 1 dB est localisé à 1 dB en puissance d'entrée au-delà de la saturation.



*Figure 4.3. Caractéristiques de transfert de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation à la fréquence de 2.0 GHz*

Évidemment, le changement au point de compression de 1 dB n'est pas dans ce cas-ci aussi grand que pour des amplificateurs de non linéarité plus grande, mais l'avantage

peut encore être substantiel. En tenant compte de ces précisions nous avons trouvé le point de saturation de l'amplificateur ZHL-4240 avant linéarisation.

Nous avons mesuré ensuite le circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe à la puissance de saturation de l'amplificateur ZHL-4240. En changeant les points de polarisation des diodes, nous avons obtenu une expansion maximale de la caractéristique de transfert puissance de sortie vs. la puissance d'entrée dans le même point où l'amplificateur de puissance a atteint sa saturation.

En utilisant le système de linéarisation connecté à l'entrée de l'amplificateur de puissance nous avons essayé de trouver le même point de saturation comme auparavant pour l'amplificateur ZHL-4240 avant linéarisation.

En raison de ce défi, nous avons varié l'atténuateur variable jusqu'au moment où nous avons obtenu le même point de saturation à la sortie de système de mesure.

Le préamplificateur introduira toujours une amplification constante parce qu'il travaille à basse puissance, donc dans sa région linéaire. Nous pouvons préciser que le préamplificateur a un gain approximatif de 24 dB.

Les caractéristiques de transfert après linéarisation sont présentées aussi à la figure 4.3.

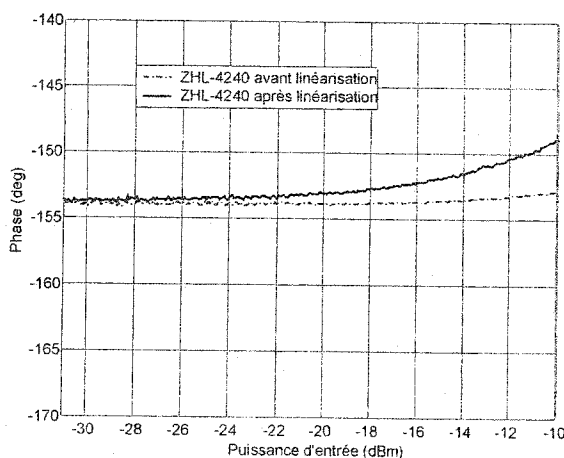
En analysant les graphiques de la figure 4.3. nous pouvons observer la réponse corrigée correspondante aux processus de linéarisation.

Sur les caractéristiques de gain nous pouvons trouver que la compression de l'amplificateur ZHL-4240 avant linéarisation est égale à l'expansion après linéarisation.

La séparation entre le point de compression à 1 dB et la puissance de saturation est un bon indice de la performance de linéarisation [10], [11]. Idéalement le point de compression à 1 dB est localisé à 1 dB dans la puissance d'entrée autour de la saturation.

Sur la figure 4.3 nous pouvons observer que la séparation se trouve à 1.5 dB.

À la figure 4.4 sont présentées les caractéristiques de phase avant et après linéarisation de l'amplificateur ZHL-4240. En analysant ces graphiques nous avons constaté qu'après linéarisation la phase est restée presque constante. Ce résultat conforme aux performances présentées dans la littérature.



*Figure 4.4. Caractéristiques de phase de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation à la fréquence de 2.0 GHz*

#### 4.2.2 Mesures avec deux porteuses

Cette méthode consiste en l'application à l'entrée du système des deux signaux à deux fréquences rapprochées avec la même puissance. Pour nos simulations de base, nous avons choisi les fréquences  $f_1=1.995$  GHz et  $f_2=2.005$  GHz. Les deux fréquences vont se mélanger et les produits d'intermodulation vont apparaître quand l'amplificateur travaille dans la région non-linéaire. Le système de mesure est présenté sur la figure 4.5. Deux générateurs de signaux de type ESG3000A, de la compagnie Agilent, ont été utilisés comme sources de puissance d'entrée. Les deux signaux d'entrée sont mélangés en utilisant un coupleur Wilkinson type 416260 de la compagnie Anaren. Les deux porteuses et les intermodulations de 3<sup>ème</sup> et de 5<sup>ème</sup> ordre sont visualisées sur un analyseur de spectre de type HP 8563. Les autres composants du système de mesure sont identiques à ceux du système de mesure à une seule porteuse.

En utilisant le système de mesure présenté en haut nous avons mesuré d'abord l'amplificateur ZHL-4240 seul à la fréquence de 2.0 GHz. Nous avons d'abord mesuré l'amplificateur de puissance. Pendant les mesures à deux porteuses, nous avons gardé les mêmes conditions de mesures pour l'amplificateur qu'auparavant à une seule porteuse.

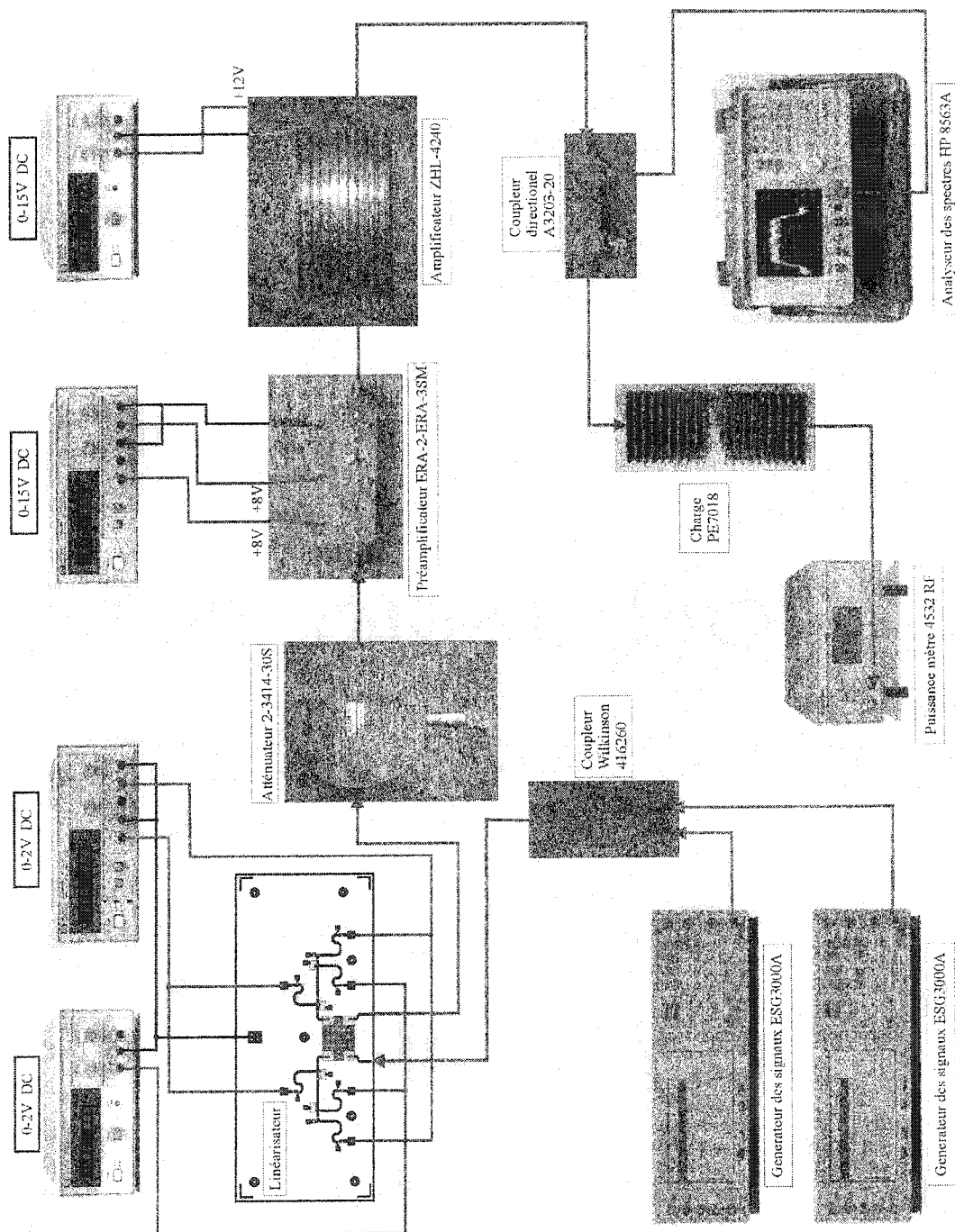
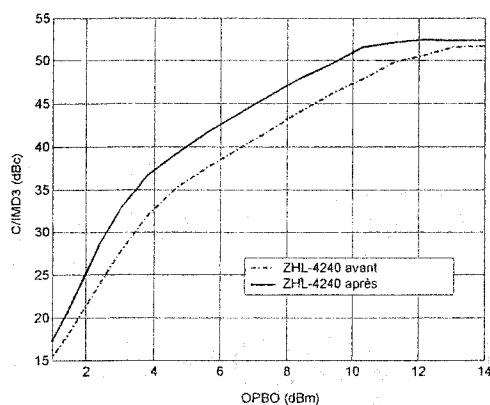


Figure 4.5. Système de mesure à deux portees avec le circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe

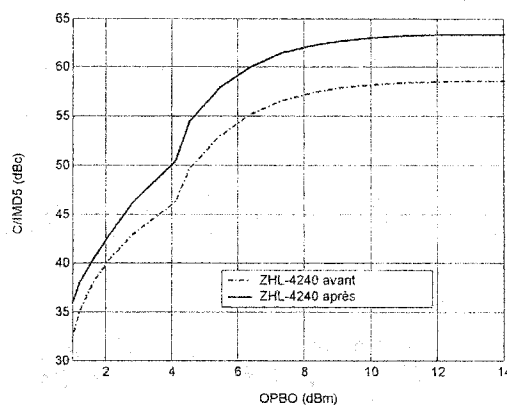
Nous avons évidemment obtenu un point de saturation de l'amplificateur à linéariser, à une puissance de sortie d'une valeur inférieure par rapport à la puissance de sortie obtenue quand l'amplificateur travaille à une seule porteuse.

Par rapport au point de saturation obtenu, nous avons essayé de trouver pour quelle valeur du retrait en puissance à la sortie (*OPBO* -output back off) il est possible de trouver le meilleur rapport porteuse à intermodulation de 3<sup>ème</sup> ordre  $C/IMD_3$  et de 5<sup>ème</sup> ordre  $C/IMD_5$ .

La variation du rapport  $C/IMD_3$  avec la variation du retrait en puissance à la sortie *OPBO* pour l'amplificateur de puissance ZHL-4240 avant linéarisation est présenté à la figure 4.6.



**Figure 4.6.** Caractéristiques des rapports  $C/IMD_3$  vs. *OPBO* de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$  GHz)



**Figure 4.7.** Caractéristiques des rapports  $C/IMD_5$  vs. *OPBO* de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$  GHz)

En gardant le même principe nous avons obtenu la variation du rapport  $C/IMD_5$ .

La variation du rapport  $C/IMD_5$  avec la variation du retrait en puissance à la sortie *OPBO* pour l'amplificateur de puissance ZHL-4240 avant linéarisation est présenté à la figure 4.7.

En utilisant le système de mesure présenté ci-haut, nous avons obtenu les variations de rapport  $C/IMD$  pour l'amplificateur de puissance après linéarisation. Pendant les mesures nous avons gardé les mêmes points de polarisation pour les diodes du circuit de



linéarisation et évidemment la même atténuation dans le système de linéarisation. Nous avons déjà précisé que le préamplificateur a un gain constant.

Les variations des rapports  $C/IMD_3$  et  $C/IMD_5$  en fonction des retraits en puissance à la sortie *OPBO* pour l'amplificateur de puissance ZHL-4240 après linéarisation sont présentés aux figures 4.6 et 4.7.

En analysant les graphiques obtenus nous avons observé que le meilleur rapport  $C/IMD_3$  a été obtenu pour la valeur de retrait en puissance à la sortie *OPBO* de 4.5 dBm.

Les valeurs obtenues pour la deuxième porteuse, représenté sur les graphiques aux figures 4.6 et 4.7 sont:  $C/IMD_3=4.01$  dBc, et  $C/IMD_5=4.18$  dBc.

Les résultats obtenus sont acceptables en tenant compte que l'amplificateur de puissance à linéariser de type ZHL-4240 est lui-même un amplificateur très linéaire, avec un rapport  $C/IMD$  très élevé.

Les performances en ce qui concerne la réduction des intermodulations sont mieux définies en utilisant les graphiques superposés du spectre de l'amplificateur à lineariser avant et après linearisation en fonction de la fréquence, pour une valeur du retrait en puissance à la sortie.

Les spectres de sortie mesurée de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation pour deux porteuses et pour un retrait en puissance à la sortie de 4.5 dBm sont présentés à la figure 4.8.

En analysant les graphiques nous avons observé que les améliorations pour la première porteuse sont:  $C/IMD_3=2.83$  dBc et  $C/IMD_5=4.17$ dBc. Pour la deuxième porteuse les améliorations sont:  $C/IMD_3=4.01$  dBc,  $C/IMD_5=4.18$ dBc. Évidemment ces graphiques sont en concordance avec ceux présentés ci-haut aux figures 4.6 et 4.7.

Nous avons aussi mesuré notre système à la fréquence de 1.6305 GHz en vue de démontrer que le circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe est capable de travailler aussi bien à plusieurs fréquences.

Nous avons fait toutes les mesures à deux porteuses comme celles présentées en haut.

Dans ce cas, les spectres de sortie de l'amplificateur ZHL-4240 mesurés avant et après linéarisation pour deux porteuses à un retrait en puissance à la sortie de 5.5 dBm

sont présentés à la figure 4.9.

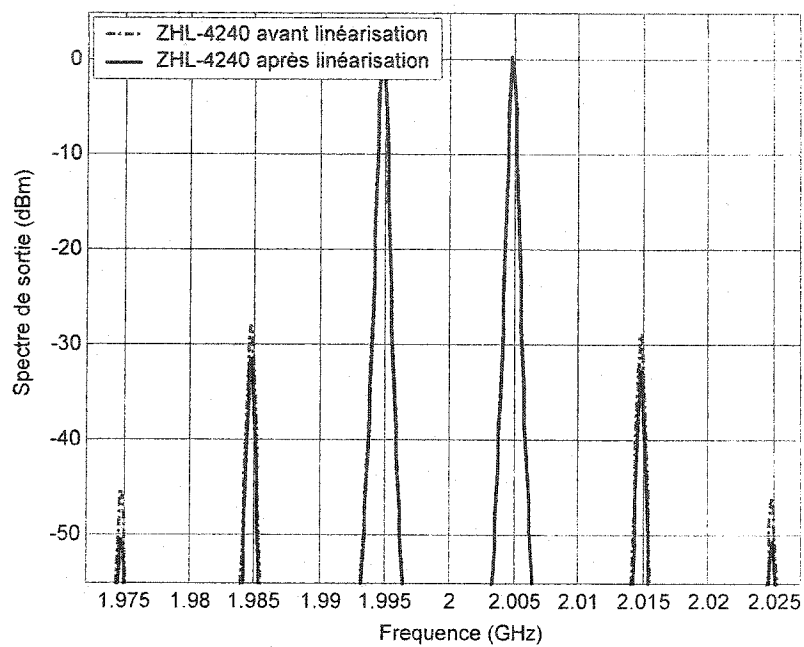


Figure 4.8. Amélioration de  $C/IMD$  à deux porteuses pour une OPBO de 4.5 dB

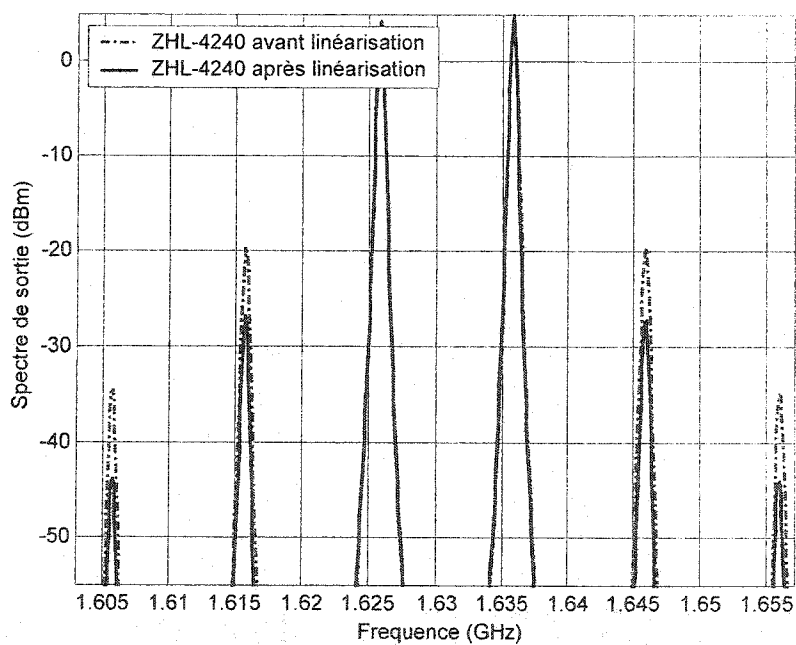


Figure 4.9. Amélioration de  $C/IMD$  à deux porteuses pour une OPBO de 5.5 dB

Comme auparavant en analysant les graphiques nous avons observé que les améliorations pour la première porteuse sont:  $C/IMD_3=6.83$  dBc,  $C/IMD_5=9$  dBc. Pour la deuxième porteuse les améliorations sont:  $C/IMD_3=6.5$  dBc,  $C/IMD_5=8.18$  dBc.

En regardant les valeurs obtenues nous pouvons dire que le système de linéarisation fonctionne bien mieux à une fréquence inférieure à 2.0 GHz. Cette appréciation est partielle parce que les valeurs présentées ci-haut ont été obtenues pour un retrait en puissance à la sortie supérieur par rapport aux mesures effectuées à la fréquence de 2.0 GHz.

En regardant les valeurs obtenues par mesure avec le premier circuit de linéarisation a six diodes en parallèle et en polarisation directe avec un système de mesure à deux porteuses, nous pouvons dire qu'elles sont acceptables, et qu'elles correspondent avec les résultats présentés dans la littérature.

#### **4.3. Mesure du système de linéarisation conçu avec le circuit avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode**

Nous avons commencé avec les mesures à une seule porteuse, comme auparavant avec le premier circuit de linéarisation.

##### **4.3.1 Mesures avec une seule porteuse**

Le système de mesure pour la deuxième topologie de circuit de linéarisation est présenté à la figure 4.10. Ce système de mesure est identique avec le système de mesure utilisé pour la première topologie de circuit de linéarisation, donc une nouvelle description n'est pas nécessaire. La seule différence entre les deux systèmes est le circuit de linéarisation lui-même.

Nous avons gardé pendant les mesures les mêmes conditions qu'auparavant pour le premier circuit de linéarisation. C'est à dire les mesures ont été faites à la fréquence de 2.0 GHz et la puissance à l'entrée a été variée de -31 dBm a 0 dBm.

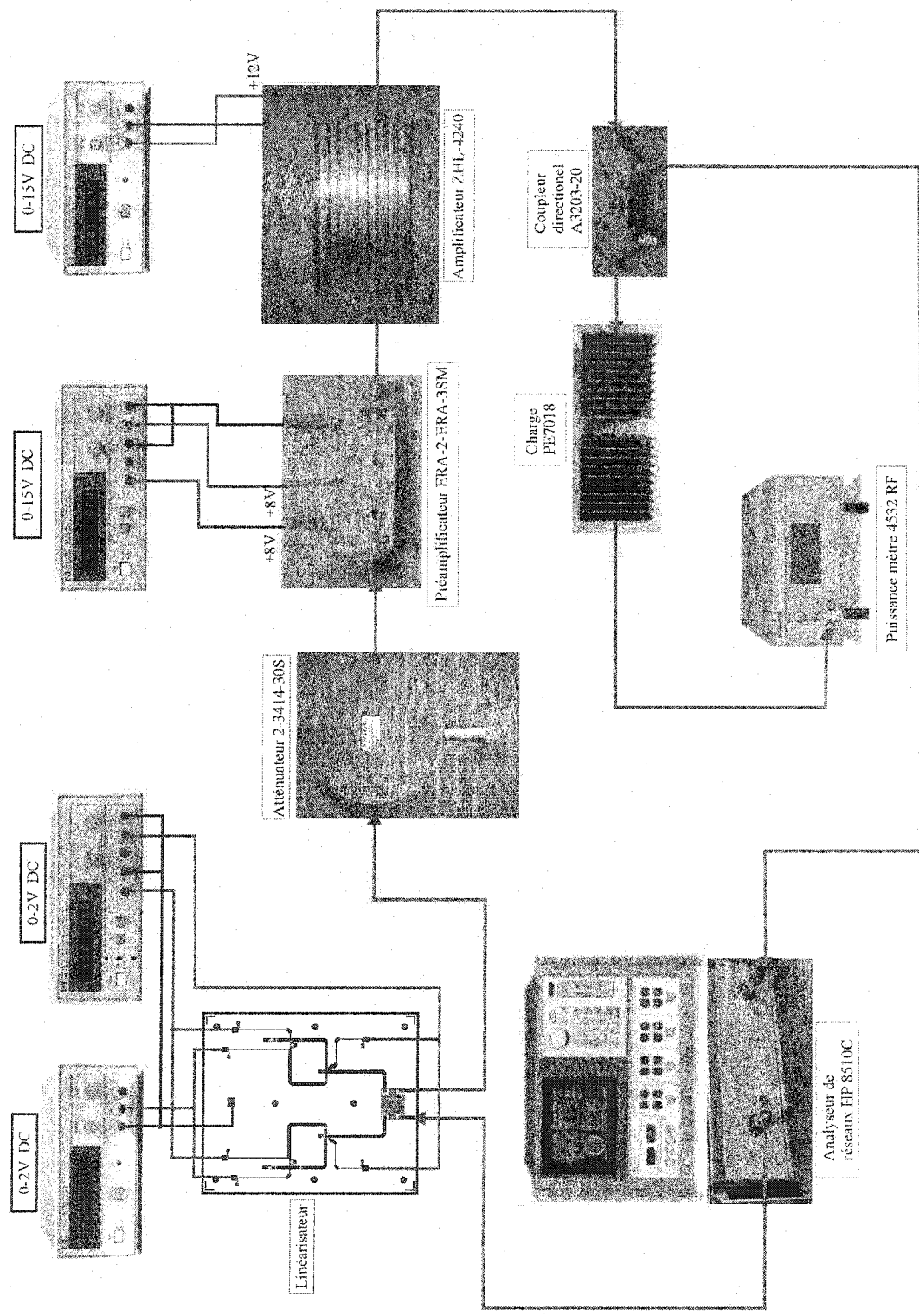
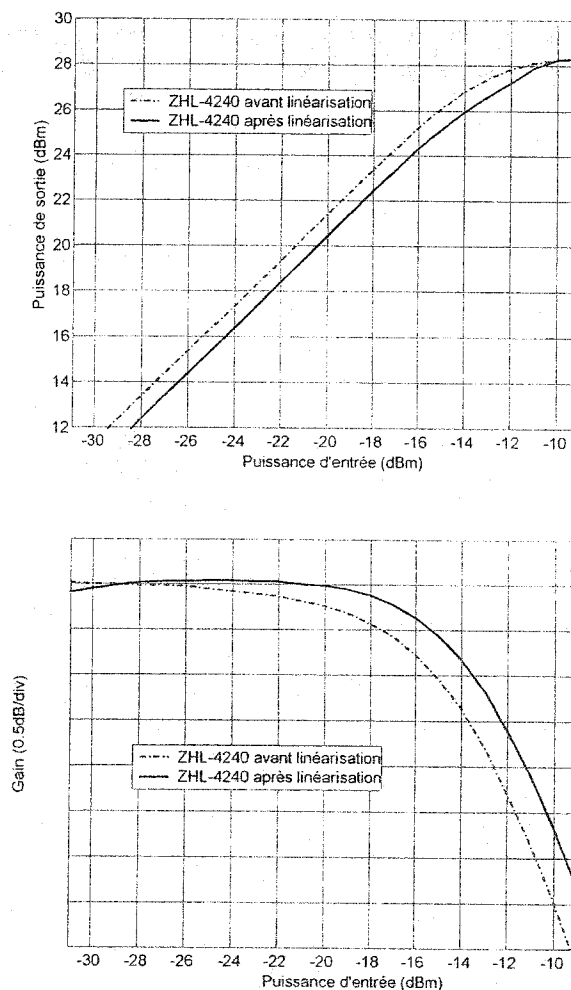


Figure 4.10. Système de mesure à une porteuse en connexion Schottky en connexion anode à cathode

Les résultats obtenus avec la deuxième topologie du circuit de linéarisation sont aussi acceptables en ce qui concerne les performances d'amélioration des non-linéarités.

