



HAL
open science

Conception et réalisation d'oscillateurs intégrés monolithiques micro-ondes à base de transistors sur arséniure de gallium

Philippe Andre

► **To cite this version:**

Philippe Andre. Conception et réalisation d'oscillateurs intégrés monolithiques micro-ondes à base de transistors sur arséniure de gallium. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 1995. Français. NNT: . tel-00144094

HAL Id: tel-00144094

<https://theses.hal.science/tel-00144094>

Submitted on 30 Apr 2007

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

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

THESE

Préparée

Au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS

en vue de l'obtention du

DOCTORAT de l'UNIVERSITE PAUL SABATIER de TOULOUSE

Spécialité : Electronique

par

Philippe ANDRE

Maître ès Sciences

**CONCEPTION ET REALISATION D'OSCILLATEURS INTEGRES
MONOLITHIQUES MICRO-ONDES A BASE DE TRANSISTORS SUR
ARSENIURE DE GALLIUM**

Soutenu le 20 Juin 1995, devant le jury,

MM.	A. MARTINEZ	Président
	M. GAYRAL	Directeur de Thèse
	R. QUERE	Rapporteurs
	P.A. ROLLAND	
	J.M. BOULAY	Examineurs
	J. GRAFFEUIL	
	J. SOMBRIN	
	M. SOULARD	

Rapport LAAS N° 95 243

Cette thèse a été préparée au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS

7 Avenue du Colonel Roche, 31077 Toulouse Cedex

A Nasahia

*A mon père, ma mère
A ma famille*

A mes amis

Avant Propos

Cette thèse a été préparée au sein du groupe "Composants et Circuits Micro-ondes" du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) du CNRS de Toulouse.

Je tiens en premier lieu à remercier Monsieur Alain COSTES, Directeur du LAAS, pour la confiance dont il a témoigné en m'accueillant dans le laboratoire.

Je remercie vivement Monsieur Augustin MARTINEZ, Professeur à l'INSA de Toulouse, qui malgré un emploi du temps chargé et de lourdes responsabilités m'a fait l'honneur d'assumer avec tout le brio qu'on lui connaît la présidence du jury de thèse.

J'adresse également mes remerciements à Messieurs Raymond QUERE, Professeur à l'IUT de Brive, et P.A. ROLLAND, Professeur à l'IEMN de Lille, qui ont bien voulu me faire l'honneur de juger ce travail, en acceptant d'être rapporteurs de ce mémoire.

Mes remerciements vont également à Messieurs Jean Marie BOULAY, responsable du Laboratoire RF à MOTOROLA Toulouse, J. SOMBRIN, chef du Département Hyperfréquences au CNES, et Michel SOULARD, chef de service au LEMMIC à Alcatel Espace Paris pour avoir accepté d'être examinateurs de cette thèse.

Messieurs Christophe FOURTET, Ingénieur d'Application RF à MOTOROLA, et Jean François VILLEMAZET, ingénieur au LEMMIC ont participé au jury de thèse, je les en remercie sincèrement.

Je remercie particulièrement Monsieur Jacques GRAFFEUIL, Professeur à l'Université Paul Sabatier à Toulouse, pour la confiance qu'il m'a accordée en m'accueillant au sein du groupe "Circuits et Composants Micro-ondes" (CCM) qu'il anime, ainsi que pour les conseils avisés qu'il m'a donnés.

Je tiens à exprimer à Michel GAYRAL, Maître de Conférence à l'Université Paul Sabatier toute ma reconnaissance pour avoir assuré la direction de cette thèse avec une très grande disponibilité et une très grande compétence. Son soutien constant, son efficacité, ses qualités humaines m'ont été d'une aide précieuse, qu'il en soit sincèrement remercié.

Que Monsieur Jean-François SAUTEREAU, Professeur à l'Université Paul Sabatier, reçoive ici l'expression de ma sympathie.

Mes remerciements vont également à l'ensemble des membres permanents du groupe CCM pour d'une part leur soutien et leur amitié mais également pour leurs compétences scientifiques et l'aide qu'ils m'ont apportée. Ceci s'adresse à Laurent ESCOTTE, Thierry PARRA, Robert PLANA, chacun Maître de Conférences à l'Université Paul Sabatier, Olivier LLOPIS, Chargé de Recherche au LAAS, et Jean-Marc DIENOT appelé à des fonctions de Maître de Conférences à l'IUT de Tarbes. Je remercie également de la même manière Hicham AMINE, Jean Christophe CAYROU et Frédéric SEJALON ainsi que Nicolas NOLHIER, Maître de Conférences à l'Université Paul Sabatier. Merci aussi à Jacques RAYSSAC pour ses compétences techniques particulièrement précieuses.

Malgré les difficultés et le temps passé, ce travail a pu être mené dans une ambiance de bonne humeur grâce aux doctorants du groupe CCM que je n'oublie pas. Merci donc à Jean Philippe ROUX (super thésard), Jacques VERDIER (le bout en train du groupe), Christine ZANCHI (l'Unique composante féminine du groupe et elle a bien du mérite !), Simon DESGREZ, Bart VAN HAAREN, Didier PRIETO (les petits derniers), Jean Guy TARTARIN (le postulant). Merci également à Christophe LAPORTE.

Je remercie aussi Messieurs J. CATALA, D. DAURAT, R. ZITTEL, et particulièrement R. LORTAL, ainsi que A. BERGEZ et M. POWELL qui ont assuré la reproduction de ce mémoire.

Je tiens enfin à exprimer toute ma sympathie aux personnes de la division microélectronique qui m'ont témoigné de leur amitié, ils sont nombreux, je ne peux les citer tous ici, qu'ils m'en excusent.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	3
------------------------------------	----------

CHAPITRE I

PRESENTATION DES OSCILLATEURS MICRO-ONDES GENERALITES

I) INTRODUCTION :	9
II) LES DIFFERENTES APPROCHES PERMETTANT L'ETUDE DES OSCILLATEURS:.....	10
II-1) OSCILLATEUR EN TRANSMISSION :.....	10
II-2) OSCILLATEUR EN REFLEXION :.....	11
III) DEFINITIONS RELATIVES AUX OSCILLATEURS :.....	12
III-1) CONDITIONS D'OSCILLATION ET DE STABILITE :.....	12
III-1-1) Conditions d'oscillation - régime établi :.....	12
III-1-2) Conditions de démarrage ou d'établissement de l'oscillation :.....	14
III-1-3) Conditions de stabilité :.....	15
III-2) COEFFICIENT DE SURTENSION :.....	17
III-3) SENSIBILITE DE L'OSCILLATEUR A DES VARIATIONS DE CHARGES OU D'ALIMENTATION :.....	18
III-3-1)Variation de la fréquence d'oscillation provoquée par une variation de l'impédance de charge (Pulling):.....	18
III-3-2) Variation des caractéristiques de l'oscillateur provoquée par une variation des grandeurs l'alimentation (Pushing) :	19
III-4) LE BRUIT DANS LES OSCILLATEURS :.....	20
III-4-1) Origines du bruit de fluctuation de fréquence et d'amplitude :.....	20
III-4-2) Définitions relatives à la caractérisation du bruit de fluctuations d'un oscillateur :.....	21
III-4-3) Le bruit de modulation de fréquence ou de phase :.....	24
III-4-4) Mesure du bruit de phase par la méthode du discriminateur de fréquence à ligne à retard :.....	28
1) Principe :	29
2) Performances et caractéristiques du banc :	29

IV) L'OSCILLATEUR EN TECHNOLOGIE INTEGREE MONOLITHIQUE	
MICRO-ONDE :	30
IV-1) LES OSCILLATEURS ACCORDABLES :	30
IV-1-1) Les caractéristiques à privilégier :	30
IV-1-2) Ce que permet la technologie monolithique:	31
1) Oscillateur accordable à varactor :	31
2) Monolithique et hybride :	32
3) Autres solutions :	32
IV-2) LES OSCILLATEURS LIBRES UTILISES COMME SOURCE DE	
REFERENCE A HAUTE PURETE SPECTRALE :	33
IV-2-1) Les caractéristiques que l'on cherche à privilégier :	33
IV-2-2) Ce que permet la technologie monolithique:	33
1) Oscillateur monolithique à résonateur diélectrique :	33
2) Production de signaux à haute pureté à l'aide de systèmes à	
multiplication ou à verrouillage de phase :	34
a) Systèmes à multiplication de fréquence :	35
b) Systèmes à verrouillage de phase :	35
IV-3) UN ETAT DE L'ART CONCERNANT LES PERFORMANCES DES	
OSCILLATEURS MMIC :	36
V) CONCLUSION :	38
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	39