L'amplificateur de puissance ZHL-4240 a été mesuré tout seul quand nous avons effectué les mesures pour la première topologie de circuit de linéarisation. Nous avons donc utilisé ces résultats pour la comparaison avec les résultats mesurés pour le système de mesure conçu avec la deuxième topologie.

Les caractéristiques de transfert avant linéarisation sont présentées à la figure 4.11.



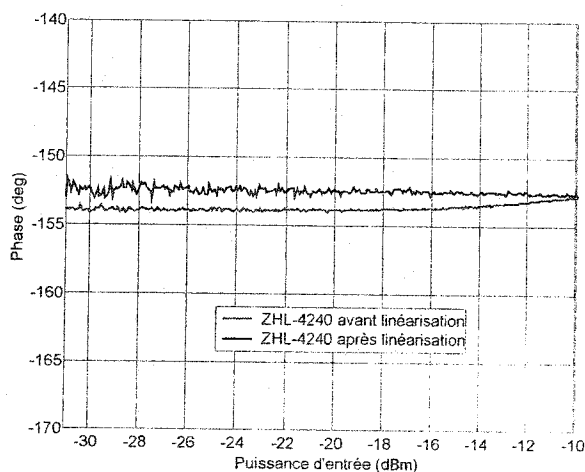
*Figure 4.11. Caractéristiques de transfert de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation à la fréquence de 2.0 GHz*

Nous avons ensuite mesuré le circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode à la puissance de saturation de l'amplificateur ZHL-4240 en

changeant les points de polarisation des diodes. Nous avons ainsi obtenu à la puissance pour laquelle l'amplificateur a atteint sa saturation, une expansion maximale de la caractéristique de transfert puissance de sortie vs. la puissance d'entrée pour le circuit de linéarisation.

Nous avons continué les mesures avec le deuxième système de mesure. Évidemment le point de saturation qui correspond au point de saturation de l'amplificateur à linéariser a été obtenu pour une autre valeur de l'atténuation. Le préamplificateur a toujours le même gain. Les caractéristiques de transfert après linéarisation sont présentées à la figure 4.11.

Le résultat obtenu est aussi bon pour la deuxième topologie de circuit de linéarisation. En analysant les deux graphiques superposés, il est facile de constater que la compression dans la caractéristique de gain avant linéarisation est égale à l'expansion de la caractéristique de gain après linéarisation. Sur la figure 4.11 nous pouvons observer que la séparation entre le point de compression à 1 dB et la puissance de saturation se trouve à 2 dB.



*Figure 4.12. Caractéristiques de phase de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$  GHz)*

À la figure 4.12 sont présentées les caractéristiques de phase avant et après linéarisation de l'amplificateur ZHL-4240. En analysant ces graphiques, nous avons constaté

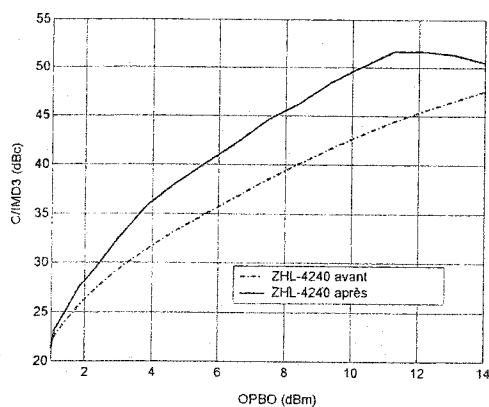
qu'après linéarisation la phase est également restée quasiment constante comme c'était le cas auparavant pour le premier circuit de linéarisation.

#### 4.3.2. Mesures avec deux porteuses

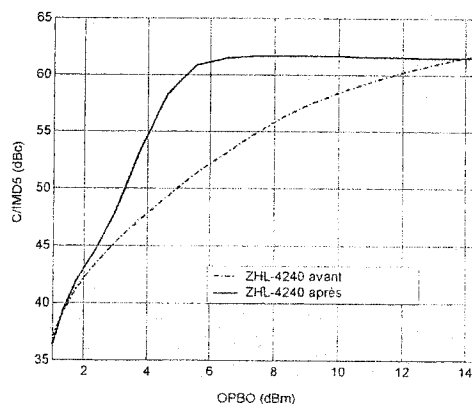
Le système de mesure utilisé pour le deuxième circuit est présenté à la figure 4.13.

Toutes les explications qui ont été données pour la première topologie avec les diodes en parallèle sont valables pour les mesures avec deux porteuses effectuées avec le deuxième circuit de linéarisation.

Ainsi, nous prévoyons les mêmes types de résultats pour le deuxième circuit qu'auparavant pour la première topologie.



**Figure 4.14.** Caractéristiques des rapports  $C/IMD_3$  vs.  $OPBO$  de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$  GHz)



**Figure 4.15.** Caractéristiques des rapports  $C/IMD_5$  vs.  $OPBO$  de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation ( $f=2.0$  GHz)

La variation du rapport  $C/IMD_3$  avec la variation du retrait en puissance à la sortie  $OPBO$  pour l'amplificateur de puissance ZHL-4240 avant linéarisation est donc présentée à la figure 4.14, et pour le rapport  $C/IMD_5$  en fonction du retrait en puissance à la sortie  $OPBO$  à la figure 4.15.

En analysant les graphiques obtenus nous avons observé que le meilleur rapport  $C/IMD_3$  a été obtenu pour la valeur de retrait en puissance à la sortie  $OPBO$  de 5 dBm.

Les valeurs obtenues pour la deuxième porteuse, représentées sur les graphiques aux figures 4.6 et 4.7 sont:  $C/IMD_3=4.17$  dBc, et  $C/IMD_5=8.17$  dBc.

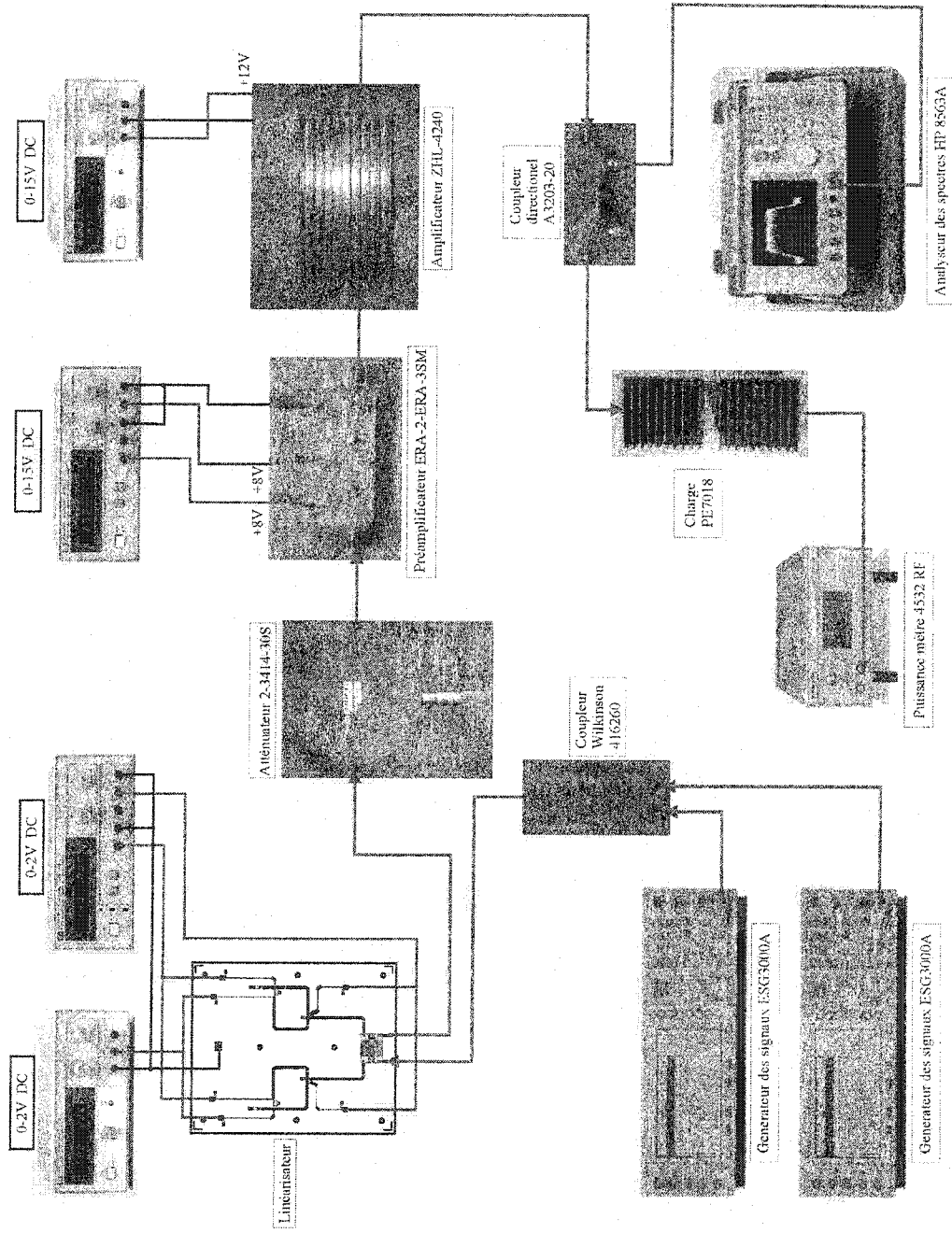


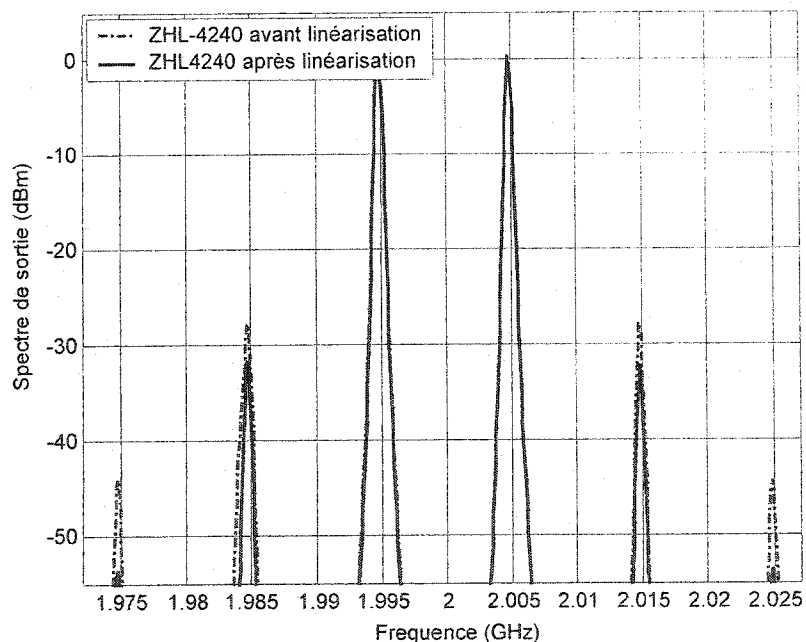
Figure 4.13. Système de mesure à deux portées avec le circuit de linéarisation avec les diodes Schotky en connexion anode à cathode



Les valeurs obtenues pour la deuxième porteuse, représentées sur les graphiques aux figures 4.6 et 4.7 sont:  $C/IMD_3=4.17$  dBc, et  $C/IMD_5=8.17$  dBc. Les résultats obtenus sont aussi acceptables.

Nous avons mesuré les spectres de sortie en fonction de la fréquence comme auparavant pour la première topologie du circuit de linéarisation. Les spectres de sortie mesurés de l'amplificateur ZHL-4240 avant et après linéarisation pour deux porteuses à un retrait en puissance à la sortie de 4.5 dBm sont présentées à la figure 4.16.

En analysant les deux spectres, nous avons observé que les améliorations pour la première porteuse sont:  $C/IMD_3=3.67$  dBc et  $C/IMD_5=7.66$  dBc. Pour la deuxième porteuse les améliorations sont:  $C/IMD_3=4.17$  dBc,  $C/IMD_5=8.17$  dBc. Ces graphiques sont évidemment en concordance avec ceux présentés plus haut aux figures 4.14 et 4.15.



*Figure 4.16. Amélioration de  $C/IMD$  à deux porteuses pour une OPBO de 5 dB*

En analysant les graphiques, nous avons observé des améliorations pour la première porteuse de  $C/IMD_3=3.67$  dBc et de  $C/IMD_5=4.17$  dBc. Pour la deuxième porteuse les améliorations sont de  $C/IMD_3=7.66$  dBc et de  $C/IMD_5=8.17$  dBc.

Nous avons mesuré le système de mesure à la fréquence de 1.638 GHz en vue de démontrer que la deuxième topologie du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode est aussi bien capable de travailler à plusieurs fréquences. Nous avons fait toutes les mesures à deux porteuses comme celles présentées ci-haut. Les spectres de sortie de l'amplificateur ZHL-4240 mesurés avant et après linéarisation pour deux porteuses à un retrait en puissance à la sortie de 6 dBm sont dans ce cas présentés à la figure 4.17.

Nous avons observé en analysant les graphiques que les améliorations pour la première porteuse sont de  $C/IMD_3=8$  dBc et de  $C/IMD_5=-1.66$  dBc. Pour la deuxième porteuse les améliorations sont de  $C/IMD_3=7.5$  dBc et de  $C/IMD_5=-1.17$  dBc.

En regardant les valeurs obtenues, nous avons constaté que le système de linéarisation a engendré une diminution de l'intermodulation de 3<sup>ème</sup> ordre, mais malheureusement l'intermodulation de 5<sup>ème</sup> ordre a légèrement augmenté.

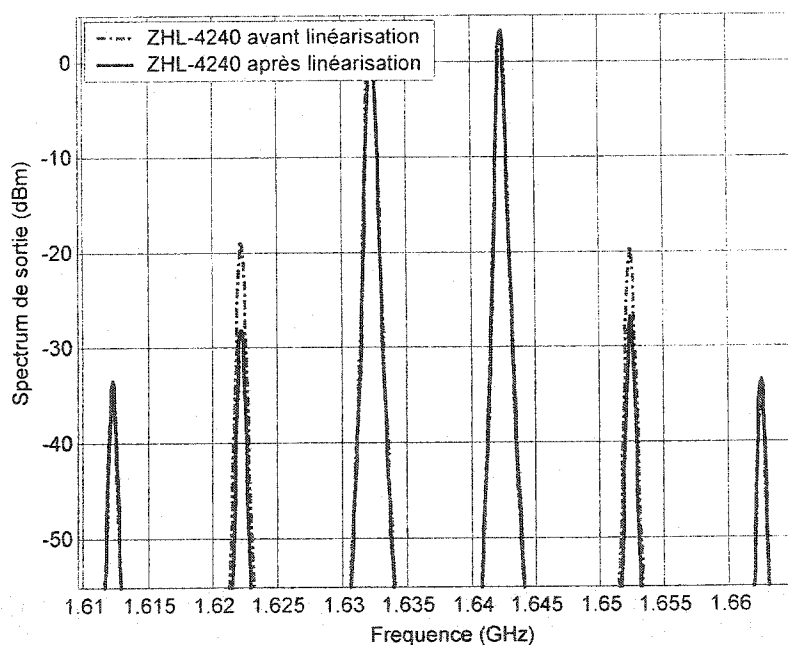


Figure 4.17. Amélioration de  $C/IMD$  à deux porteuses pour une OPBO de 6 dB

En regardant les valeurs obtenues avec le deuxième circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode dans un système de mesure à deux porteuses, nous pouvons apprécier qu'elles sont acceptables.

En conclusion nous pouvons aussi apprécier que le deuxième circuit de linéarisation a été bien conçu.

### **Conclusion**

L'objectif principal de ce mémoire de maîtrise est la linéarisation d'un amplificateur de puissance à l'état solide. Dans ce chapitre nous avons validé les résultats obtenus par simulation et par mesure avec les deux circuits de linéarisation. Pour une meilleure approche de réalité nous avons fait la validation par la méthode de mesure de la linéarité à deux porteuses. Pour les deux topologies du circuit de linéarisation, nous avons obtenu des résultats prometteurs. Ces résultats montrent que les deux circuits de linéarisation, le premier à six diodes en parallèle et en polarisation directe, et le deuxième avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode, ont été bien conçus et réalisés en pratique.

Une remarque s'avère nécessaire à préciser: le deuxième circuit de linéarisation est capable de performances supérieures en ce qui concerne les améliorations des intermodulations par rapport au premier circuit.

Ce résultat est normal parce que la deuxième topologie de circuit possède plus de degrés de liberté, comme il a été déjà précisé plus haut.

## CONCLUSIONS/TRAVAUX FUTURS

L'objectif de ce mémoire est adressé aux demandes croissantes de la linéarité des systèmes modernes de communication. La tendance récente a été vers l'utilisation de dispositifs portatifs et de type téléphone cellulaire. Ces dispositifs doivent être légers et compacts. La capacité et la taille de batterie sont une limitation importante sur la taille et la compacité globale d'un système portatif de type téléphone cellulaire. En conséquence, l'efficacité en puissance est un facteur important pour la réduction de la taille globale d'un système portative.

Les amplificateurs de puissance RF sont typiquement les plus grands consommateurs de puissance dans les systèmes radio [7]. Les amplificateurs de puissance de rendement élevé sont en soi non-linéaires. En revanche, les conditions de linéarité demandées pour les systèmes de communications augmentent rapidement. Afin d'augmenter l'efficacité de largeur de bande, pour adapter les canaux de transmissions et le développement continu des applications de haute largeur de bande, il faut utiliser les conceptions qui permettent la linéarisation et les petites distorsions.

Il est nécessaire de réaliser une optimisation entre l'efficacité de largeur de bande et l'efficacité de puissance. De diverses techniques peuvent être employées pour améliorer les linéarités d'un amplificateur de puissance de rendement élevé. L'objectif de ce mémoire a été d'améliorer les non-linéarités d'un amplificateur de puissance à l'état solide (SSPA) par la technique de prédistorsion.

### Conclusions

En pensant à un dispositif efficace compact, léger, et de faible puissance, nous avons choisi la technique de prédistorsion RF comme candidat idéal de la technique de linéarisation. Les deux types de circuit de prédistorsion, le premier à six diodes en parallèle et en polarisation directe, et la deuxième avec les diodes Schottky en connexion

anode à cathode sont capables d'une prédistorsion modérée avec des circuits additionnels minimaux, une puissance énergétique acceptable et une petite taille.

Des problèmes de non-linéarités dans les systèmes de communication concernant les amplificateurs de puissance ont été discutés. Des méthodes traditionnelles de caractérisation de non-linéarité tel que l'analyse d'IMD en utilisant deux-tonalité ont été présentées.

La première contribution de ce mémoire a été l'étude et la conception d'un circuit de linéarisation par prédistorsion à trois diodes en parallèle et en polarisation directe. En utilisant ce circuit, il a été prouvé qu'il est capable de produire une caractéristique de gain à deux points d'inflexion et que cette caractéristique est due à la ligne micro-ruban de longueur  $\lambda/4$  entre les deux diodes Schottky. À partir de ce circuit a été développé un circuit de linéarisation à six diodes connectées en parallèle et polarisées en direct. Dans ce circuit les diodes sont symétriquement groupées par trois sur chacun des deux bras d'un coupleur hybride 90 degrés. En changeant la polarisation des diodes dans chaque bras, nous avons obtenu des réponses en gain et en phase capables de compenser les non-linéarités des amplificateurs de puissance à l'état solide (SSPA).

La deuxième contribution de ce mémoire a été le développement d'un circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode (head to tail).

Ce circuit de linéarisation est un développement d'un circuit de linéarisation qui a été étudié et conçu en vue de linéariser un amplificateur de puissance avec des tubes électroniques fonctionnent à basse fréquence.

Nous avons proposé dans le présent mémoire une nouvelle topologie en utilisant les approches ultérieures. Notre topologie a gardé la plus part des principes de réalisation des anciens circuits. Elle est représentée par une configuration à deux diodes Schottky connectées anode à cathode et une diode PIN en parallèle avec les deux diodes Schottky. Notre circuit est un circuit moderne, conçu en conformité avec toutes les réussites de la technologie actuelle pour les circuits de micro-ondes. Avec ce circuit nous avons aussi obtenu des réponses en gain et en phase qui sont capables de compenser les non-linéarités des amplificateurs de puissance à l'état solide.

Les deux architectures de circuit ont été simulées, réalisées en pratique, puis mesurées. La validation des résultats a été faite par la mesure, en utilisant deux systèmes, un pour chaque circuit de linéarisation.

Les résultats obtenus avec les deux circuits sont encourageants.

Le premier circuit de linéarisation est capable de diminuer les intermodulations de 3<sup>ème</sup> ordre de 2.83 dBc à 6.83 dBc, pour un retrait en puissance à la sortie de 4.5 dBm à 5.5 dBm. Les intermodulations de 5<sup>ème</sup> ordre sont diminuées de 4.17 dBc à 9 dBc pour le même retrait en puissance à la sortie. Ces valeurs représentent un bon résultat.

Le deuxième circuit a montré de meilleures performances par rapport au premier circuit. Il a donc amélioré les intermodulations de 3<sup>ème</sup> ordre de 3.67 dBc à 8 dBc, et les intermodulation de 5<sup>ème</sup> ordre de 0 à 8.17 dBc, pour une valeur du retrait en puissance à la sortie de 5 à 6 dBm.

La deuxième topologie est supérieure par rapport à la première topologie parce qu'elle a trois degrés de liberté.

En conclusion finale, nous pouvons affirmer que les objectifs de ce travail de recherche ont été atteints.

### **Travaux futurs**

Les travaux futurs liés à ce mémoire de maîtrise devraient en premier lieu être l'accomplissement de la validation des résultats en continuant les mesures avec les systèmes de linéarisation par d'autres méthodes. Les travaux futurs impliquent d'avoir le système de mesure qui s'avère nécessaire. Les méthodes d'essai impliquées devraient être semblables à celles décrites dans ce mémoire.

Par exemple, l'analyse d'enveloppe est présentée comme une analyse plus moderne et plus utile pour les mesures des non-linéarités des amplificateurs de puissance.

Nous attendons à ce que les circuits de linéarisation présentés dans ce mémoire montrent des performances améliorées d'ACPR. Les mesures doivent être conformes aux caractéristiques de systèmes sans fil telles qu'IS-95.