CHAPITRE II

ANALYSE ET METHODOLOGIE DE CONCEPTION DES OSCILLATEURS MICRO-ONDES

I) INTRODUCTION :	45
II) ETUDE EN REGIME DE PETITS SIGNAUX DES OSCILLATEURS :	46
II-1) RECHERCHE D'UNE IMPEDANCE A PARTIE REELLE NEGATIVE:	46
II-2) GAIN DE BOUCLE > 1	46
II-3) CONCLUSION :	50
III) ETUDE EN REGIME FORTS SIGNAUX DES OSCILLATEURS :	50
III-1) LES METHODES TEMPORELLES:	51
III-1-1) Principe et limitations :	51
III-1-2) Cas particulier de l'analyse d'un oscillateur :	52

III-2) LA METHODE D'EQUILIBRAGE HARMONIQUE :	52
III-2-1) Principe :	52
III-2-2) Analyse des oscillateurs :	53
1) Sonde de courant ou de tension :	54
2) Utilisation d'un coupleur directionnel (Eesof) :	55
3) Technique basée sur le formalisme des systèmes bouclés (Limoges):	56
4) Technique du circulateur 3 ports utilisée par MDS :	57
III-3) COMPARAISON TEMPOREL ET EQUILIBRAGE HARMONIQUE :	58
IV) METHODOLOGIE MISE EN OEUVRE POUR LA CONCEPTION D'OSCILLATEURS:	60
IV-1) CYCLE DE CHARGE INTRINSEQUE :	61
IV-2) OPTIMISATION DE L'OSCILLATEUR : APPROCHE AMPLIFICATEUR EN REFLEXION :	63
IV-2-1) Approche initiale :	63
IV-2-2) Optimisation :	65
IV-2-3) Prise en compte des harmoniques :	68
IV-2-4) Conclusion:	69
V) TECHNIQUES D'ANALYSE DU BRUIT DE PHASE :	70
V-1) LA METHODE DES MATRICES DE CONVERSION :	70
V-2) LE PUSHING :	74
V-3) METHODE MDS :	75
VI) CONCLUSION :	76
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	77

CHAPITRE III

CONCEPTION ET REALISATION D'OSCILLATEURS MMIC A BASE DE MESFET

I) INTRODUCTION :	81
II) TECHNOLOGIE MONOLITHIQUE MISE EN OEUVRE :	82
III) MODELE FORT SIGNAL DU MESFET UTILISE : MODELE FONDEUR.....	84

IV) CONCEPTION D'UN OSCILLATEUR LIBRE MMIC A MESFET:	88
IV-1) TOPOLOGIE DU CIRCUIT :	88
IV-1-1) Choix de la topologie :	88
IV-1-2) Oscillateur à contre-série :	88
1) Circuit d'adaptation :	89
2) Circuits de polarisation :	89
3) Circuits de destabilisation :	89
IV-2) RESULTATS DE SIMULATION :	90
V) TEST DU CIRCUIT - RESULTATS DE MESURES:	93
V-1) TEST DU CIRCUIT :	93
V-2) RESULTATS DE MESURES ET COMPARAISON AVEC LA SIMULATION :	94
VI) ELABORATION D'UN MODELE FORT SIGNAL DU MESFET UTILISE:	97
VI-1) ELABORATION DU MODELE :	97
VI-1-1) Détermination des éléments linéaires du modèle :	98
VI-1-2) Capacité $C_{gs}(V_{gs})$:	99
VI-1-3) Source de courant $I_{gs}(V_{gs})$:	99
VI-1-4) Source de courant $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$:	100
VI-2) VALIDATION DU MODELE :	102
VI-1-1) $P_s(P_e)$:	102
VI-1-2) Oscillateur :	104
VI-3) LIMITES CONCERNANT LA MODELISATION NON-LINEAIRE DES TEC:.....	105
VI-3-1) Problème de l'autopolarisation :	105
VI-3-2) Limites liées à la nature distribuée de la grille du TEC :	107
VII) COMPORTEMENT EN BRUIT DE PHASE DES OSCILLATEURS :	109
VII-1) MESURE DU BRUIT DE PHASE :	109
VII-2) MESURE ET MODELISATION DU BRUIT BASSE FREQUENCE DU MESFET UTILISE :	110
VII-3) SIMULATION DU BRUIT DE PHASE :	111
VIII) CONCLUSION :	113
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	115

CHAPITRE IV

CONCEPTION ET REALISATION D'OSCILLATEURS MMIC A BASE DE TBH GaAlAs/GaAs

I) INTRODUCTION :	119
II) TECHNOLOGIE MONOLITHIQUE MISE EN OEUVRE :	121
III) MODELE DU TBH :	122
IV) CONCEPTION ET REALISATION DE PLUSIEURS OSCILLATEURS :	127
IV-1) OSCILLATEUR LIBRE A 8.6 GHZ :	128
IV-1-1) Optimisation - Résultats de simulation :	128
IV-1-2) Résultats de mesures - Comparaison avec la simulation :	132
IV-1-3) Comportement en bruit de phase :	133
IV-2) OSCILLATEUR LIBRE A 8.6 GHZ AVEC ETAGE TAMPON DE SORTIE :	136
IV-2-1) Optimisation - Résultats de simulation :	136
IV-2-2) Résultats de mesures - Comparaison avec la simulation :	139
IV-2-3) Comportement en bruit de phase :	140
IV-3) OSCILLATEUR CONTROLE EN TENSION (OCT) :	141
IV-3-1) Choix de l'élément d'accord :	141
IV-3-2) Optimisation - Résultats de simulation :	143
IV-3-3) Résultats de mesures - Comparaison avec la simulation :	145
V) CONCLUSION :	150
 <i>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</i>	153
 CONCLUSION GENERALE	159
 ANNEXE 1	165

INTRODUCTION GENERALE



INTRODUCTION GENERALE

Le concepteur de circuits intégrés monolithiques micro-ondes a accès aujourd'hui à un grand nombre de filières MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit). Ainsi, il lui est possible de réaliser des circuits monolithiques hyperfréquences à base de MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor), de HEMT (High Electron Mobility Transistor), de HEMT Pseudomorphique (PHEMT), ou, depuis peu, à base de TBH (Transistor Bipolaire à Hétérojonction). D'autre part, en plus d'une technologie microruban, il peut utiliser une technologie coplanaire, et les fréquences auxquelles il peut prétendre atteignent la gamme des ondes millimétriques. La variété et les performances potentielles de ces filières démontrent le niveau et la maturité atteints par une technologie monolithique née il y a presque 20 ans aujourd'hui. Les fonderies sont ainsi en mesure de répondre à une forte demande, apparue il y a peu de temps et nécessitant une production de masse à coût réduit, induite par le rapide développement de marchés à applications civiles concernant la télécommunication entre mobile (système GSM, Global System for Mobile Communications), le téléphone sans fil, le télépéage (réseau autoroutier), le radar anticollision, la télévision, le satellite, ... Enfin, l'ensemble de ces besoins et l'encombrement des bandes de fréquences classiques (HF,UHF) nécessitent de disposer de gammes de fréquences plus élevées. La technologie monolithique, pour répondre à ces attentes, apparaît comme une des solutions parmi les plus intéressantes et prometteuses.

L'exploitation commerciale de ces filières a été rendue possible grâce à l'obtention d'un processus de fabrication relativement stable, présentant des dispersions technologiques acceptables. Malgré cette première reconnaissance, il est toujours important d'éprouver les potentialités d'une technologie pour en affirmer la fiabilité, la robustesse, la reproductibilité, et la versatilité par rapport à une gamme d'applications analogiques hyperfréquences aussi variée soit elle. La réalisation de circuits de différents types et la confrontation simulation-mesure permet d'évaluer de manière ultime la fiabilité et la capacité de prédiction des modèles proposés par les fonderies. Disposer de modèles précis est en effet une condition indispensable pour concevoir un circuit MMIC. Disposer d'outils de CAO adaptés, très performants se révèle également nécessaire (reproductibilité des performances, réduction du coût de réalisation d'un circuit). Les simulateurs en évolution constante, auxquels se rajoutent à chaque version de nouvelles fonctionnalités, doivent eux aussi être testés, afin de pouvoir les utiliser au mieux.