En outre, l'optimisation des circuits devrait être étudiée.

Cette recherche s'avère nécessaire en vue de déterminer quelles sont les performances de ces circuits en ce qui concerne la largeur de bande.

Les mesures montrées dans ce mémoire ont été à bande étroite. Les nouvelles contraintes pour les systèmes de communications demandent une croissance de la largeur de bande.

D'autres études en utilisant l'analyse d'enveloppe avec ces types de circuits de prédistorsion sont recommandées.

## RÉFÉRENCES

- [1] Blachman N.M., "Detectors, band pass nonlinearities, and their optimization: inversion of the Chebysev Transform, IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-17, no.4, July 1971.
- [2] Brassard G., "Synthesis of test signals for linearity measurement of power amplifiers".
- [3] Cardinal J.S, Ghannouchi F. M., "A new adaptative double envelope feedback (ADEF) linearizer for mobile power amplifiers", July 1995, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, no.7, pages 1-9.
- [4] Cardinal J.S., "Linéarisation d'un amplificateur de puissance micro-ondes utilisant des techniques de contre-réaction adaptatives", Mémoire de Maîtrise ès Sciences Appliquées, École Polytechnique de Montréal, Août 1994.
- [5] Eid E., "Linéarisation d'amplificateurs micro-ondes par une méthode «feedforward» adaptative", Mémoire de Maîtrise ès Sciences Appliquées, École Polytechnique de Montréal, Août 1995.
- [6] Harguen A., "Modélisation des amplificateurs RF de puissance sous une excitation multi-porteuse", Mémoire de Maîtrise ès Sciences Appliquées, École Polytechnique de Montréal, Novembre 2001.
- [7] Haskins Ch.B., "Diode predistortion linearization for power amplifiers RFICs in digital radios", Thesis submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in Electrical Engineering, April 2000.



- [8] Holbrook G.W., W.E. Rockwell, "Predistortion correction of intermodulation products", paper no.71293 session no.29, Oct. 1971, IEE conference. Conference digest, pages 134-5.
- [9] Jecklin E.G., Ghannouchi F.M., Sawan M., "Adaptive digital predistorter for power amplifiers with real time modeling of memoryless complex gains", June 1996, IEEE MTT-S digest, pages 835-838.
- [10] Katz A., "SSPA Linearization", Linearizer Technology Inc.
- [11] Katz A., "TWTA Linearization", Linearizer Technology Inc.
- [12] Kenney J.S., Avis S.E., "The relationship between IMD and ACPR", Wireless Design and Development, September 2000, page 7-8.
- [13] Ko J.S., et al, "Enhanced ACPR technique by class AB in PCS driver amplifier", IEEE Inter. Conf. on VLSI and CAD, Seoul, November 1999.
- [14] Ko J.S., Kim K.S., Ko K., Kim B. and Park B.H., Effect of Bias scheme on intermodulation distortion and its use for the design PCS Tx driver, 2000 MTT-S International Microwave Symposium, Boston, June 2000.
- [15] Kumar S., "Power amplifier linearization using MMICs", April 1992, Microwave Journal, pages 96-104.
- [16] Maas S., "Nonlinear microwave circuits", Norwood, MA:Artech House, 1998.
- [17] Park C. W., "Conception et réalisation, en circuits MMIC et hybride, de divers des dispositifs micro-ondes, déphaseur, atténuateur et linéarisateur d'amplificateur de puissance", Thèse pour le Titre de Docteur présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2001.

- [18] Park C.W., Beaugard F., Carangelo G., and Ghannouchi F.M., "An independently controllable AM/AM and AM/PM predistortion linearizer for CDMA 2000 multi-carrier applications", 2001, IEEE, MTT-S Digest, pages. 53-56.
- [19] Pedro J.C., De Cavalho N.B., "On the use of multi-tone for accessing RF components' intermodulation distortion", December 1999, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 12, pages 2393-2402.
- [20] Pozar D.M., "Microwave engineering", Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [21] Vuolevi J., Manninen J., Rahkonen T., "Canceling the memory effects in RF power amplifiers", IEEE, 2001.
- [22] Walston J., "SPICE circuit yields recipe for PIN diode", November 1992, Microwaves & RF.
- [23] Yamada H., Ohara S., Iwai T., Yamaguchi Y., Imanishi K., Joshin K., "The effect of source impedance on linearity in InGaP/GaAs power HBTs", June 1996, MTT-S International Microwave symposium Digest 96.2, page 555-558.
- [24] Yamauchi K., Mori K., Nakayama M., Mitsui Y. and Takagi T., "A microwave miniaturized linearizer using a parallel diode with a bias feed resistance", 1997, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.45, no.12, pages 2431-2435.
- [25] Yamauchi K., Nakayama M., Ikeda Y., Nakaguro H., Kadowaki N., and Araki T., "An 18GHz-band MMIC linearizer using parallel diode with bias feed resistance and parallel capacitor", 2000, IEEE MTT-S Digest, pages 1507-1510.
- [26] "IC-CAP Modeling Reference - Measurement, modeling and simulation of electronic components and circuits", May 2000, Agilent Technologies, 85190-90109.

[27] "Intermodulation distortion", Anritsu application note (11410-00213).

[28] "TIA/EIA Standards", as an example TIA/EIA-98-C, Recommended minimum performance standard for a dual-mode spread spectrum mobile stations.

## ANNEXE 2.1

**Programme pour le calcul du coefficient de transmission  $S_{21}$  du circuit  
de linéarisation à une diode en parallèle et en polarisation directe**

```

% Donnes d'entrée;
Tc=25;                %degré Celsius (°C), température
T=Tc+273.15;         %degré Kelvin (K), température
q=1.602e-19;         %Coulomb (C), charge d'électron
k=1.381e-23;         %Joule sur Kelvin (J/K), constante de Boltzmann
IS=2.2e-8;           %Ampère (A), courant de saturation
Zo=50;               %Ohm, l'impédance
f=1e+9*(1.4:0.1:2.8); %Hz, la bande de fréquence
Cjo=0.7e-12;        %Farad (F), la capacité de la jonction
Vj=0.65;            %(V), le potentiel de la jonction
M=0.5;              %Coefficient de calibrage
length(f);
format long;
w=2*pi*f;            %Radian/sec, période
vd=0.1:0.9/50:1;    %(V), la tension de la diode
Rb=1000;            %Ohm, la résistance de polarisation

%Calculs;
Cj=Cjo*1./(1-vd/Vj).^M; %le calcule de la capacité de la jonction pour le model AC
Rd=((k*T)/(q*IS))*exp((-q*vd)/(k*T));
                        %le calcule la résistance dynamique
Rtotal=zeros(length(Rd)); %initialisation de la résistance totale
Rtotal=(Rb*Rd)/(Rb+Rd); %le calcule de la résistance totale

```

```
S_21=(2*Rtotal./((2*Rtotal+Zo).^2+(w(3)*Cj.*Rtotal*Zo).^2)).*((2*Rtotal+Zo)-sqrt(-  
1)*w(3)*Cj.*Rtotal*Zo);  
S21_1=abs(S_21);  
S21=10*log10(S21_1);
```

## ANNEXE 2.2.

**Programme pour le calcul des paramètres S, du coefficient de réflexion  $\Gamma$ , du gain et de la phase du circuit de linéarisation à trois diodes en parallèle et en polarisation directe**

```

% Donnes d'entrée;
Tc=25;                %degré Celsius (°C), température
T=Tc+273.15;         %degré Kelvin (K), température
q=1.602e-19;         %Coulomb (C), charge d'électron
k=1.381e-23;         %Joule sur Kelvin (J/K), constante de Boltzmann
IS=2.2e-8;           %Ampère (A), courant de saturation diodes Schottky
IS3=1.68e-11;        %Ampère (A), courant de saturation diode PIN (A)
Zo=50;               %Ohm, l'impédance
f=1e+9*(1.4:0.1:2.8); %Hz, la bande de fréquence
Cjo=0.7e-12;         %Farad (F), la capacité de jonction
Vj=0.65;             %(V), le potentiel de la jonction
M=0.5;               % Coefficient de calibrage
length(f);
format long;
w=2*pi*f;            %Radian/sec, période
vd1=0.01:0.99/50:1;  %la tension de la diode D1
vd2=0.01:0.29/50:0.3; %la tension de la diode D2
vd3=0.02:0.08/50:0.1 %la tension de la diode D3
Rb1=10;              %Ohm, la resistance de polarisation
Rb2=10;              %Ohm, la resistance de polarisation
Rb3=1;               %Ohm, la resistance de polarisation
Pin=-30.0:22/50:-8;  %(dBm), la puissance d'entrée

```

```

%Calculs;
Cj1=Cjo*1./(1-vd/Vj).^M; %le calcul de la capacité de la jonction pour le model AC
Cj2=Cjo*1./(1-vd/Vj).^M; %le calcul de la capacité de la jonction pour le model AC
Rd1=((k*T)/(q*IS))*exp((-q*vd)/(k*T)); %le calcul la résistance dynamique
Rd2=((k*T)/(q*IS))*exp((-q*vd)/(k*T)); %le calcul la résistance dynamique
Rd3=((k*T)/(q*IS3))*exp((-q*vd)/(k*T)); %le calcul la résistance dynamique

R1=zeros(length(Rd1)); %initialisation de la résistance totale
R2=zeros(length(Rd2)); %initialisation de la résistance totale
R3=zeros(length(Rd3)); %initialisation de la résistance totale

R1=(Rb1*Rd1)/(Rb1+Rd1); %le calcul de la résistance totale
R2=(Rb2*Rd2)/(Rb2+Rd2); %le calcul de la résistance totale
R3=(Rb3*Rd1)/(Rb3+Rd3); %le calcul de la résistance totale

Z1=zeros(length(R1)); %initialisation de l'impédance
Z2=zeros(length(R2)); %initialisation de l'impédance
Z3=zeros(length(R3)); %initialisation de l'impédance

Z1=R1./(1+sqrt(-1)*w(3)*Cj1.*R1);
Z2=R2./(1+sqrt(-1)*w(3)*Cj2.*R2);
Z3=R3;

Z1=R1./(1+sqrt(-1)*w(3)*Cj1.*R1);
Z2=R2./(1+sqrt(-1)*w(3)*Cj2.*R2);
Z3=R3;

Z1_1=Z1.^-1;
Z2_2=Z2.^-1;

```

$$Za=Z1\_1.*Z2\_2;$$

$$Zb=Z1\_1.*Z3;$$

$$Zc=Za+Zb;$$

$$Zo\_o=Zo^2;$$

$$Zd=Zc.*Zo\_o;$$

$$Ze=Z1\_1+Z2\_2+Z3;$$

$$Zf=Ze.*Zo;$$

$$Zg=Zd+Zf+2;$$

$$Zg\_g=Zg.^{-1};$$

$$Zh=-Z1\_1+Z2\_2+Z3;$$

$$Zj=Zh.*Zo;$$

$$Zk=Zd+Zj;$$

$$Zm=Z1\_1-Z2\_2-Z3;$$

$$Zn=Zm.*Zo;$$

$$Zp=-Zd+Zn;$$

$$S11=-Zk.*Zg\_g;$$

$$S21=-2*\sqrt{-1}*Zg\_g;$$

$$S12=S21;$$

$$S22=Zp.*Zg\_g;$$

$$\text{gamma\_1}=S11-(S12.*S21)/(1-S22);$$

$$\text{gamma\_p}=\text{gamma\_1}.*\text{gamma\_1};$$

$$\text{gamma\_p1}=\text{abs}(\text{gamma\_p});$$

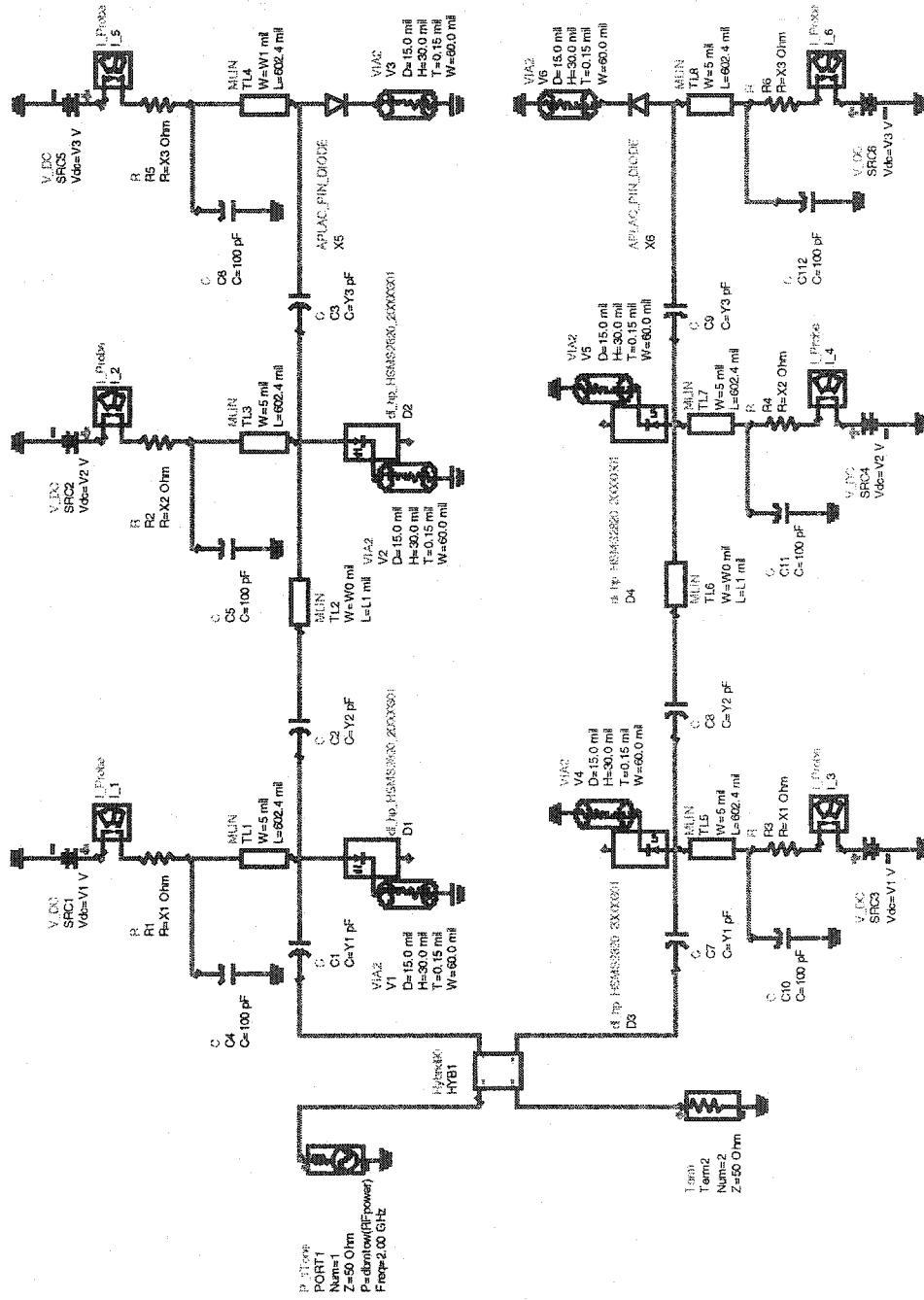
$$\text{GAMMA}=10*\log_{10}(\text{gamma\_p1});$$

$$G=\text{GAMMA}';$$



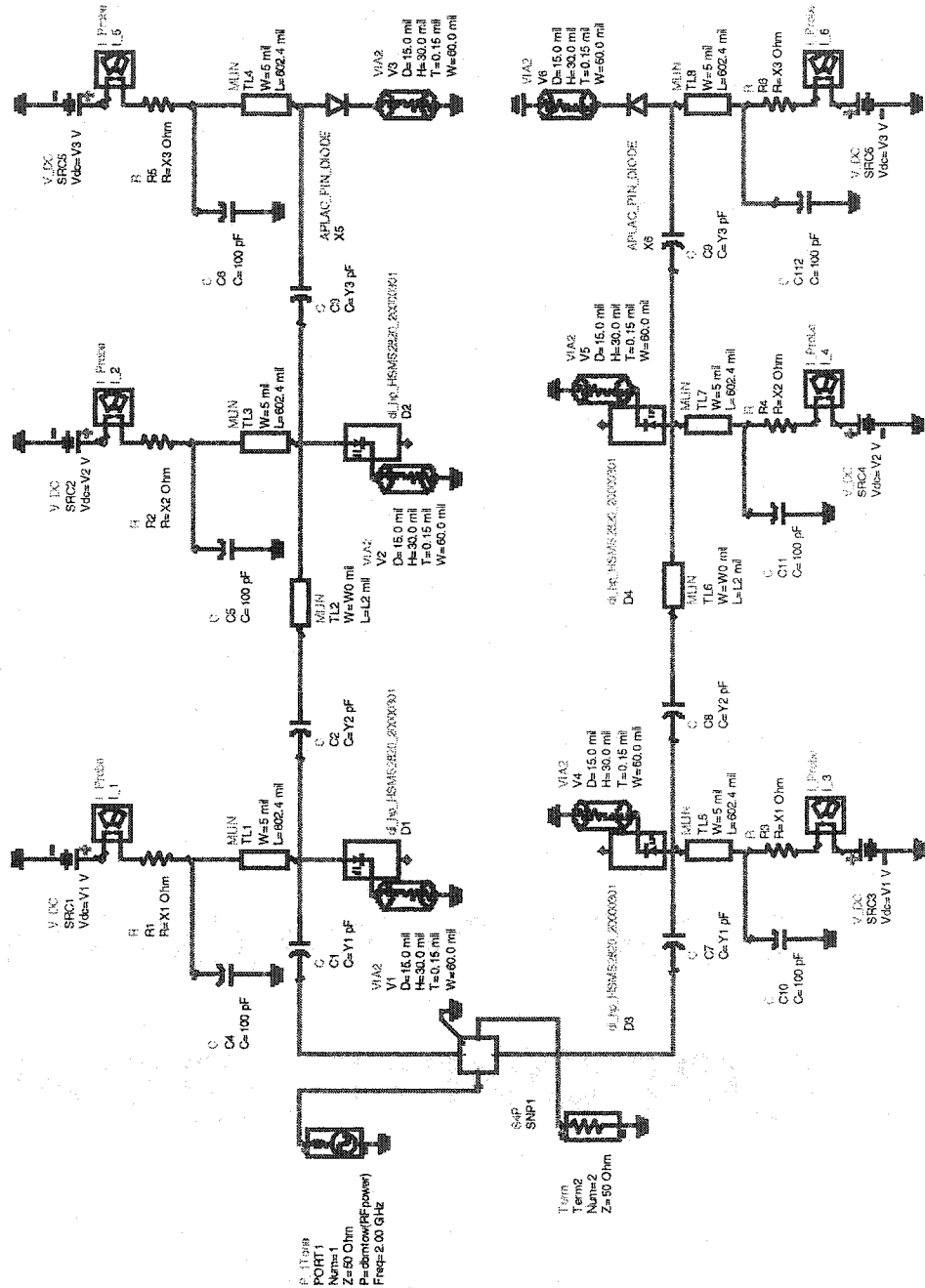
ANNEXE 2.3

Première version du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe



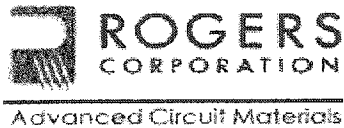
ANNEXE 2.4

La deuxième version du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe



## ANNEXE 2.5

## Spécification technique pour le substrat de type RT/duroid® 6010LM



Advanced Circuit Materials  
100 S. Roosevelt Avenue  
Chandler, AZ 85226  
Tel: 480-961-1392, Fax: 480-961-4533  
www.rogerscorporation.com

Data Sheet  
1.6000

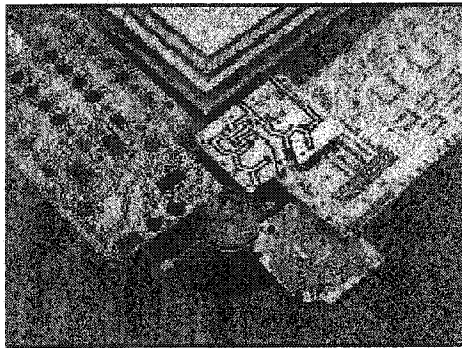
## RT/duroid® 6006/6010LM High Frequency Laminates

**Features:**

- High dielectric constant for circuit size reduction.
- Low loss. Ideal for operating at X-band or below.
- Low Z-axis expansion for RT/duroid 6010LM. Provides reliable plated through holes in multilayer boards.
- Low moisture absorption for RT/duroid 6010LM. Reduces effects of moisture on electrical loss.
- Tight  $\epsilon$  and thickness control for repeatable circuit performance.

**Some Typical Applications:**

- Space Saving Circuitry
- Patch Antennas
- Satellite Communications Systems
- Power Amplifiers
- Aircraft Collision Avoidance Systems
- Ground Radar Warning Systems



RT/duroid® 6006/6010LM microwave laminates are ceramic-PTFE composite designed for electronic and microwave circuit applications requiring a high dielectric constant. RT/duroid 6006 laminate is available with a dielectric constant value of 6.15 and RT/duroid 6010LM laminate has a dielectric constant of 10.2.

RT/duroid 6006/6010LM microwave laminates feature ease of fabrication and stability in use. They have tight dielectric constant and thickness control, nearly isotropic electrical properties, low moisture absorption, and good thermal mechanical stability.

Laminates are supplied clad both sides with  $\frac{1}{4}$  to 2 oz./ft.<sup>2</sup> (8 to 70  $\mu$ m) electrodeposited (ED) copper foil. Cladding with rolled copper foil is also available. Thick aluminum, brass, or copper plate on one side may be specified.

Standard tolerance dielectric thicknesses of 0.010", 0.025", 0.050", 0.075", and 0.100" (0.254, 0.635, 1.270, 1.905, 2.54 mm) are available. When ordering RT/duroid 6006 and RT/duroid 6010LM laminates, it is important to specify dielectric thickness, electrodeposited or rolled, and weight of copper foil required.

PROPERTY	TYPICAL VALUE [2]		DIRECTION	UNITS [1]	CONDITION	TEST METHOD
	RT/6004	RT/60/DIAM [3]				
Dielectric Constant, $\epsilon_r$	6.15 ± 0.15	10.2 ± 0.25 10.5 ± 0.25 10.8 ± 0.25	Z		10 GHz/A	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor, tan $\delta$	0.0027	0.0033	Z		10 GHz/A	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of $\epsilon_r$		-425	Z		50 to 120°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Surface Resistivity	7x10 <sup>7</sup>	5212		Mohm	A	IPC 2.5.17.1
Volume Resistivity	2x10 <sup>7</sup>	2616		Mohm-cm	A	IPC 2.5.17.1
Young's Modulus under tension	627 (91)	931 (135) 559 (81)	X Y	MPa (kpsi)	A	ASTM D638 (0.1/min strain rate)
ultimate stress	20 (2.8) 17 (2.5)	17 (2.4) 13 (1.9)	X Y	MPa (kpsi)	A	
ultimate strain	12 to 13 4 to 6	7 to 16 7 to 14	X Y	%	A	
Young's Modulus under compression	1049 (155)	2144 (311)	Z	MPa (kpsi)	A	
ultimate stress	54 (7.9)	47 (6.9)	Z	MPa (kpsi)	A	ASTM D695 (0.05/min strain rate)
ultimate strain	33	25	Z	%		
Residual Modulus	2634 (382) 1951 (283)	4364 (633) 3751 (544)	X Y	MPa (kpsi)	A	ASTM D790
ultimate stress	30 (5.5)	36 (5.2) 22 (4.4)	X Y	MPa (kpsi)		
Deformation under load	0.33 2.10	0.26 1.37	Z	%	34 hr/50°C/7MPa 24 hr/150°C/7MPa	ASTM D621
Moisture Absorption	0.05	0.05		%	24 hr/23°C/0.050" (1.27mm) 90%	IPC-TM-650 2.6.2.1
Density	2.7	3.1				ASTM D792
Thermal Conductivity	0.48 (3.3)	0.78		W/mK (BTU/in <sup>2</sup> /hr/°F)	23 to 100°C	ASTM D2214 Modified
Thermal Expansion	47 34-117	24 24-24	X YZ	ppm/°C	0 to 100°C	ASTM 3396 (5K/min)
Specific Heat	0.97 (0.231)	1.00 (0.239)		J/gK (BTU/lb/°F)		Calculated
Copper Peel	14.3 (2.5)	12.3 (2.1)		mil (1/mm)	after solder flux	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability Rating	94V-0	94V-0				UL

[1] SI unit given first with the corresponding standard units in parentheses.  
 [2] Reference: IPC-6013 (11/12), 9010/27, 9010/10. Tests were at 23°C unless otherwise noted. T-parameters should not be used for specifications.  
 [3] Dielectric constant is lower for 0.05 dielectric thickness, or a stack of dielectric copper on the surface.  
 [4] Data were obtained at the need to reconfirm the data.

STANDARD THICKNESS:	STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
0.010" (0.254mm)	10" X 10" (254 X 254mm)	1/2 oz. (8 µm) electrodeposited copper foil.
0.025" (0.64mm)	10" X 20" (254 X 508mm)	1/2 oz. (17µm), 1 oz. (35µm), 2 oz. (70µm) electrodeposited and rolled copper foil.
0.050" (1.27mm)	20" X 20" (508 X 508mm)	Heavy metal claddings are available. Contact Rogers Customer Service.
0.075" (1.90mm)		
0.100" (2.50mm)		

CONTACT INFORMATION:			
USA:	Rogers Advanced Circuit Materials, ISO 9002 Certified	Tel: 480-941-1382	Fax: 480-941-4538
Belgium:	Rogers Corporation - Genl	Tel: +32-9-2353611	Fax: +32-9-2353658
Japan:	Rogers Japan Inc.	Tel: 81-3-5200-2700	Fax: 81-3-5200-0571
Taiwan:	Rogers Taiwan Inc.	Tel: 886-2-86609056	Fax: 886-2-86609057
Korea:	Rogers Korea Inc.	Tel: 82-31-716-6112	Fax: 82-31-716-6208
Singapore:	Rogers Technologies Singapore Inc.	Tel: 65-747-3521	Fax: 65-747-7425

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular application. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology, or software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

RT/duroid® and DUROID® are licensed trademarks of Rogers Corporation.  
 © 1997-2000 Rogers Corporation, Printed in U.S.A.  
 0614-0402-2-SON Publication #92-105

## Spécification technique pour la diode Schottky de type HSMS-2820



### Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes

#### Technical Data

#### HSMS-28XX Series

##### Features

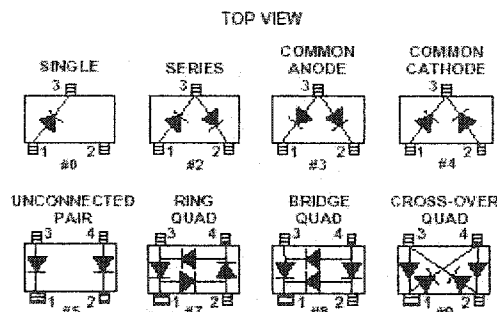
- Surface Mount SOT-23/SOT-143 Package
- Low Turn-On Voltage (As Low as 0.34 V at 1 mA)
- Low FIT (Failure in Time) Rate\*
- Six-sigma Quality Level
- Single, Dual and Quad Versions
- Tape and Reel Options Available

\* For more information see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.

##### Description/Applications

These Schottky diodes are specifically designed for both analog and digital applications. This series offers a wide range of specifications and package configurations to give the designer wide flexibility. Typical applications of these Schottky diodes are mixing, detecting, switching, sampling, clamping, and wave shaping. The HSMS 2800 series of diodes is optimized for high voltage applications. The HSMS 2810 series of diodes features very low flicker (1/f) noise. The

##### Package Lead Code Identification



HSMS 2820 series of diodes is the best all-around choice for most applications, featuring low series resistance, low forward voltage at all current levels and good RF characteristics. The HSMS 2850 series is a high performance diode offering superior  $V_f$  and ultra-low capacitance.

Note that HP's manufacturing techniques assure that dice found in pairs and quads are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest degree of match.

Electrical Specifications  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , Single Diode<sup>[4]</sup>

Part Number HSMS <sup>[4]</sup>	Package Marking Code <sup>[2]</sup>	Lead Code	Configuration	Nearest Equivalent Axial Lead Part No. 5062	Minimum Break-down Voltage $V_{BR}$ (V)	Maximum Forward Voltage $V_F$ (mV)	Maximum Forward Voltage $V_F$ (V) @ $I_F$ (mA)	Maximum Reverse Leakage $I_R$ (mA) @ $V_R$ (V)	Maximum Capacitance $C_T$ (pF)	Typical Dynamic Resistance $R_D$ ( $\Omega$ ) <sup>[6]</sup>
2800	A0	0	Single	2800 (1N5711)	70	400	1.0 15	200 50	2.0	35
2802	A2	2	Series							
2803	A3	3	Common Anode							
2804	A4	4	Common Cathode							
2805	A5	5	Unconnected Pair							
2807	A7	7	Ring Quad <sup>[4]</sup>							
2808	A8	8	Bridge Quad <sup>[4]</sup>							
2810	B0	0	Single	2810 (1N5712)	20	400	1.0 35	200 15	1.2	15
2812	B2	2	Series							
2813	B3	3	Common Anode							
2814	B4	4	Common Cathode							
2815	B5	5	Unconnected Pair							
2817	B7	7	Ring Quad <sup>[4]</sup>							
2818	B8	8	Bridge Quad <sup>[4]</sup>							
2820	C0	0	Single	2825	15*	340	0.7 30	100 1	1.0	12
2822	C2	2	Series							
2823	C3	3	Common Anode							
2824	C4	4	Common Cathode							
2825	C5	5	Unconnected Pair							
2827	C7	7	Ring Quad <sup>[4]</sup>							
2828	C8	8	Bridge Quad <sup>[4]</sup>							
2829	C9	9	Cross-over Quad							
2860	T0	0	Single	None	4	350	0.6 30		0.35	10
2862	T1	2	Series Pair							
2863	T3	3	Common Anode							
2864	T4	4	Common Cathode							
2865	T5	5	Unconnected Pair							
Test Conditions					$I_R = 10 \mu\text{A}$ $I_F = 100 \mu\text{A}$	$I_F = 1 \text{ mA}$ <sup>[5]</sup>			$V_F = 0 \text{ V}$ $f = 1.0 \text{ MHz}$ <sup>[3]</sup>	$I_F = 5 \text{ mA}$

## Notes:

- $\Delta V_F$  for diodes in pairs and quads is 15 mV maximum at 1 mA.
- $\Delta C_T$  for diodes in pairs and quads is 0.2 pF maximum.
- Package marking code is in white.
- Effective Carrier Lifetime ( $\tau_c$ ) for all these diodes is 100 ps maximum measured with Krikauer method at 5 mA, except HSMS 282X which is measured at 20 mA.
- See section titled "Quad Capacitance."
- $R_D = R_3 + 5.2 \Omega$  at  $25^\circ\text{C}$  and  $I_F = 5 \text{ mA}$ .

**Absolute Maximum Ratings<sup>[1]</sup> T<sub>A</sub> = 25°C**

Symbol	Parameter	Value
I <sub>F</sub>	Forward Current (1 ms Pulse)	1 Amp
P <sub>D</sub>	Total Device Dissipation	250 mW <sup>24</sup>
P <sub>IV</sub>	Peak Inverse Voltage	Same as V <sub>RR</sub>
T <sub>J</sub>	Junction Temperature	150°C
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	-65 to 150°C

**Notes:**

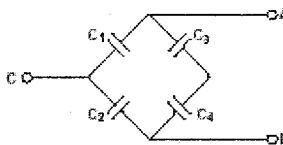
1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to this device.
2. CW Power Dissipation at T<sub>LEAD</sub> = 25°C. Derate to zero at maximum rated temperature.

**Quad Capacitance**

Capacitance of Schottky diode quads is measured using an HP4271 LCR meter. This instrument effectively isolates individual diode branches from the others, allowing accurate capacitance measurement of each branch or each diode. The conditions are: 20 mV R.M.S. voltage at 1 MHz. HP defines this measurement as "CM", and it is equivalent to the capacitance of the diode by itself. The equivalent diagonal and adjacent capacitances can then be calculated by the formulas given below.

In a quad, the diagonal capacitance is the capacitance between points A and B as shown in the figure below. The diagonal capacitance is calculated using the following formula

$$C_{\text{DIAGONAL}} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_3 \times C_4}{C_3 + C_4}$$



The equivalent adjacent capacitance is the capacitance between points A and C in the figure below. This capacitance is calculated using the following formula

$$C_{\text{ADJACENT}} = C_1 + \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4}}$$

This information does not apply to cross-over quad diodes.

**SPICE Parameters**

Parameter	Units	HSMS-280X	HSMS-281X	HSMS-282X	HSMS-286X
B <sub>v</sub>	V	75	25	15	7.0
C <sub>JD</sub>	pF	1.6	1.1	0.7	0.18
E <sub>G</sub>	eV	0.69	0.69	0.69	0.69
I <sub>EV</sub>	A	10E-5	10E-5	10E-4	10E-5
I <sub>S</sub>	A	3 x 10E-8	4.8 x 10E-9	2.2 x 10E-8	5.0 x 10E-8
N		1.08	1.08	1.08	1.08
R <sub>s</sub>	Ω	20	10	6.0	5.0
P <sub>ES</sub>	V	0.65	0.65	0.65	0.65
P <sub>T</sub>		2	2	2	2
M		0.5	0.5	0.5	0.5

Typical Parameters at  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise noted). Single Diode

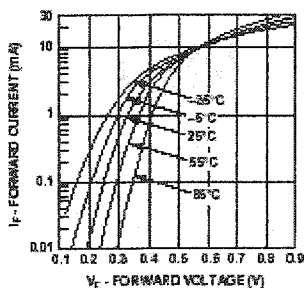


Figure 1. Typical Forward Current vs. Forward Voltage at Temperatures - HSMS 2800 Series

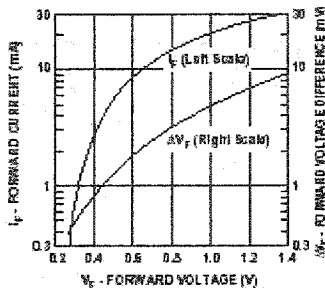


Figure 2. Typical  $V_f$  Match, HSMS 2800 Series Pairs and Quads.

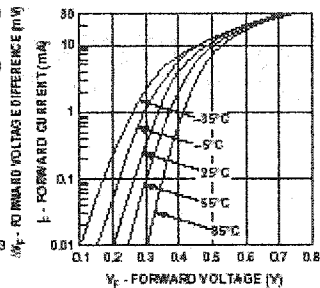


Figure 3. Typical Forward Current vs. Forward Voltage at Temperatures - HSMS 2810 Series.

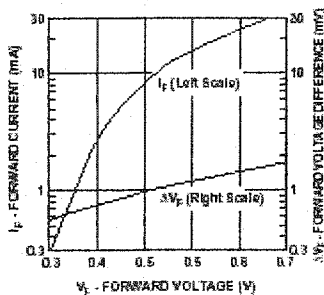


Figure 4. Typical  $V_f$  Match, HSMS 2810 Series Pairs and Quads.

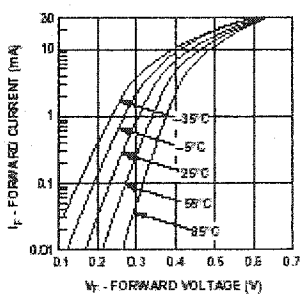


Figure 5. Typical Forward Current vs. Forward Voltage at Temperatures - HSMS 2820 Series.

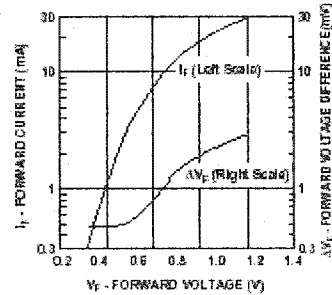


Figure 6. Typical  $V_f$  Match, HSMS 2820 Series Pairs and Quads at Mixer Bias Levels.

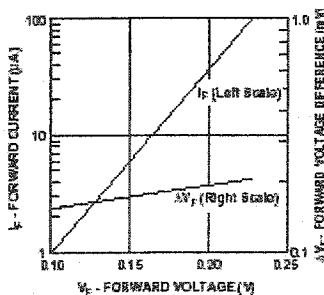


Figure 7. Typical  $V_f$  Match, HSMS 2820 Series Pairs at Detector Bias Levels.

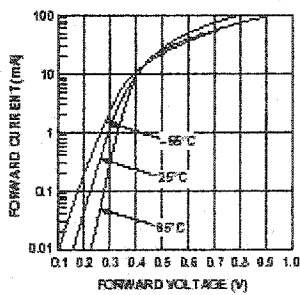


Figure 8. Typical Forward Current vs. Forward Voltage at Temperature, HSMS 2880 Series.

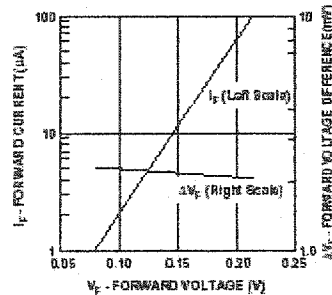


Figure 9. Typical  $V_f$  Match, HSMS 2880 Series Pairs at Detector Bias Levels.



Typical Parameters, continued

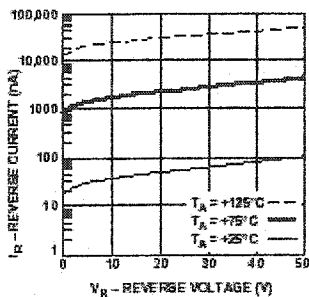


Figure 10. Reverse Current vs. Reverse Voltage at Temperatures—HSMS-2800 Series.

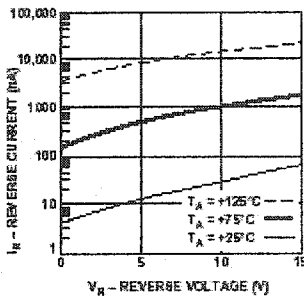


Figure 11. Reverse Current vs. Reverse Voltage at Temperatures—HSMS-2810 Series.

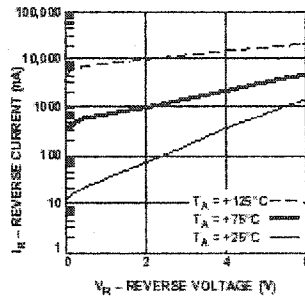


Figure 12. Reverse Current vs. Reverse Voltage at Temperatures—HSMS-2820 Series.

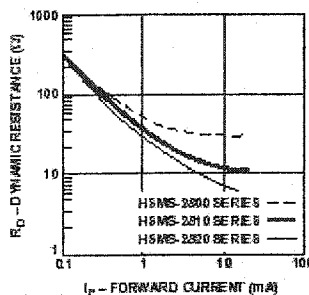


Figure 13. Dynamic Resistance vs. Forward Current—HSMS-2800 Series.

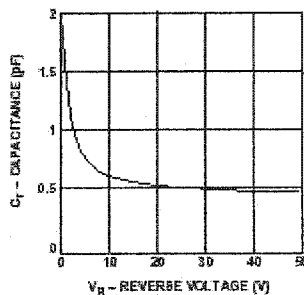


Figure 14. Total Capacitance vs. Reverse Voltage—HSMS-2800 Series.

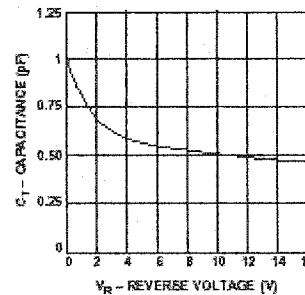


Figure 15. Total Capacitance vs. Reverse Voltage—HSMS-2810 Series.

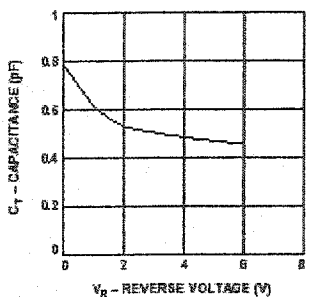


Figure 16. Total Capacitance vs. Reverse Voltage—HSMS-2820 Series.

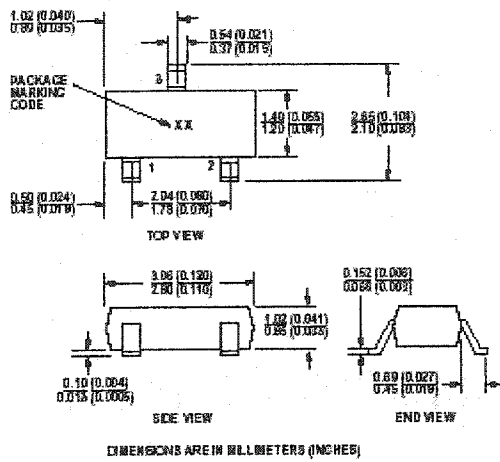
Applications Information  
 Schottky Diode Fundamentals  
 See the HSMS 280A series data sheet.



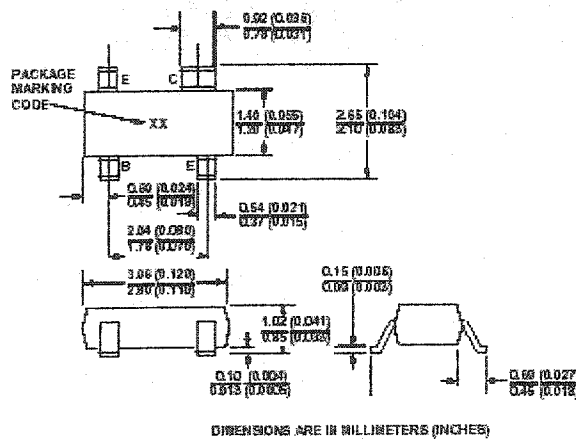
**Package Characteristics**

Lead Material ..... Alloy 42  
 Lead Finish ..... Tin-Lead 85/15%  
 Max. Soldering Temperature .... 260°C for 5 sec  
 Min. Lead Strength ..... 2 pounds pull  
 Typical Package  
   Inductance ..... 2 nH (opposite leads)  
 Typical Package  
   Capacitance ..... 0.08 pF (opposite leads)

**Package Dimensions  
 Outline 23 (SOT-23)**



**Outline 143 (SOT-143)**



**Device Orientation**

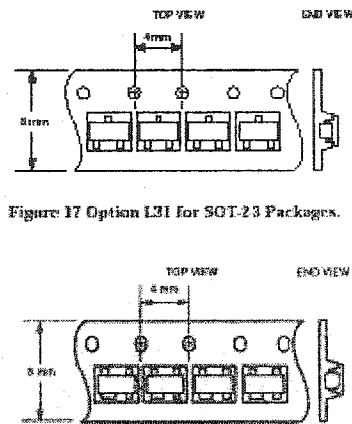
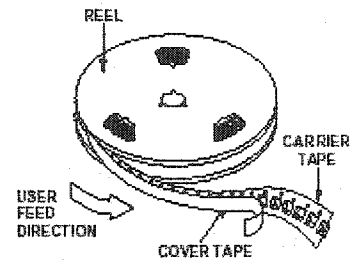


Figure 17 Option L31 for SOT-23 Packages.

Figure 18. Option L31 for SOT-143 Packages.

[www.hp.com/go/f](http://www.hp.com/go/f)

For technical assistance or the location of your nearest Hewlett-Packard sales office, distributor or representative call:

Americas/Canada: 1-800-235-0312 or 408-654-8675

Far East/Australasia: Call your local HP sales office.

Japan: (RI 3) 3335-8152

Europe: Call your local HP sales office.

Data subject to change.  
 Copyright © 1988 Hewlett-Packard Co.

Obsolesces 5965-8829 E, 5966-0947 E.  
 Printed in U.S.A. 5965-4285 E (3/88)



Agilent Technologies  
 Keeping the HP Way

## Linear Models for Diode Surface Mount Packages

### Application Note 1124

#### Introduction

When linear or non-linear analyses are performed on diode circuits, both the diode chip and its package must be accurately modeled. The diode chip or die itself may be modeled using SPICE parameters, or by a three element linear model as shown in Figure 1.

The three-lead SOT-23 and SOT-323 packages may be modeled as shown in Figure 2. The element values are given in Table 1.

The four-lead SOT-143 package is modeled as shown in Figure 3, with circuit element values given in Table 1.

The six-lead SOT-363 package is described in Figure 4 with element values specified in Table 1.

Note that two package linear equivalent circuits exist for the SOT-3x3 packages. One provides accurate modeling from DC to 3 GHz, while the other can be used at frequencies as high as 6 GHz.

These data are subject to change without notice. Please contact your Agilent Component salesperson for the latest revision of this application note.

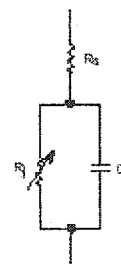


Figure 1. Linear model of a diode chip

Table 1.

	Element:	$L_L$	$C_L$	$C_P$	$C_C$	$L_B$
	Description:	Leadframe Inductance	Leadframe Capacitance	Package Capacitance	Coupling Capacitance	Bondwire Inductance
	Units:	nH	pF	pF	pF	nH
SOT-23/SOT-143	to 3 GHz	0.50	0	0.030	0.030	1.0
SOT-3x3	to 3 GHz	0.40	0	0.030	0.035	0.70
SOT-3x3	to 6 GHz	0.60	0.050	0.030	0.035	0.70

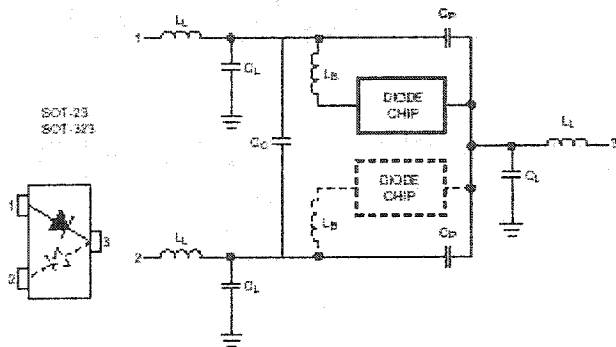


Figure 2. Model of the SOT-23 and SOT-323 packages

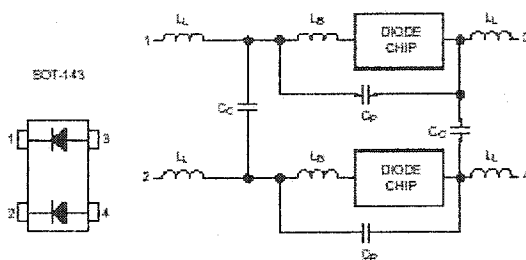


Figure 3. Model of the SOT-143 package

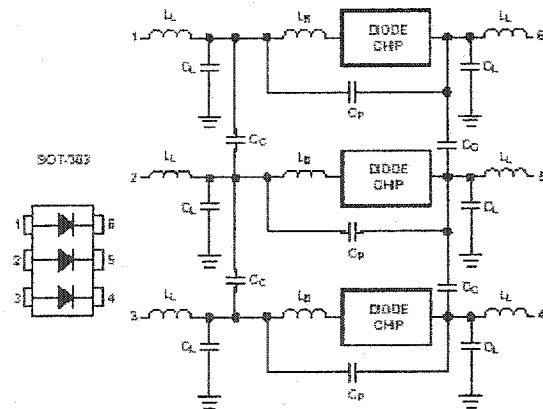
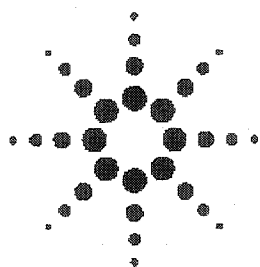


Figure 4. Model of the SOT-363 package

## Spécification technique pour la diode PIN de type HMPP-3890



### Agilent HMPP-389x Series MiniPak Surface Mount RF PIN Switch Diodes Data Sheet

#### Description/Applications

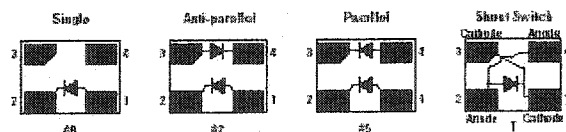
These ultra-miniature products represent the blending of Agilent Technologies' proven semiconductor and the latest in leadless packaging technology.