Le travail présenté ici concerne la conception et la réalisation d'oscillateurs intégrés monolithiques micro-ondes à base de transistors à effet de champ (TEC) ou bipolaire sur Arséniure de Gallium. L'oscillateur est parmi l'un des circuits micro-ondes analogiques qui pose le plus de problème par rapport à son intégration monolithique complète, du moins si

l'on souhaite qu'il présente des performances comparables aux oscillateurs réalisés en technologie hybride (plage d'accord et pureté spectrale). L'amélioration de ses potentialités notamment concernant son bruit de phase passe par l'amélioration des performances en bruit basse fréquence des dispositifs actifs utilisés (C'est cette caractéristique qui focalise l'attention des concepteurs d'oscillateurs). Le choix du dispositif actif est donc important, son optimisation technologique par rapport à cette caractéristique (bruit BF) l'est également. La pureté spectrale de l'oscillateur pourrait être aussi améliorée si l'on disposait de résonateur à fort coefficient de surtension monolithiquement intégrable.

L'objet du mémoire s'inscrit en partie dans le cadre d'un travail d'évaluation appliquée à la fonction oscillateur :

- d'une part, d'un simulateur (MDS de Hewlett Packard) et des potentialités qu'il offre pour concevoir un oscillateur,
- et d'autre part, de deux filières MMIC, l'une à base de MESFET (GEC-Marconi) l'autre à base de TBH (TRW), et de la précision de prédiction des modèles que chacune d'entre elle fournit, ceci toujours appliqué à la conception d'oscillateurs micro-ondes.

Le premier chapitre fait un rappel sur la théorie et les notions principales caractéristiques de la fonction oscillateur. Nous insistons plus particulièrement sur les conditions de démarrage de l'oscillation et sur les définitions qui permettent de caractériser les performances en bruit de phase d'un oscillateur. Nous donnons les caractéristiques et le principe de fonctionnement du banc de bruit de phase que nous avons utilisé pour mesurer le comportement de nos oscillateur de ce point de vue. Nous présentons dans une dernière partie la fonction oscillateur par rapport à la technologie monolithique. Nous établissons enfin un état de l'art permettant de situer les performances des oscillateurs monolithiques.

Dans le deuxième chapitre, une évaluation est faite concernant les différents outils de CAO disponibles sur le simulateur utilisé, MDS (Microwave Design System) de Hewlett Packard, permettant de concevoir un oscillateur. A partir de cette étude et sur la base des comparaisons réalisées, des avantages et des inconvénients dégagés, nous développons une méthodologie de conception des oscillateurs en régime de forts signaux. Celle-ci s'appuie essentiellement sur l'optimisation du cycle de charge intrinsèque au transistor et la transformation de l'oscillateur en amplificateur en réflexion. Elle permet la prise en compte de l'ensemble des harmoniques. Enfin, la dernière partie de ce chapitre est consacrée à la présentation des techniques d'analyse du bruit de phase.

La méthodologie développée dans le deuxième chapitre est appliquée à la conception d'un oscillateur libre MMIC à base de MESFET. Ce circuit a été réalisé par la fonderie

GEC-Marconi. Une comparaison simulation-mesure est effectuée. Elle fait apparaître des différences sur les niveaux de puissance qui nous ont conduit à élaborer un nouveau modèle à partir de mesures en régime impulsionnel des caractéristiques de sortie I(V) du transistor. Les résultats de simulation obtenus avec ce modèle se révèlent être en accord avec les résultats du modèle fondeur initialement utilisé pour la conception de l'oscillateur. Cette comparaison nous permet de montrer les limites auxquelles se heurtent la modélisation non linéaire des TEC. Elle nous conduit ainsi à constater l'inadéquation des modèles électriques non linéaires classiques de transistors à effet de champ qui ne prennent pas en compte l'influence de l'autopolarisation et la nature distribuée de la grille. Pour terminer, une caractérisation en bruit de phase de notre oscillateur est présentée ainsi que des résultats de simulation. La confrontation simulation-mesure est commentée.