The HMPP-389x series is optimized for switching applications where low resistance at low current and low capacitance are required. The MiniPak package offers reduced parasitics when compared to conventional leaded diodes, and lower thermal resistance.

Low junction capacitance of the PIN diode chip, combined with ultra low package parasitics, mean that these products may be used at frequencies which are higher than the upper limit for conventional PIN diodes.

Note that Agilent's manufacturing techniques assure that dice packaged in pairs are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest degree of match.

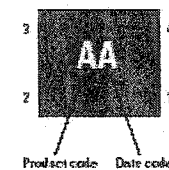
#### Package Lead Code Identification (Top View)



#### Features

- Surface mount MiniPak package
  - low height, 0.7 mm (0.028") max.
  - small footprint, 1.75 mm<sup>2</sup> (0.0028 inch<sup>2</sup>)
- Better thermal conductivity for higher power dissipation
- Single and dual versions
- Matched diodes for consistent performance
- Low capacitance
- Low resistance at low current
- Low FIT (Failure in Time) rate\*
- Six-sigma quality level
- \* For more information, see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.

#### Pin Connections and Package Marking



- Notes:
1. Package marking provides orientation and identification.
  2. See "Electrical Specifications" for appropriate package marking.

HMPP-388x Series Absolute Maximum Ratings<sup>(1)</sup>,  $T_C = 25^\circ\text{C}$ 

Symbol	Parameter	Units	Value
$I_F$	Forward Current (1 $\mu\text{s}$ pulse)	Amp	1
$P_{IV}$	Peak Inverse Voltage	V	100
$T_J$	Junction Temperature	$^\circ\text{C}$	150
$T_{stg}$	Storage Temperature	$^\circ\text{C}$	-65 to +150
$\theta_{FJ}$	Thermal Resistance <sup>(2)</sup>	$^\circ\text{C}/\text{W}$	150

**ESD WARNING:**

Handling Precautions Should Be Taken To Avoid Static Discharge.

**Notes:**

- Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
- $T_C = +25^\circ\text{C}$ , where  $T_C$  is defined to be the temperature at the package pins where contact is made to the circuit board.

Electrical Specifications,  $T_C = +25^\circ\text{C}$ , each diode

Part Number HMPP-	Package Marking Code	Lead Code	Configuration	Minimum Breakdown Voltage (V)	Maximum Series Resistance ( $\Omega$ )	Maximum Total Capacitance (pF)
3880	D	0	Single	50	2.5	0.20
3882	C	2	Anti-parallel			
3885	B	5	Parallel			
388T	T	T	Shunt Switch			
Test Conditions				$V_F = V_{BI}$ Measure $I_R \leq 10 \mu\text{A}$	$I_F = 5 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$	$V_R = 5 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$

Typical Parameters,  $T_C = +25^\circ\text{C}$ 

Part Number HMPP-	Series Resistance $R_S$ ( $\Omega$ )	Carrier Lifetime $\tau$ (ns)	Total Capacitance $C_T$ (pF)
388x	2.8	200	0.20 @ 5V
Test Conditions			
	$I_F = 1 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$	$I_F = 10 \text{ mA}$ $I_R = 5 \text{ mA}$	

HMPP-389x Series Typical Performance,  $T_c = 25^\circ\text{C}$ , each diode

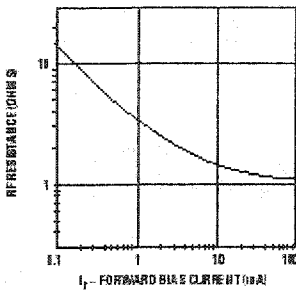


Figure 1. Total RF Resistance at  $25^\circ\text{C}$  vs. Forward Bias Current.

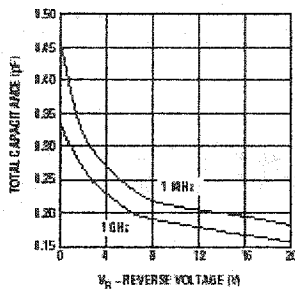


Figure 2. Capacitance vs. Reverse Voltage.

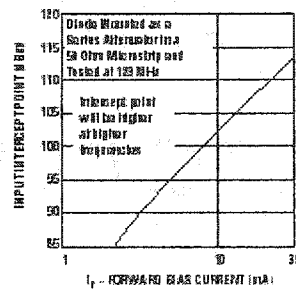


Figure 3. 2nd Harmonic Input Intercept Point vs. Forward Bias Current.

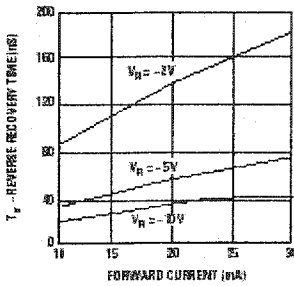


Figure 4. Typical Reverse Recovery Time vs. Reverse Voltage.

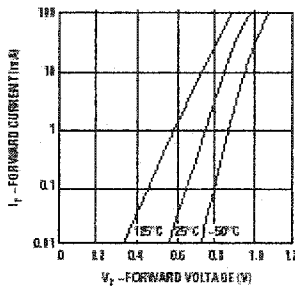


Figure 5. Forward Current vs. Forward Voltage.

Typical Applications

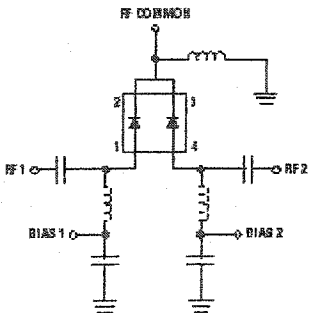


Figure 6. Simple SPDT Switch Using Only Positive Bias.

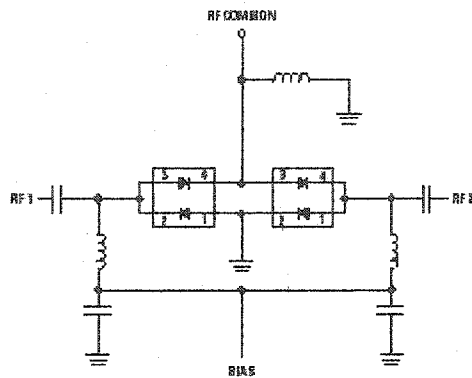


Figure 7. High Isolation SPDT Switch Using Dual Bias.

measure of the time it takes for the charge stored in the I layer to decay, when forward bias is replaced with reverse bias, to some predetermined value. This lifetime can be short (35 to 200 nsec. for epitaxial diodes) or it can be relatively long (400 to 3000 nsec. for bulk diodes). Lifetime has a strong influence over a number of PIN diode parameters, among which are distortion and basic diode behavior.

To study the effect of lifetime on diode behavior, we first define a cutoff frequency  $f_c = 1/\tau$ . For short lifetime diodes, this cutoff frequency can be as high as 30 MHz while for our longer lifetime diodes  $f_c \approx 400$  KHz. At frequencies which are ten times  $f_c$  (or more), a PIN diode does indeed act like a current controlled variable resistor. At frequencies which are one tenth (or less) of  $f_c$ , a PIN diode acts like an ordinary PN junction diode. Finally, at  $0.1f_c \leq f \leq 10f_c$ , the behavior of the diode is very complex. Suffice it to mention that in this frequency range, the diode can exhibit very strong capacitive or inductive reactance — it will not behave at all like a resistor. However, at zero bias or under heavy forward bias, all PIN diodes demonstrate very high or very low impedance (respectively) no matter what their lifetime is.

**Diode Resistance vs. Forward Bias**  
 If we look at the typical curves for resistance vs. forward current for bulk and epi diodes (see Figure 10), we see that they are very different. Of course, these curves apply only at frequencies  $> 10f_c$ . One can see that the curve of resistance vs. bias current for the bulk diode is much higher than that for the epi (switching) diode.

Thus, for a given current and junction capacitance, the epi diode will always have a lower resistance than the bulk diode. The thin epi diode, with its physically small I region, can easily be saturated (taken to the point of minimum resistance) with very little current compared to the much larger bulk diode. While an epi diode is well saturated at currents around 10 mA, the bulk diode may require upwards of 100 mA or more. Moreover, epi diodes can achieve reasonable values of resistance at currents of 1 mA or less, making them ideal for battery operated applications. Having compared the two basic types of PIN diode, we will now focus on the HMPP-3890 epi diode.

Given a thin epitaxial I region, the diode designer can trade off the device's total resistance ( $R_S + R_J$ ) and junction capacitance ( $C_J$ ) by varying the diameter of the contact and I region. The HMPP-3890 was designed with the 930 MHz cellular and RFID, the 1.8 GHz PCS and 2.45 GHz RFID markets in mind. Combining the low resistance shown in Figure 10 with a typical total capacitance of 0.27 pF, it forms the basis for high performance, low cost switching networks.

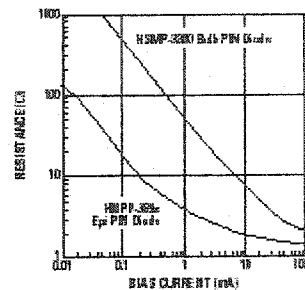


Figure 10. Resistance vs. Forward Bias.

**Linear Equivalent Circuit**

In order to predict the performance of the HMPP-3890 as a switch, it is necessary to construct a model which can then be used in one of the several linear analysis programs presently on the market. Such a model is given in Figure 11, where  $R_S + R_J$  is given in Figure 1 and  $C_J$  is provided in Figure 2. Careful examination of Figure 11 will reveal the fact that the package parasitics (inductance and capacitance) are much lower for the MiniPak than they are for leaded plastic packages such as the SOT-23, SOT-323 or others. This will permit the HMPP-3890 family to be used at higher frequencies than its conventional leaded counterparts.

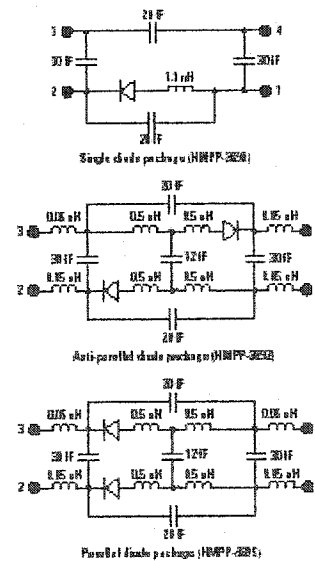


Figure 11. Linear Equivalent Circuit of the MiniPak PIN Diode.



**Assembly Information**

The MiniPak diode is mounted to the PCB or microstrip board using the pad pattern shown in Figure 12.

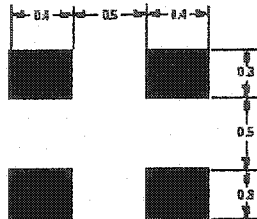


Figure 12. PCB Pad Layout, MiniPak (dimensions in mm).

This mounting pad pattern is satisfactory for most applications. However, there are applications where a high degree of isolation is required between one diode and the other is required. For such applications, the mounting pad pattern of Figure 13 is recommended.

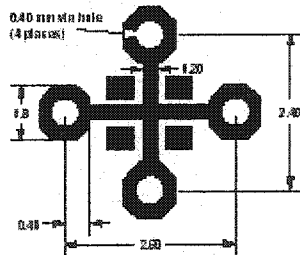


Figure 13. PCB Pad Layout, High Isolation MiniPak (dimensions in mm).

This pattern uses four via holes, connecting the crossed ground strip pattern to the ground plane of the board.

**SMT Assembly**

Reliable assembly of surface mount components is a complex process that involves many material, process, and equipment factors, including: method of heating (e.g., IR or vapor phase reflow, wave soldering, etc.) circuit board material, conductor thickness and pattern, type of solder alloy, and the thermal conductivity and thermal mass of components. Components with a low mass, such as the MiniPak package, will reach solder reflow temperatures faster than those with a greater mass.

Agilent's diodes have been qualified to the time-temperature profile shown in Figure 14. This profile is representative of an IR reflow type of surface mount assembly process.

After ramping up from room temperature, the circuit board with components attached to it (held in place with solder paste)

passes through one or more preheat zones. The preheat zones increase the temperature of the board and components to prevent thermal shock and begin evaporating solvents from the solder paste. The reflow zone briefly elevates the temperature sufficiently to produce a reflow of the solder.

The rates of change of temperature for the ramp-up and cool-down zones are chosen to be low enough to not cause deformation of the board or damage to components due to thermal shock. The maximum temperature in the reflow zone ( $T_{MAX}$ ) should not exceed 255°C.

These parameters are typical for a surface mount assembly process for Agilent diodes. As a general guideline, the circuit board and components should be exposed only to the minimum temperatures and times necessary to achieve a uniform reflow of solder.

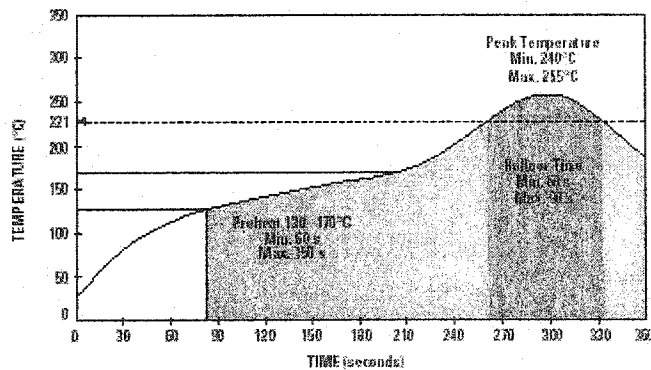
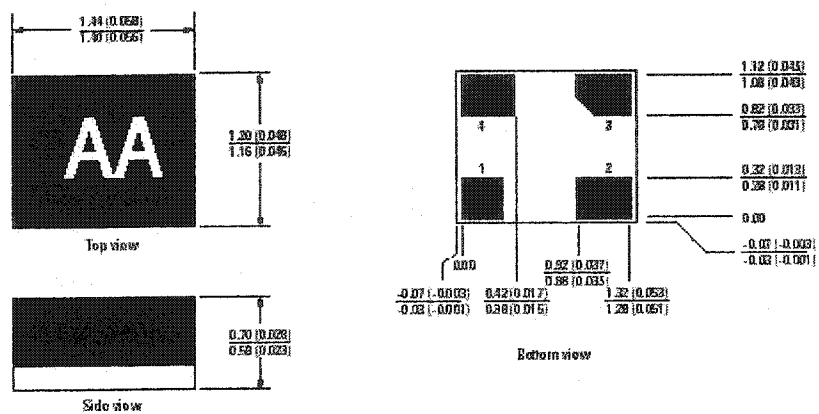


Figure 14. Surface Mount Assembly Temperature Profile.

MiniPak Outline Drawing

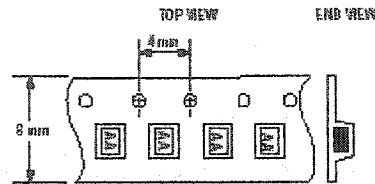
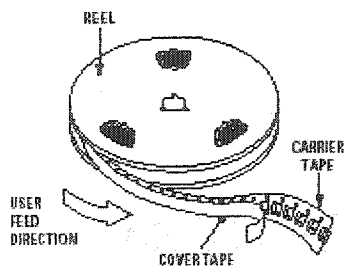


Dimensions are in millimeters (inches)

Ordering Information

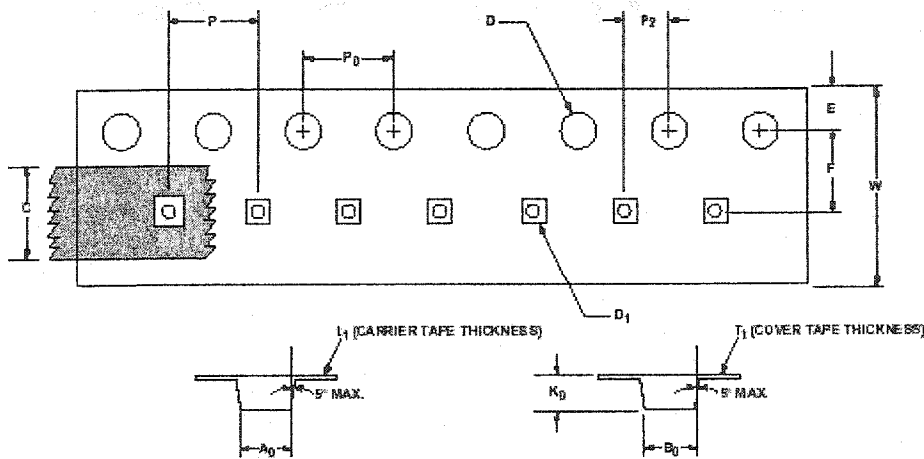
Part Number	No. of Devices	Container
HMPP-388x-TR2	10000	13" Reel
HMPP-388x-TR1	2000	7" Reel
HMPP-388x-BLK	100	antistatic bag

Device Orientation



Note: "AA" in package marking code. Package marking is right side up with carrier tape perforations at top. Conforms to Electrode Industries 00-401 "Topology of Surface Mounted Components for Automated Placement." Standard quantity is 3,000 units per reel.

Tape Dimensions and Product Orientation For Outline 4T (MiniPak 1412)



DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	A <sub>0</sub>	1.40 ± 0.05	0.055 ± 0.002
	WIDTH	B <sub>0</sub>	1.63 ± 0.05	0.064 ± 0.002
	DEPTH	K <sub>0</sub>	0.80 ± 0.05	0.031 ± 0.002
	PITCH	P	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	BOTTOM HOLE DIAMETER	D <sub>1</sub>	0.80 ± 0.05	0.031 ± 0.002
PERFORATION	DIAMETER	D	1.50 ± 0.10	0.060 ± 0.004
	PITCH	P <sub>0</sub>	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	POSITION	E	1.75 ± 0.10	0.069 ± 0.004
CARRIER TAPE	WIDTH	W	3.00 + 0.30 - 0.10	0.315 + 0.012 - 0.004
	THICKNESS	t <sub>1</sub>	0.254 ± 0.02	0.010 ± 0.001
COVER TAPE	WIDTH	C	5.40 ± 0.10	0.213 ± 0.004
	TAPE THICKNESS	T <sub>1</sub>	0.062 ± 0.001	0.002 ± 0.00004
DISTANCE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	F	3.50 ± 0.05	0.138 ± 0.002
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	P <sub>2</sub>	2.00 ± 0.05	0.079 ± 0.002

www.semiconductors.agilent.com  
 Data subject to change.  
 Copyright © 2001 Agilent Technologies, Inc.  
 Obsoletes 5988-1533EN  
 September 13, 2001  
 5988-1071EN



## Spécification technique pour le coupleur hybride de type 1A1305-3



Model 1A1305-3

**Hybrid Couplers**  
3 dB, 90°



**Description**

The 1A1305-3 is a low profile 3dB hybrid coupler in an easy to use surface mount package covering the entire DCS and PCS bands. The 1A1305-3 is ideal for balanced amplifiers and signal distribution and can be used in most high power designs. Parts have been subjected to rigorous qualification testing and units are 100% tested. They are manufactured using materials with x and y thermal expansion coefficients compatible with common substrates such as FR4, G-10 and polyamide.

**Features:**

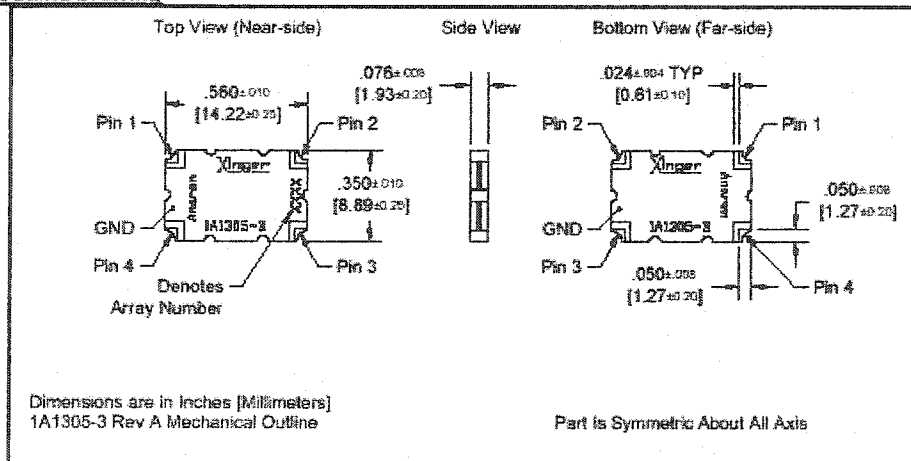
- 1.5 – 2.2 GHz
- Low Loss
- High Isolation
- 90° Quadrature
- Surface Mountable
- Tape And Reel
- Convenient Package
- 100% Tested

**ELECTRICAL SPECIFICATIONS\*\***

Frequency MHz	Isolation dB Min	Insertion Loss dB Max	VSWR Max.†	
1.7 – 2.0	23	0.23	1.18	
1.5 – 2.2	20	0.25	1.20	
Amplitude Balance dB Max	Phase Balance Degrees	Power Ave. CW Watts	SJC °C/Watt	Operating Temp. °C
± 0.30	± 3	100	14.6	-55 to +85
± 0.40	± 3	100	14.6	-55 to +85

\*\*Specification based on performance of unit properly installed on microstrip printed circuit boards with 50 Ω nominal impedance. Specifications subject to change without notice.

**Outline Drawing**



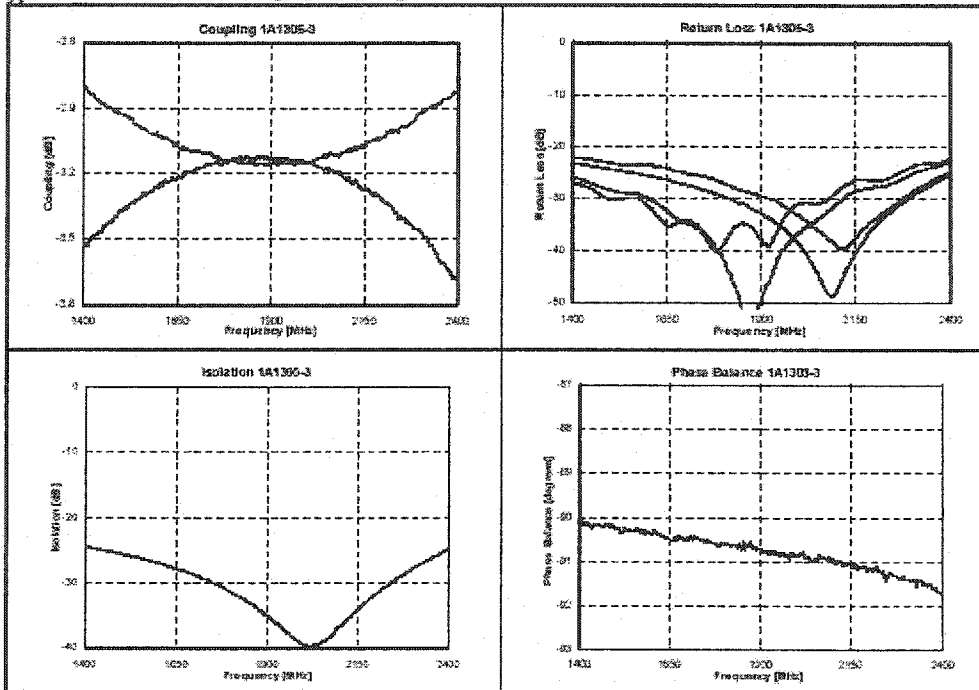
Available on Tape and Reel For Pick and Place Manufacturing.

USA/Canada: (315) 432-8909  
Toll Free: (800) 544-2414  
Europe: +44 2392-232392

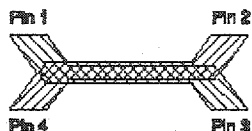
Model 1A1305-3



Typical Performance: 1.4 GHz to 2.4 GHz.



Pin Configuration



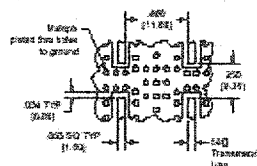
Hybrid Coupler Pin Configuration				
	Pin 1	Pin 2	Pin 3	Pin 4
Configuration #1	Input	Isolated	-3dB, -90°	-3dB, 0°
Configuration #2	Isolated	Input	-3dB, 0°	-3dB, -90°
Configuration #3	-3dB, -90°	-3dB, 0°	Input	Isolated
Configuration #4	-3dB, 0°	-3dB, -90°	Isolated	Input

Mounting Footprint

To ensure proper electrical and thermal performance, pads must be a given distance with 100% solder coverage across each of the part.



Part is Symmetric About All Axes



Dimensions are in inches [millimeters]  
1A1305-3 Rev. A Mounting Footprint

USA/Canada: (315) 432-8909  
Toll Free: (800) 544-2414  
Europe: +44 2382-232392

Available on Tape and Reel For Pick and Place Manufacturing.



What? We think of no.

## Les paramètres S du coupleur hybride 90 degrés, type 1A1305-3

```

# GHz S MA R 50.0000
! ANSOFT CORPORATION Harmonica @ v8.5 S4P DATABANK
! Circuit file: C:\anaren\correction\correction.ckt
! Time created: 01/30/01 15:18:01
! S-parameter data for subcircuit: correction
!
! FREQ 4x4 S-MATRIX (mag/phase)
1.4000 0.0894 149.6406 0.0884 -77.0738 0.7153 -100.1963 0.6737 -10.7863
0.0883 -77.1026 0.0915 147.1494 0.6741 -11.6859 0.7151 -101.1836
0.7152 -100.2223 0.6745 -11.6736 0.0883 146.3284 0.0923 -78.6494
0.6733 -10.6758 0.7160 -101.1835 0.0915 -78.9501 0.0875 149.1110
1.4050 0.0886 149.4753 0.0881 -77.6344 0.7143 -100.5065 0.6742 -11.0601
0.0881 -77.6774 0.0911 147.1690 0.6746 -11.9603 0.7144 -101.4819
0.7148 -100.5197 0.6751 -11.9746 0.0876 146.2826 0.0918 -79.1404
0.6739 -10.9601 0.7155 -101.4653 0.0910 -79.4535 0.0869 148.9520
1.4100 0.0882 149.2992 0.0877 -78.2022 0.7135 -100.7723 0.6748 -11.3271
0.0878 -78.2366 0.0905 147.0915 0.6751 -12.2454 0.7140 -101.7737
0.7142 -100.7535 0.6757 -12.2446 0.0871 146.1551 0.0914 -79.7836
0.6748 -11.2364 0.7148 -101.7580 0.0907 -80.1008 0.0864 148.7879
1.4150 0.0879 149.2101 0.0874 -78.7032 0.7134 -101.0633 0.6753 -11.5854
0.0873 -78.7435 0.0900 147.0291 0.6758 -12.5028 0.7136 -102.0412
0.7137 -101.0458 0.6763 -12.5056 0.0866 146.0837 0.0910 -80.3010
0.6754 -11.5125 0.7148 -102.0682 0.0904 -80.6034 0.0860 148.7835
1.4200 0.0874 148.9306 0.0870 -79.2857 0.7127 -101.3415 0.6762 -11.8546
0.0869 -79.2915 0.0898 147.0483 0.6763 -12.7794 0.7130 -102.3232
0.7136 -101.3079 0.6768 -12.8086 0.0861 146.0404 0.0905 -80.7955
0.6759 -11.7487 0.7143 -102.3121 0.0899 -81.1358 0.0857 148.7059
1.4250 0.0870 148.9011 0.0866 -79.6097 0.7123 -101.6105 0.6768 -12.1180
0.0865 -79.6049 0.0893 146.9807 0.6771 -13.0454 0.7126 -102.6107
0.7129 -101.5850 0.6775 -13.0461 0.0855 146.0142 0.0901 -81.1675
0.6768 -12.0266 0.7135 -102.5761 0.0895 -81.5359 0.0855 148.5990
1.4300 0.0863 148.6202 0.0862 -80.1451 0.7114 -101.8918 0.6773 -12.3955
0.0861 -80.1553 0.0889 146.8803 0.6774 -13.3129 0.7126 -102.9240
0.7121 -101.8756 0.6781 -13.3346 0.0848 145.8679 0.0898 -81.6016
0.6770 -12.2908 0.7130 -102.8664 0.0891 -81.9950 0.0852 148.4118
1.4350 0.0860 148.5120 0.0858 -80.4839 0.7120 -102.1703 0.6780 -12.6670
0.0858 -80.4546 0.0885 146.8778 0.6782 -13.5875 0.7122 -103.1514
0.7121 -102.1585 0.6786 -13.5754 0.0844 145.7453 0.0894 -82.0006
0.6777 -12.5525 0.7128 -103.1333 0.0886 -82.3999 0.0849 148.2965
1.4400 0.0854 148.3514 0.0854 -80.8453 0.7116 -102.4415 0.6786 -12.9230
0.0853 -80.8376 0.0883 146.8192 0.6789 -13.8459 0.7119 -103.4060
0.7116 -102.3957 0.6796 -13.8434 0.0839 -14.6081 0.0890 -82.3798
0.6785 -12.8001 0.7119 -103.4183 0.0882 -82.7672 0.0845 148.1797
1.4450 0.0849 148.2702 0.0850 -81.2282 0.7110 -102.7568 0.6791 -13.2022
0.0849 -81.1942 0.0878 146.6466 0.6793 -14.1348 0.7112 -103.7563
0.7104 -102.7141 0.6798 -14.1209 0.0833 145.3693 0.0886 -82.7449
0.6791 -13.0995 0.7113 -103.6931 0.0879 -13.1523 0.0842 147.9507
1.4500 0.0844 148.0542 0.0845 -81.5672 0.7094 -103.0128 0.6797 -13.4558
0.0845 -81.5385 0.0875 146.6184 0.6800 -14.3970 0.7099 -104.0295
0.7100 -102.9930 0.6806 -14.3848 0.0827 145.3226 0.0882 -83.1495
0.6795 -13.3552 0.7107 -104.0004 0.0875 -83.5705 0.0839 147.7152
1.4550 0.0840 148.0020 0.0841 -81.9514 0.7091 -103.3056 0.6803 -13.7124
0.0841 -81.8546 0.0872 146.5695 0.6805 -14.6672 0.7095 -104.2965
0.7095 -103.2946 0.6812 -14.6440 0.0823 145.1204 0.0879 -83.6074
0.6799 -13.6241 0.7104 -104.2591 0.0872 -84.0154 0.0835 147.5969
1.4600 0.0838 147.8587 0.0839 -82.3646 0.7088 -103.5789 0.6809 -14.0124
0.0840 -82.2768 0.0868 146.3706 0.6812 -14.9391 0.7090 -104.5756
0.7095 -103.5425 0.6817 -14.9272 0.0817 144.9450 0.0876 -83.9723
0.6806 -13.8949 0.7095 -104.5647 0.0868 -84.3760 0.0833 147.4911
1.4650 0.0833 147.6070 0.0835 -82.7267 0.7083 -103.8522 0.6815 -14.2880
0.0835 -82.6697 0.0866 146.3275 0.6817 -15.2192 0.7090 -104.8579
0.7086 -103.8213 0.6823 -15.1954 0.0814 144.7309 0.0874 -84.4095
0.6812 -14.1459 0.7094 -104.8273 0.0865 -84.8655 0.0828 147.3642
1.4700 0.0831 147.4539 0.0831 -83.1250 0.7076 -104.1250 0.6820 -14.5458
0.0831 -83.0616 0.0862 146.1876 0.6822 -15.4916 0.7079 -105.1772
0.7080 -104.1229 0.6828 -15.4579 0.0810 144.5489 0.0869 -84.8271
0.6813 -14.4238 0.7084 -105.1356 0.0861 -85.2656 0.0826 147.2506
1.4750 0.0827 147.3602 0.0828 -83.5445 0.7074 -104.4422 0.6826 -14.8169
0.0829 -83.5254 0.0859 146.0186 0.6829 -15.7698 0.7078 -105.4355
0.7077 -104.3938 0.6833 -15.7428 0.0808 144.4232 0.0867 -85.3405
0.6823 -14.6979 0.7084 -105.4219 0.0858 -85.7345 0.0821 147.0600
1.4800 0.0824 147.1938 0.0826 -83.9832 0.7068 -104.6945 0.6830 -15.0778
0.0826 -83.9521 0.0854 145.8580 0.6833 -16.0162 0.7079 -105.7276
0.7069 -104.6805 0.6839 -15.9997 0.0803 144.1382 0.0863 -85.7735
0.6827 -14.9687 0.7077 -105.6925 0.0853 -86.1791 0.0819 147.0111
1.4850 0.0818 147.1147 0.0822 -84.4844 0.7062 -104.9819 0.6836 -15.3414
0.0822 -84.4690 0.0852 145.7114 0.6839 -16.2980 0.7076 -106.0005
0.7066 -104.9547 0.6843 -16.2850 0.0798 143.9841 0.0860 -86.2953
0.6830 -15.2087 0.7070 -106.0050 0.0851 -86.7213 0.0816 146.7915
1.4900 0.0814 146.9913 0.0820 -84.9967 0.7065 -105.2592 0.6840 -15.6088

```

Table with multiple columns containing numerical values and identifiers (e.g., 0.6986 -110.7418, 1.5950, 0.0709, 146.0085, etc.). The table is organized in a grid-like structure with varying column widths and row lengths.



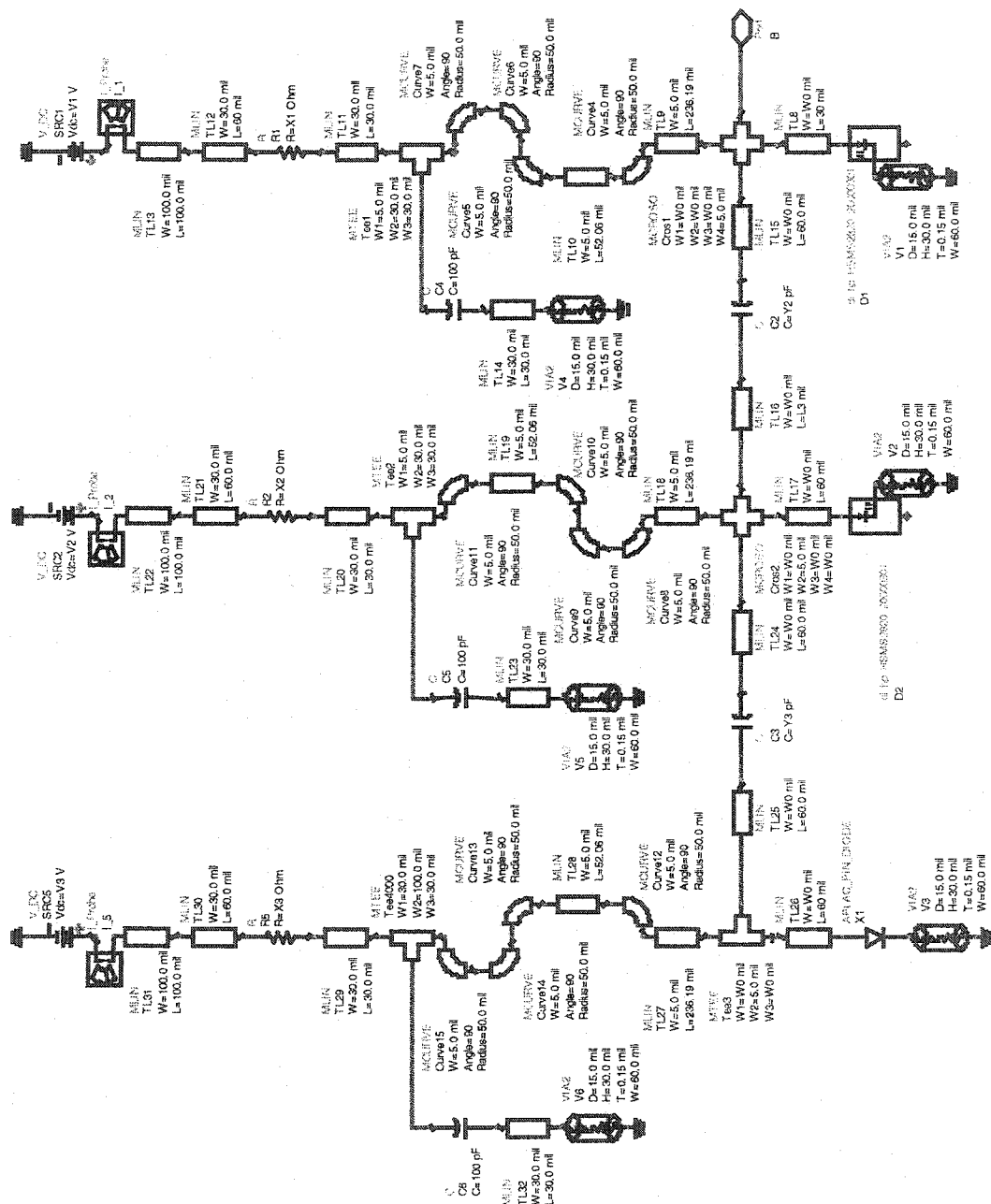


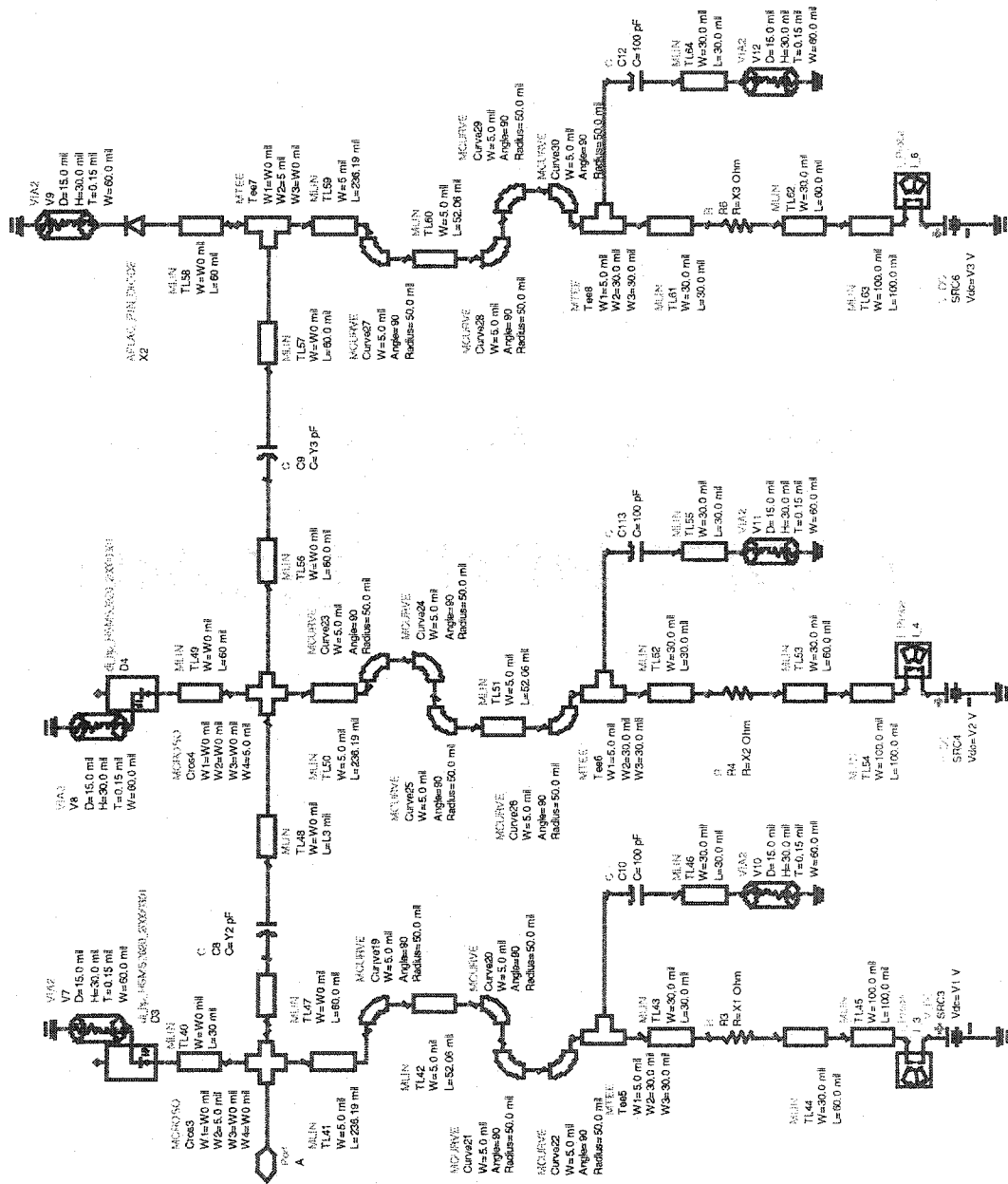






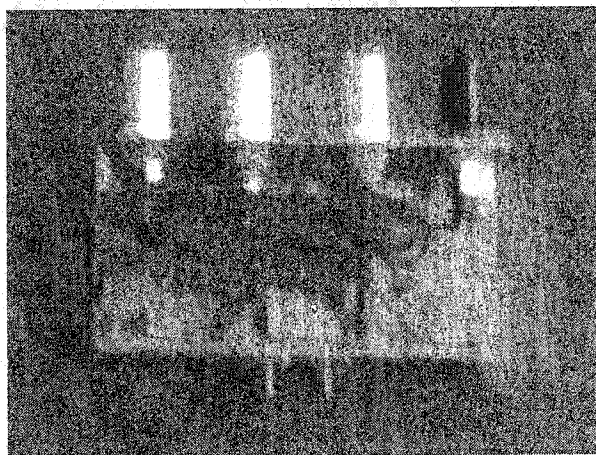




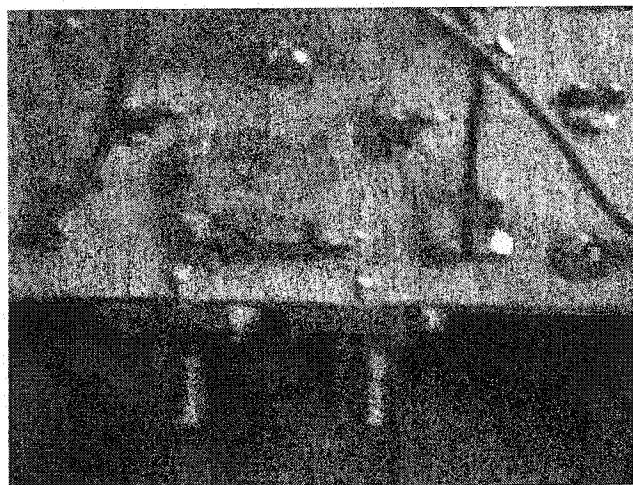


## ANNEXE 2.10

**Prototype du circuit de linéarisation à six diodes en parallèle et en polarisation directe**



**Figure 1.** La photographie du circuit prototype



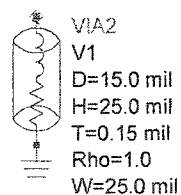
**Figure 2.** La photographie du circuit prototype 1 (détail)

## ANNEXE 2.11

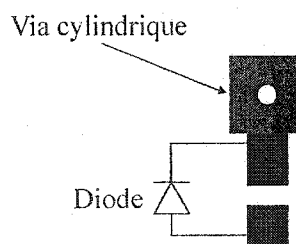
## Analyse des trous Via cylindriques dans le micro-ruban

## a) La structure de Via cylindrique en ADS

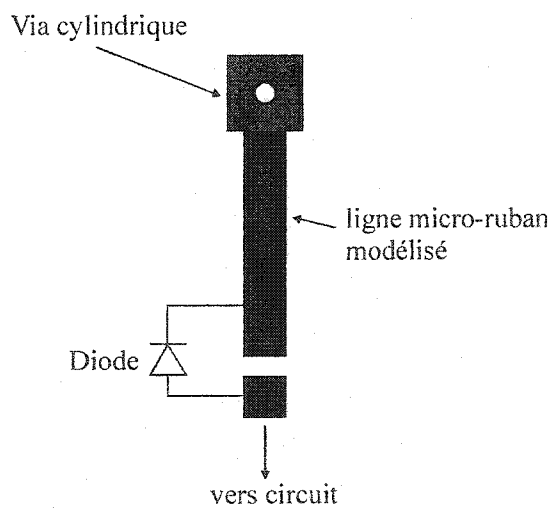
Le modèle a été développé par Vijai K. Tripathi pour la compagnie Agilent.



## b) Via cylindriques non modélisés dans le micro-ruban



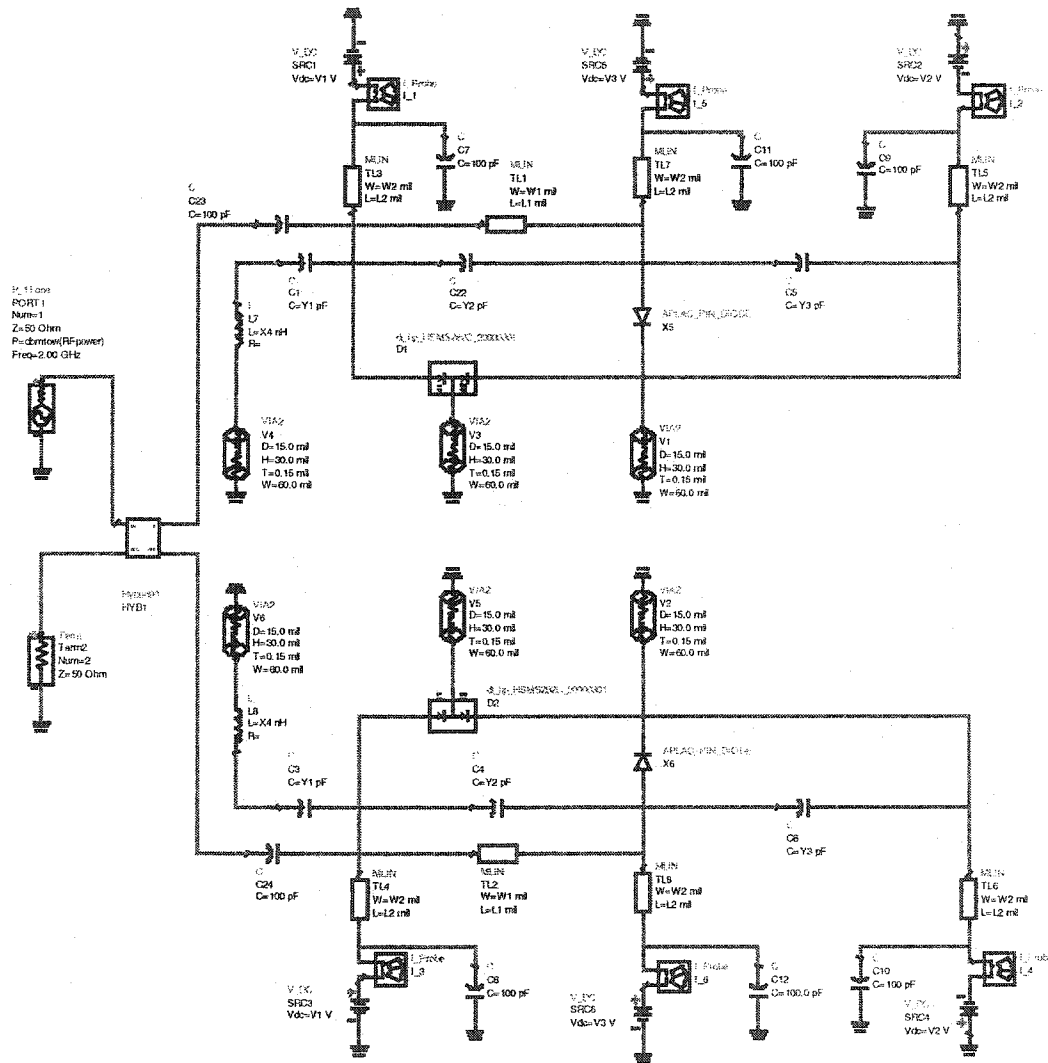
## c) Via cylindriques dans le micro-ruban modélisé





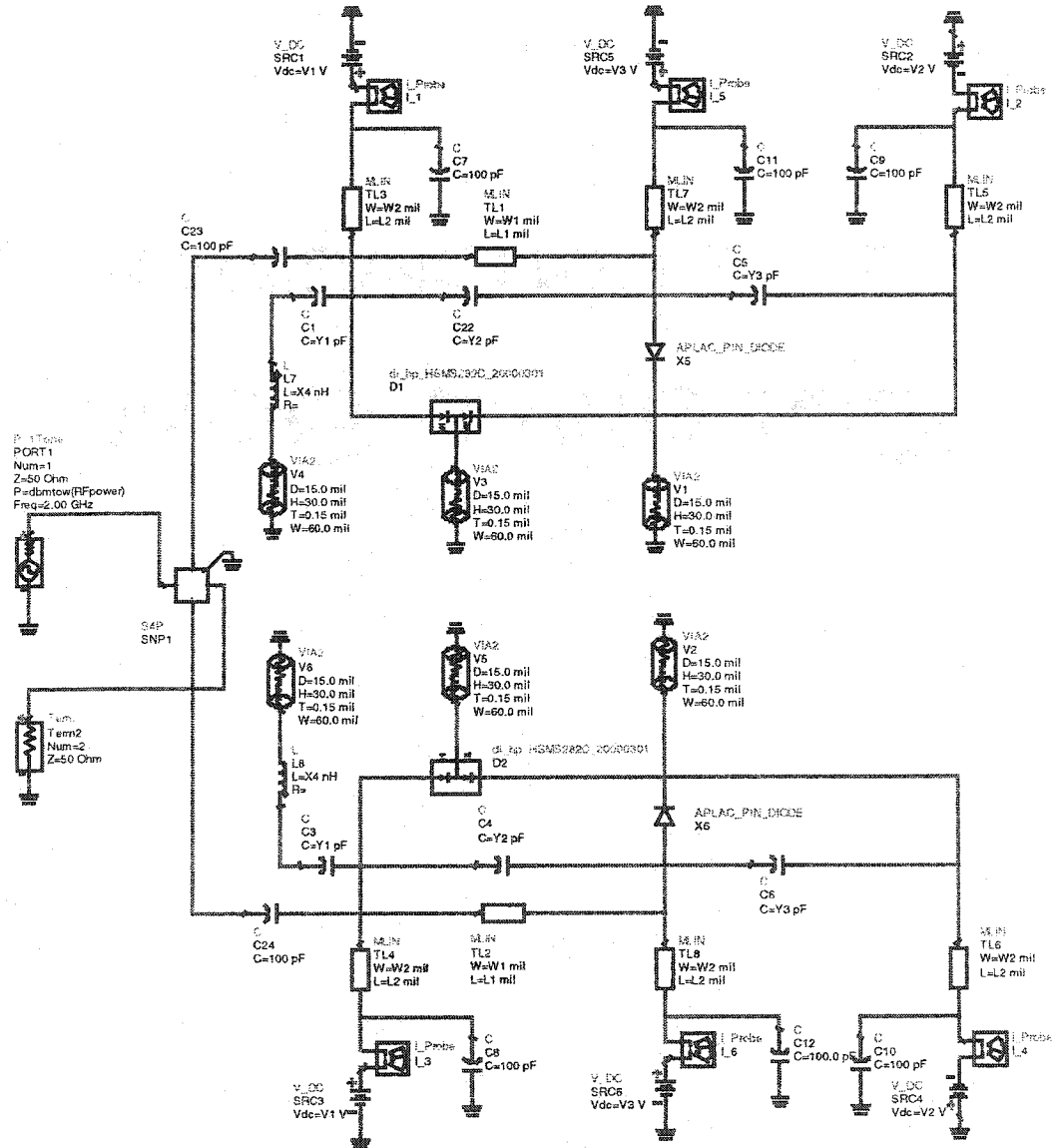
ANNEXE 3.1

Première version du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode



ANNEXE 3.2

La deuxième version du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en connexion anode à cathode

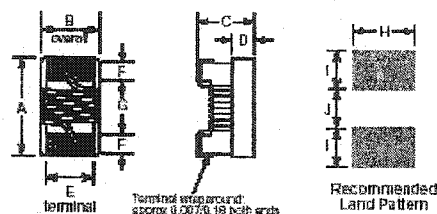


Spécification technique pour l'inductance d'accord de type 0603CS

# Chip Inductors - 0603CS Series (1608)

Ultra-small size, exceptional Q and high SRFs make these inductors ideal for high frequency applications where size is at a premium. They also have excellent DCR and current carrying characteristics.

Coilcraft Designer's Kits C124A and C124B contain samples of 5% tolerance parts. Kits with 2% tolerance are also available. To order, contact Coilcraft or visit <http://order.coilcraft.com> to purchase on-line.

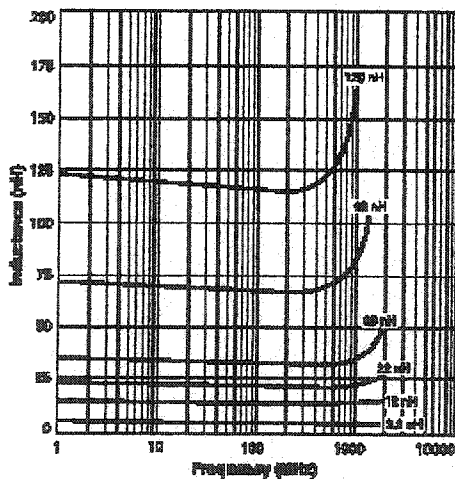


A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
max	max	max	ref						
0.071	0.044	0.040	0.015	0.030	0.013	0.034	0.040	0.025	0.025
1.80	1.12	1.02	0.38	0.75	0.33	0.95	1.02	0.64	0.64

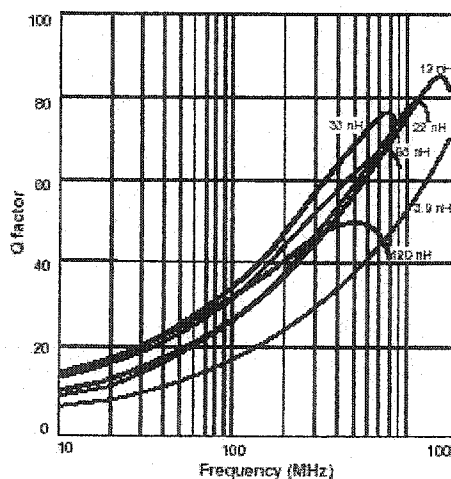
Part #s: T 2000 Tape width: 8 mm  
For packaging details see Tape and Reel Specifications section.

**3-Parameter files**  
ON OUR WEB SITE OR CD  
**SPICE models**  
ON OUR WEB SITE OR CD

Typical L vs Frequency



Typical Q vs Frequency



**COILCRAFT** ACCURATE  
**PRECISION** REPEATABLE  
SEE INDEX TEST FIXTURES



Specifications subject to change without notice. Document 195-1 Revised 8/8/02

1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/828-8400 Fax 847/828-1488  
E-mail [info@coilcraft.com](mailto:info@coilcraft.com) Web <http://www.coilcraft.com>

## 0603CS Series (1608)

Part number <sup>1</sup>	Inductance <sup>2</sup> (nH)	Percent tolerance <sup>3</sup>	Q min <sup>4</sup>	SRF min <sup>5</sup> (MHz)	DCR max <sup>6</sup> (Ohms)	I <sub>rms</sub> max <sup>7</sup> (mA)	900 MHz		1.7 GHz		Color code
							L typ	Q typ	L typ	Q typ	
0603CS-1N6X_B_	1.6 @ 250 MHz	10,5	24	12500	0.030	700	1.67	49	1.65	63	Red
0603CS-1N8X_B_	1.8 @ 250 MHz	10,5	16	12500	0.045	700	1.63	35	1.66	50	Black
0603CS-3N3X_B_	3.3 @ 250 MHz	10,5,2	35	5900	0.045	700	3.31	75	3.39	88	Blue
0603CS-3N6X_B_	3.6 @ 250 MHz	10,5,2	22	5900	0.063	700	3.72	53	3.71	65	Red
0603CS-3N9X_B_	3.9 @ 250 MHz	10,5,2	22	5900	0.080	700	3.95	49	3.96	67	Brown
0603CS-4N3X_B_	4.3 @ 250 MHz	10,5,2	22	5900	0.063	700	4.32	50	4.33	70	Orange
0603CS-4N7X_B_	4.7 @ 250 MHz	10,5,2	20	5800	0.116	700	4.72	47	4.75	57	Violet
0603CS-5N1X_B_	5.1 @ 250 MHz	10,5,2	20	5700	0.140	700	4.93	47	4.95	56	Green
0603CS-5N6X_B_	5.6 @ 250 MHz	10,5,2	26	4760	0.075	700	5.77	63	6.06	80	Black
0603CS-5N8X_B_	5.8 @ 250 MHz	10,5,2	27	5800	0.110	700	6.75	60	7.10	81	Red
0603CS-7N5X_B_	7.5 @ 250 MHz	10,5,2	28	4800	0.106	700	7.70	60	7.82	65	Brown
0603CS-8N2X_B_	8.2 @ 250 MHz	10,5	30	4200	0.115	700	8.25	82	8.37	87	Orange
0603CS-8N7X_B_	8.7 @ 250 MHz	5,2	26	4600	0.109	700	8.86	62	9.32	58	Yellow
0603CS-9N5X_B_	9.5 @ 250 MHz	5,2	28	5400	0.135	700	9.7	50	9.92	61	Blue
0603CS-10NX_B_	10 @ 250 MHz	5,2	31	4800	0.130	700	10.0	66	10.6	83	Orange
0603CS-11NX_B_	11 @ 250 MHz	5,2	30	4000	0.086	700	11.0	53	11.5	56	Gray
0603CS-12NX_B_	12 @ 250 MHz	5,2	35	4000	0.130	700	12.3	72	13.5	83	Yellow
0603CS-15NX_B_	15 @ 250 MHz	5,2	35	4000	0.170	700	15.4	64	16.8	89	Green
0603CS-16NX_B_	16 @ 250 MHz	5,2	34	3300	0.104	700	16.2	55	17.3	52	White
0603CS-18NX_B_	18 @ 250 MHz	5,2	35	3100	0.170	700	18.7	70	21.4	69	Blue
0603CS-22NX_B_	22 @ 250 MHz	5,2	38	3000	0.190	700	22.8	73	26.1	71	Violet
0603CS-23NX_B_	23 @ 250 MHz	5,2	39	2850	0.190	700	24.1	71	28.0	67	Orange
0603CS-24NX_B_	24 @ 250 MHz	5,2	36	2650	0.135	700	24.5	45	28.7	39	Black
0603CS-27NX_B_	27 @ 250 MHz	5,2	40	2900	0.220	600	29.2	74	34.6	65	Gray
0603CS-30NX_B_	30 @ 250 MHz	5,2	37	2250	0.144	600	31.4	47	39.9	28	Brown
0603CS-33NX_B_	33 @ 250 MHz	5,2	40	2300	0.220	600	36.0	67	49.5	42	White
0603CS-36NX_B_	36 @ 250 MHz	5,2	37	2080	0.250	600	39.4	47	52.7	24	Red
0603CS-39NX_B_	39 @ 250 MHz	5,2	40	2200	0.250	600	42.7	60	60.2	40	Black
0603CS-43NX_B_	43 @ 250 MHz	5,2	38	2000	0.280	600	47.0	44	64.9	21	Orange
0603CS-47NX_B_	47 @ 200 MHz	5,2	38	2000	0.280	600	52.2	62	77.2	25	Brown
0603CS-51NX_B_	51 @ 200 MHz	5,2	35	1900	0.270	600	55.5	69	82.2	34	Blue
0603CS-56NX_B_	56 @ 200 MHz	5,2	38	1900	0.310	600	62.5	56	97.0	26	Red
0603CS-68NX_B_	68 @ 200 MHz	5,2	37	1700	0.340	600	80.5	54	168	21	Orange
0603CS-72NX_B_	72 @ 150 MHz	5,2	34	1700	0.400	400	82.0	53	135	20	Yellow
0603CS-82NX_B_	82 @ 150 MHz	5,2	34	1700	0.540	400	96.2	54	177	21	Green
0603CS-R10X_B_	10 @ 150 MHz	5,2	34	1400	0.580	400	124	49	—	—	Blue
0603CS-R11X_B_	11 @ 150 MHz	5,2	32	1350	0.610	300	138	43	—	—	Violet
0603CS-R12X_B_	12 @ 150 MHz	5,2	32	1300	0.650	300	165	39	—	—	Gray
0603CS-R15X_B_	15 @ 150 MHz	5,2	28	990	0.920	280	250	25	—	—	White
0603CS-R18X_B_	18 @ 100 MHz	5,2	25	990	1.25	240	305	22	—	—	Black
0603CS-R20X_B_	20 @ 100 MHz	10,5	25	900	1.98	200	—	—	—	—	Green
0603CS-R21X_B_	21 @ 100 MHz	10,5,2	27	895	2.06	200	—	—	—	—	Gray
0603CS-R22X_B_	22 @ 100 MHz	5,2	25	900	2.10	200	—	—	—	—	Brown
0603CS-R25X_B_	25 @ 100 MHz	10,5,2	25	822	3.55	120	—	—	—	—	Violet
0603CS-R27X_B_	27 @ 100 MHz	5,2	24	900	2.30	170	—	—	—	—	Red
0603CS-R33X_B_	33 @ 100 MHz	5,2	25	900	3.89	100	—	—	—	—	Blue
0603CS-R39X_B_	39 @ 100 MHz	5	25	900	4.35	100	—	—	—	—	Yellow

1. Specify tolerance and packaging codes.

0603CS-R39X JB W

Tolerance: G = 2% J = 5% K = 10% (Table shows stock tolerances in bold)

Packaging: W = 7" machine-ready reel, EIA-471 punched paper tape (2000 parts per full reel)

U = Less than full reel. In tape, but not machine ready. To have a leader and trailer added (5% charge), use code letter W instead.

2. Inductance measured using Coilcraft SMD-A fixture in Agilent HP 4296 impedance analyzer.

3. Tolerances in bold are stocked for immediate shipment.

4. Q measured using Agilent HP 4291A with Agilent HP 16150 test fixture and on Agilent HP 8752D with Coilcraft EMD-D test fixture.

5. SRF measured using Agilent HP 87220D network analyzer and Coilcraft SMD-D test fixture.

6. DCR measured on Cambridge Technology micro-ohmmeter and Coilcraft CGF556 test fixture.

7. Average current for 1°C rise from 25°C ambient.

8. Operating temperature range -40°C to +125°C.

9. Electrical specifications at 25°C.

See Qualification Standards section for environmental and test data.



Specifications subject to change without notice. Document 195-2 Revised 03/24/03

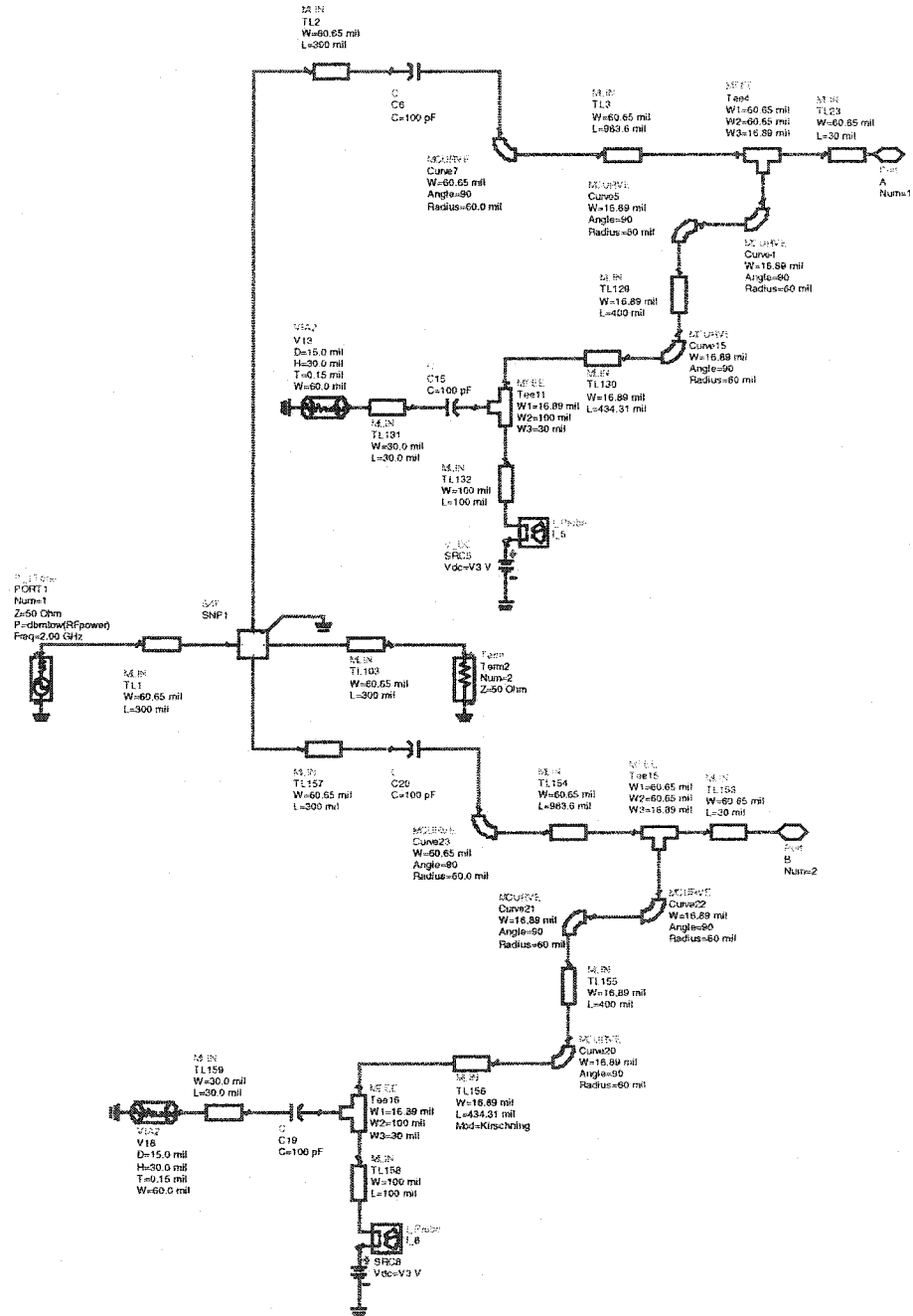
1102 Silver Lake Road, Cary, Illinois 60013 Phone 847/832-8400 Fax 847/832-1488

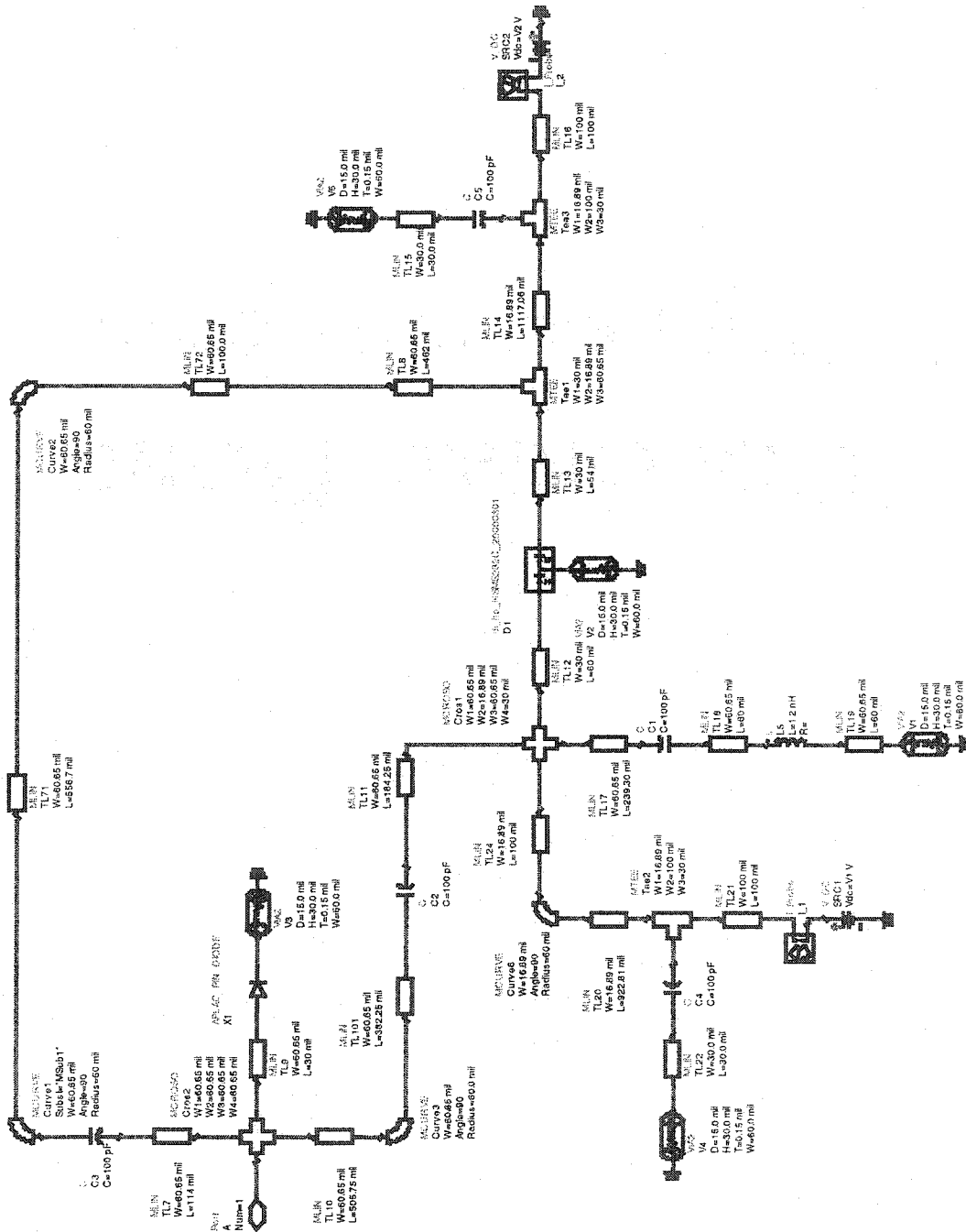
E-mail info@coilcraft.com Web http://www.coilcraft.com

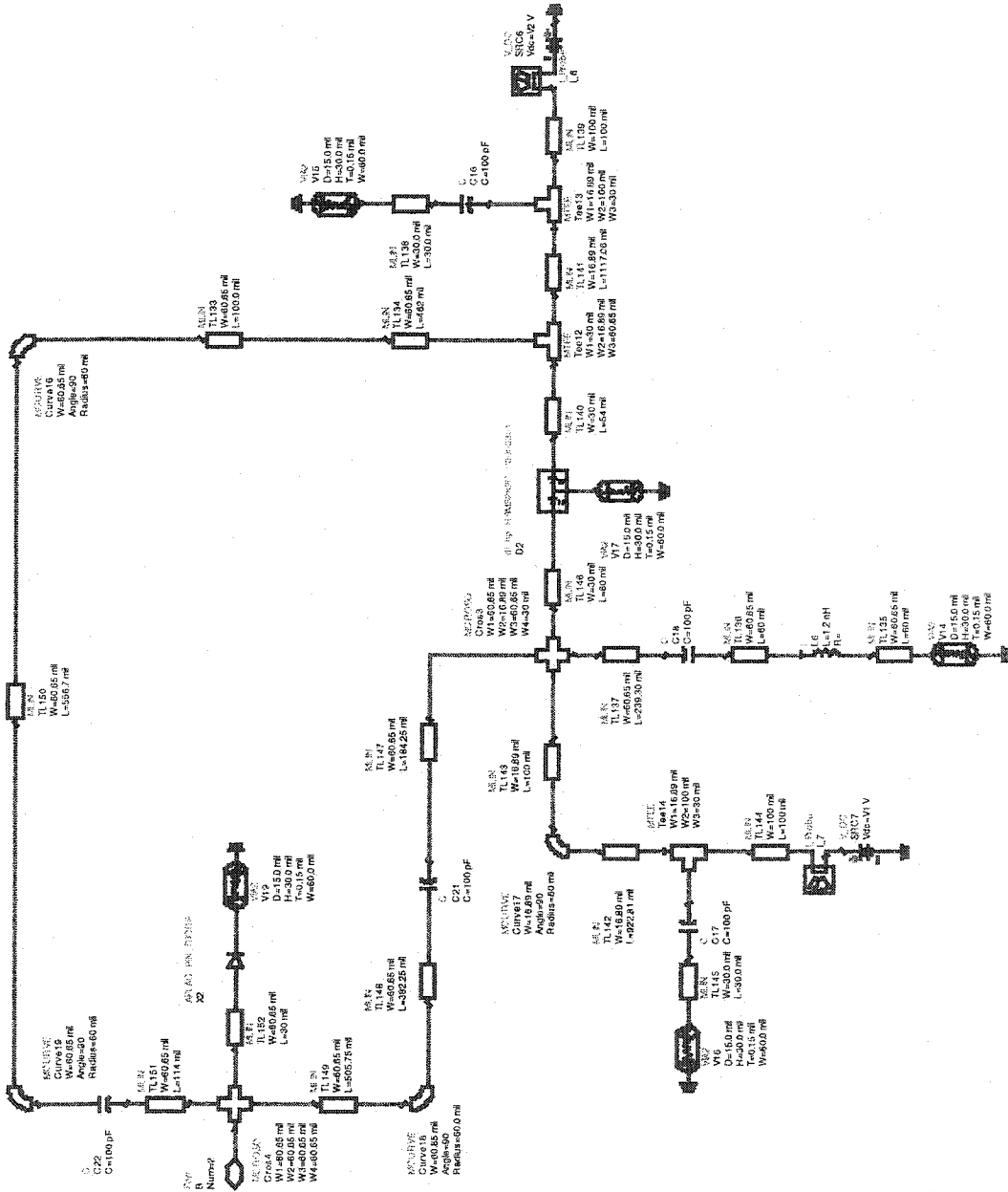
© Coilcraft, Inc. 2003

ANNEXE 3.4

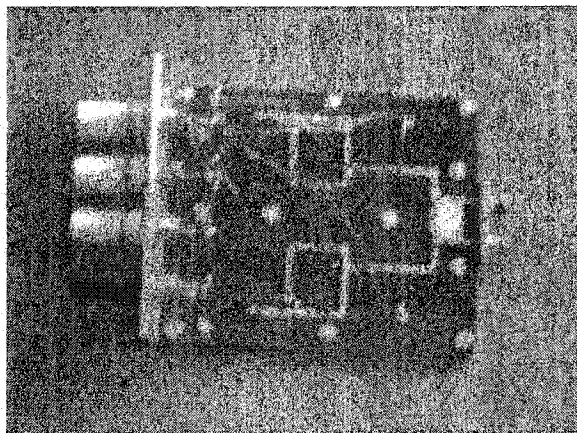
Schéma du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en configuration anode à cathode, version finale



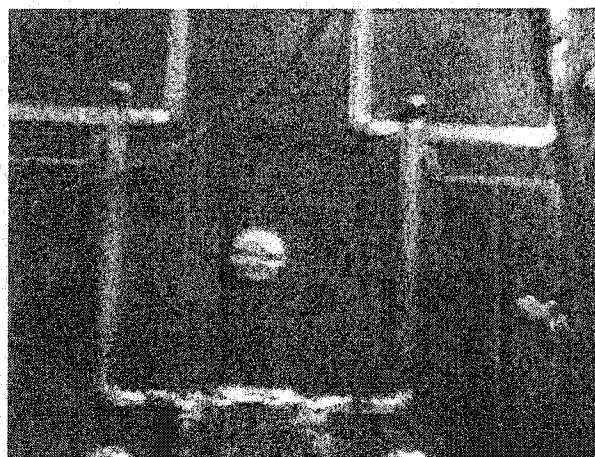




**Prototype du circuit de linéarisation avec les diodes Schottky en  
configuration anode à cathode**



**Figure 1.** La photographie du circuit prototype



**Figure 2.** La photographie du circuit prototype 1 (détail)



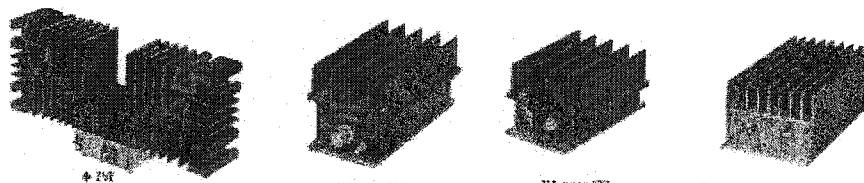
ANNEXE 4.1

Spécification technique pour l'amplificateur ZHL-4240

AMPLIFIERS

Coaxial

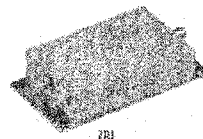
MEDIUM HIGH POWER 50 kHz to 8 GHz



up to 1W (+30 dBm) output

MODEL NO.	FREQ. (MHz)	GAIN (dB)		MAXIMUM POWER (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR MAX		DC POWER (W)	CASE STYLE	PRICE \$
		Typ	Typ. Noise	Output (1 dB Compression)	Input (1 dB Compression)	1F (dB) Typ	2F (dBm) Typ	In	Out			
ZHL-30	2000-5000	30	+7.0	+30*	+20	4	40	2.1	2.1	12	EM239	1005.00
ZHL-3A	2-500	16	+1.0	+26	+20	11	+30	2.1	2.1	24	532	229.00
ZHL-2	10-1000	16	+1.0	+25	+15	9	+30	2.1	2.1	24	534	249.00
ZHL-2-B	10-1000	22	+1.0	+29	+5	10	+30	2.1	2.1	24	530	329.00
ZHL-211	850-500	20	+3.4	+29	+15	8	+30	1.87	1.87	24	531	299.00
ZHL-2-12	10-1200	24	+1.0	+29*	+10	4*	+30	2.1	2.1	24	535	329.00
ZHL-5A	0.4-150	24	+1.0	+25.5	+10	11	+30	2.1	2.1	24	532	229.00
ZHL-52A	0.25-120	29	+1.0	+29	+10	10	+30	2.1	2.1	24	532	229.00
ZHL-42	200-4200	30	+1.0*	+28	+5	10	+30	2.5:1	2.5:1	15	536	395.00
ZHL-4240	200-4200	40	+1.5*	+28	+5	9	+30	2.5:1	2.5:1	15	536	395.00
ZHL-4280	10-4200	30	+1.5*	+28*	+5	8**	+30	2.5:1	2.5:1	15	536	395.00
ZHL-4240P	10-4200	40	+1.5*	+28*	+5	8**	+30	2.5:1	2.5:1	15	536	395.00

\* -28.5 dBm maximum at 1000-1000 MHz  
 \*\* -27 dBm at 10-200 MHz  
 \*\*\* Below 100 MHz RF increases to 15 dB at 10 MHz  
 \* Below 100 MHz RF increases to 16 dB at 10 MHz  
 \* Measured at 25°C  
 \* At -25°C, +30 dBm typ. at 54°C amb.



low noise, high IP3

MODEL NO.	FREQ. (MHz)	GAIN (dB)		MAXIMUM POWER (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR MAX		DC POWER (W)	CASE STYLE	PRICE \$	
		Typ	Typ. Noise	Output (1 dB Compression)	Input (1 dB Compression)	1F (dB) Typ	2F (dBm) Typ	In	Out				
ZHL-450-75	5-450	-	-0.1	-20	-20	1.5	+48	2.5:1	1.5:1	12	532	149.95	
ZHL-1000-75	50-1000	-	-0.1	-20	-20	1.5	+47	1.5:1	1.5:1	12	532	149.95	
ZHL-1000	50-1000	-	-0.4	-26	-22	3.5	46	2:1	2:1	12	532	149.95	
ZHL-2000	50-1000	-	-0.8	-26	-11	3.7	46	2:1	2:1	12	530	149.95	
ZHL-3000	50-1000	-	-1.0	-26	-3	5.6	46	2.5:1	2:1	12	532	179.95	
NEW ZHL-400	150-400	30	-0.5	+23.5	-10	2.5	42	1.3:1	1.3:1	12	530	179.95	
	175-300	30	-0.25	+23.5	-10	2.4	42	1.5:1	1.5:1	12	530		
NEW ZHL-700	200-700	29	-0.5	+23.5	-10	2.0	46	1.32:1	1.32:1	12	530	179.95	
	200-300	29	-0.3	+23.5	-10	2.0	46	1.32:1	1.32:1	12	530		
NEW ZHL-1150LN	500-1400												
	500-700	31	-0.5	+1.0	+22	-10	1.1	38	2.0:1	1.5:1	12	500	119.95
	700-1000	32	-0.5	+1.0	+22	-10	0.8	42	2.0:1	1.5:1	12	500	
	1000-1400	29	-0.8	+1.0	+22	-10	1.1	40	1.5:1	1.5:1	12	500	
NEW ZHL-1500	650-1200	23.5	-0.5	+1.0	+23.5	-10	2.0	46	1.4:1	1.4:1	12	530	119.95
	800-950	28	-0.4	+0.5	+23.5	-10	2.0	46	1.4:1	1.4:1	12	530	
NEW ZHL-2000	1400-2300	23.5	-0.7	+1.0	+23	-10	2.5	46	1.6:1	1.5:1	12	530	119.95
	1650-2150	24	-0.5	+0.5	+23	-10	2.3	46	1.4:1	1.3:1	12	530	
NEW ZHL-2400LN	1000-2400												
	1000-1400	31	-0.6	+2.0	+21	-10	1.2	45	2.3:1	2.0:1	12	500	109.95
	1400-1900	27	-0.4	+1.8	+23	-10	1.0	44	1.5:1	1.5:1	12	500	
	1900-2400	25	-1.0	+2.0	+23	-10	1.2	45	1.4:1	1.3:1	12	500	

+ RF continuity extends from 15 dB at 20 MHz to 10 dB typ. at 10 MHz



INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 200165, Brooklyn, New York 11220-0016 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

Our Distribution Centers: NORTH AMERICA 800-854-1949 • 417-335-5625 • Fax 417-335-5045 • EUROPE 44-1257-632900 • Fax 44-1252-637010

ANNEXE 4.2

S  cification technique pour l'amplificateur ERA-3SM

MONOLITHIC AMPLIFIERS

50Ω

BROADBAND DC to 8 GHz



low power, up to +13.5 dBm output

all specifications at 25°C

MODEL#	FREQ. GHz	GAIN, dBTYPICAL								RETURN LOSS, dB	ISOLATION, dB	INPUT SWR	OUTPUT SWR	VSWR, dB	REFL. LOSS, dB	DC OPERATING POWER, W	DC SUPPLY VOLTAGE, V	CASE STYLE	PRICE \$											
		1.5	2	3	4	5	6	7	8																					
ERA 1	DC-8	12.5	12.1	11.8	11.9	9.7	9.9	9.7	9	10.5	12.0	16.0	15	4.3	25	1.5	1.6	1.5	1.5	75	330	45	3.4	3.0	4.1	176	QW100	22	1.31	
ERA 2	DC-8	14.2	13.8	13.2	14.4	13.1	11.2	---	---	17	10.5	10.0	11.0	18	4.0	26	1.5	1.4	1.2	1.6	75	330	48	3.4	3.0	4.1	155	QW100	22	1.52
ERA 3	DC-8	22.1	21.9	18.7	16.2	---	---	---	---	16	11.7	12.5	9	13	3.1	23	1.5	---	1.4	---	75	330	33	2.7	3.6	4.1	154	QW100	22	1.67
ERA 3SM	DC-8	12.1	12.1	11.3	10.9	9.7	9.9	9.7	9	10.3	12.0	16.0	15	4.3	25	1.5	1.6	1.5	1.5	75	330	45	3.4	3.0	4.1	162	QW100	22	1.42	
NEW ERA 213M	DC-8	14.3	13.9	13.2	12.3	10.8	8.7	4.9	11.2	10.5	12.6	10.0	15	4.7	25	1.1	1.4	1.3	1.9	75	330	48	3.4	3.0	4.1	184	QW100	22	1.57	
ERA 3SM	DC-8	16.2	15.8	15.2	14.4	13.1	11.2	---	---	13	10.5	13.0	11.0	15	4.0	20	1.5	1.4	1.2	1.6	75	330	48	3.4	3.0	4.1	160	QW100	22	1.57
NEW ERA 3SM	DC-8	19.9	18.7	17.4	15.9	---	---	---	---	18	10.9	13.5	11.5	13	3.8	28.5	1.6	---	1.3	---	75	330	49	4.3	3.8	4.8	146	QW100	22	1.22
ERA 3SM	DC-8	22.1	21.9	18.7	16.2	---	---	---	---	16	11.1	12.5	9	13	3.5	25	1.5	---	1.4	---	75	330	35	3.2	3.0	4.1	159	QW100	22	1.72

features

- low thermal resistance
- miniature microwave amplifier
- available in drop-in & surface mount (sm) versions
- frequency range, DC to 8 GHz, usable to 10 GHz
- up to 18.5 dBm typ. (16.5 dBm min) output power

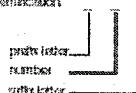
absolute maximum ratings

operating temperature: -45°C to 85°C  
storage temperature: -65°C to 150°C

model identification

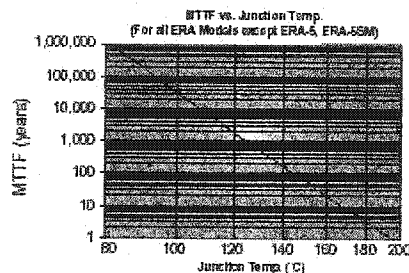
Model	marking
ERA 1, ERA 3SM	1
ERA 2, ERA 3SM	2
ERA 3, ERA 3SM	3
ERA 3SM	30
ERA 3, ERA 4SM	4
ERA 3, ERA 3SM	5
ERA 3SM	50
ERA 3SM	51
ERA 3, ERA 4SM	6

Note: Probe letter (optional) designates assembly location. Surface letter (optional) use for wafer identification.



NOTES

- Accuracies washable
- \* at 1 GHz for ERA 4, 5G, 4SM, 5SM, 56SM, 51SM, 6SM
- \*\*  $f_u$  is the upper frequency limit for each model as shown in the table.
- \*\*\* Gain, gain flatness, and VSWR are specified at 1.5 GHz.
- Low frequency cutoff determined by external coupling capacitors.
- A. Environmental specifications and to flow soldering information available in General Information Section.
- B. Units are non-heuristic unless otherwise noted. For details on case dimensions & finishes see "Case Styles & Outline Drawings".
- C. Prices and specifications subject to change without notice.
- D. For Quality Control Procedures see Table of Contents, Section G. "Mini-Circuits Guarantees Quality" article, for Environmental Specifications see Amplifier Selection Guide.
1. Model number designated by alphanumeric code marking.
2. ERA 3M models available on tape and reel.
3. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded. These ratings are not intended for continuous normal operation.
4. Supply voltage must be connected to pin 3 through a bias resistor in order to prevent damage. See "Biasing MMIC Amplifiers" in [minicircuits.com/applications.html](http://minicircuits.com/applications.html). Reliability predictions are applicable at specified current & normal operating conditions.



112110



INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 350156, Brooklyn, New York, 11235-0000 (718) 934-4500 Fax: (718) 332-4661  
Distribution Centers NORTH AMERICA 800-854-7949 • 417-335-5925 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832800 • Fax 44-1252-837018



Drop-In & Surface Mount

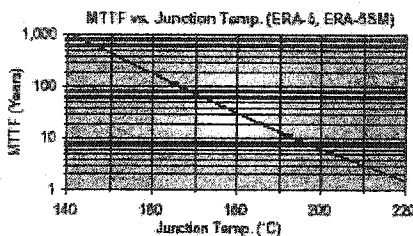


medium power, up to +18.4 dBm output all specifications at 25°C

PACKAGE NO.	FREQ. GHz	GAIN, dB typical								MAXIMUM INPUT POWER, dBm (100 MHz)	DYNAMIC RANGE, dB (100 MHz)	VSWR (1) Max				APERTURE, mm	DC OPERATING POWER, W (at Pin)	TERMINATION, Ohms	CASE STYLE	PIN	PRICE \$								
		1	2	3	4	5	6	7	8			10	20	30	40														
ERA-2	DC-4	17.6	17.5	17.2	17.1	17.3	—	—	18.5	+0.2	17.9	18	20	4.5	36	1.3	1.2	1.6	1.2	120	450	10	5.0	4.5	5.0	170	WV105	20	3.85
ERA-4	DC-4	14.3	14.0	13.4	12.1	11.9	—	—	11	+0.4	11.3	15	20	4.2	34	1.2	1.2	1.3	1.8	130	450	15	4.5	4.2	5.0	165	WV105	20	3.85
ERA-5	DC-4	20.2	19.5	18.5	17.3	16.2	—	—	16	+1.0	16.4	16.5	17	4.3	32.5	1.3	1.3	1.2	1.3	120	450	15	4.9	4.2	5.5	210	WV105	20	3.85
ERA-5SM	DC-4	17.6	17.5	17.2	17.1	17.3	—	—	18.5	+0.2	17.9	18	20	4.5	36	1.3	1.2	1.6	1.2	120	450	10	5.0	4.5	5.0	175	WV105	20	3.85
ERA-4SM	DC-4	14.3	14.0	13.4	12.1	11.9	—	—	11	+0.4	11.3	15	20	4.2	34	1.2	1.2	1.3	1.8	120	450	15	4.5	4.2	5.0	165	WV105	20	3.85
NEW ERA-4TSM	DC-4	16.0	15.4	14.1	14.0	12.4	—	—	14	+1.0	14.1	16.5	13	4.1	33	1.1	1.2	1.2	1.5	130	650	15	4.5	4.2	5.5	154	WV105	20	3.90
ERA-5SM	DC-4	20.2	19.5	18.5	17.3	16.2	—	—	16	+1.0	16.4	16.5	17	4.3	32.5	1.3	1.3	1.2	1.3	120	450	15	4.9	4.2	5.5	213	WV105	20	3.90
NEW ERA-5SM**	DC-4	20.7	19.4	18.3	—	—	—	—	16	+1.2	16.2	16.9	17	4.3	32.5	1.3	—	1.2	—	120	650	15	4.4	4.6	4.9	177	WV105	20	3.95

typical biasing configuration

RESISTOR VALUES (ohms) for Optimum Biasing of ERA Models										
Vcc	ERA-1, 1SM	ERA-2, 2SM	ERA-3, 3SM	ERA-4, 4SM	ERA-5, 5SM	ERA-6, 6SM	ERA-7, 7SM	ERA-8, 8SM	ERA-9, 9SM	ERA-10, 10SM
7	22.0	22.7	23.7	107	69.5	20.2	43.2	40.2	32.1	—
8	11.5	11.5	11.2	120	33.1	22.2	53.0	53.0	42.2	—
9	127	137	137	102	115	26.7	65.1	65.1	56.2	—
10	182	182	182	101	140	20.5	52.5	52.5	62.8	—
11	187	187	187	224	165	15.3	67.0	67.0	84.5	—
12	245	245	245	240	191	11.0	11.0	11.2	97.5	—
13	227	227	227	285	215	127	67	157	113	—
14	261	261	261	300	245	142	142	142	137	—
15	227	227	227	340	262	120	120	120	140	—
16	306	306	306	366	287	174	174	174	194	—
17	302	302	302	395	316	167	167	167	197	—
18	387	387	387	420	340	202	202	202	192	—
19	383	383	383	462	365	221	221	221	195	—
20	412	412	412	475	326	220	220	220	210	—



designers kits available

Kit No.	Model Type	No. of Units in Kit	Description	Price \$ per kit
K1-ERA	ERA	30	10 of each 1, 2, 3	49.95
K2-ERA	ERA	20	10 of each 4, 5	69.95
K1-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 1SM, 2SM, 3SM	49.95
K2-ERASM	ERA-SM	20	10 of each 4SM, 5SM	69.95
K3-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 4SM, 5SM, 6SM	99.95

pin connections

Pin	Conn.
1	1
2	2
3	3
4	4
CASE GND	2,4
NOT USED	—

NSN GUIDE

MCL NO.	NSN
ERA-1SM	5902-01-450-5075
ERA-2SM	5902-01-450-1410
ERA-3SM	5902-01-450-1014



The Design Engineers Search Engine  
Provides Actual Data Instantly  
At: <http://www.minicircuits.com>

In Stock... Immediate Delivery  
For Custom Versions Of Standard Models  
Consult Our Applications Dept.