Le dernier chapitre apporte une contribution à l'évaluation d'une filière MMIC à base de TBH, ouverte récemment à la commercialisation par TRW. Dans le cadre de cette évaluation ont été conçus, selon la méthodologie développée au chapitre 2, trois oscillateurs:

- un oscillateur libre simple étage,
- un oscillateur avec étage "tampon" de sortie,
- un oscillateur contrôlé en tension.

Les performances de chacun de ces oscillateurs sont présentées, tout comme une comparaison simulation-mesure qui nous permet d'apprécier les capacités de prédiction des modèles fournis par TRW. Les performances en bruit de phase mesurées de l'oscillateur simple sont commentées dans le détail et nous permettent ainsi de juger des potentialités de ce point de vue de la technologie mise en oeuvre. La réception tardive (3 mois de retard, plus d'un an d'attente) des oscillateurs ne nous a pas permis de mener à bien toutes les investigations que nous aurions souhaitées effectuer sur les circuits.

Nous concluons sur les potentialités de la technologie monolithique concernant la qualité spectrale des oscillateurs MMIC, dont l'amélioration passe par une optimisation de leurs caractéristiques en bruit et l'obtention d'éléments à fort coefficient de surtension.



CHAPITRE I

PRESENTATION DES OSCILLATEURS MICRO-ONDES GENERALITES



CHAPITRE I

PRESENTATION DES OSCILLATEURS MICRO-ONDES GENERALITES

I) INTRODUCTION :

Les oscillateurs sinusoïdaux ou quasi-sinusoïdaux (on parle également d'oscillateurs harmoniques) sont des systèmes qui, alimentés par une puissance continue, génèrent un signal électrique de forme sinusoïdale plus ou moins distordue que l'on souhaite en général aussi pure que possible. Ce sont des références de fréquence qui utilisées par exemple comme oscillateur local (OL) dans un mélangeur permettent d'abaisser la fréquence du signal informatif (signal rf), sans que l'information que transporte ce dernier n'en soit affectée. Pour se faire le signal sinusoïdal délivré par cet oscillateur doit posséder certaines qualités spectrales. Nous allons dans ce premier chapitre introduire cette fonction à travers un rappel théorique, et plus spécifiquement par rapport à la technologie utilisée.

Nous abordons dans une première partie de ce chapitre les deux principales approches permettant l'étude des oscillateurs à savoir l'oscillateur en réflexion et l'oscillateur en transmission.

Les définitions que nous donnons en deuxième partie ont, pour beaucoup, un caractère général. Ils nous a paru bon de rappeler les principales. Nous insistons plus particulièrement sur les conditions d'oscillation mais également sur la notion de bruit de phase, caractéristique essentielle pour juger du niveau de performance et de la qualité spectrale d'un oscillateur. Le banc de mesure de bruit de phase utilisé pour caractériser nos oscillateurs de ce point de vue est décrit dans son principe et ses caractéristiques.

Dans la dernière partie nous traitons du cas particulier des oscillateurs par rapport à la technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits). Nous dressons ainsi un portrait des avantages, inconvénients et espoirs de cette technologie vis à vis de la fonction oscillateur. Pour situer les performances aujourd'hui atteintes par les oscillateurs MMIC un état de l'art, que l'on a tenté de rendre aussi exhaustif que possible, est donné.

II) LES DIFFERENTES APPROCHES PERMETTANT L'ETUDE DES OSCILLATEURS:

Deux approches concernant l'étude des oscillateurs se dégagent essentiellement qui sont l'étude de l'oscillateur en transmission ou en réflexion.

II-1) OSCILLATEUR EN TRANSMISSION :

Une première approche aborde l'oscillateur en transmission. Celui-ci est alors représenté sous la forme d'un amplificateur non-linéaire contre-réactionné par un filtre sélectif dont l'objet est de fixer la fréquence d'oscillation (figure 1-1). Une partie de la puissance est prélevée en sortie puis réinjectée sur l'entrée à travers le filtre. Le circuit actif en amplifiant le signal réinjecté permet de compenser les pertes dans la maille. Un équilibre s'établit qui trouve son origine dans les limitations qu'imposent à une onde croissante le dispositif actif. Le comportement du circuit est étudié en considérant le gain de boucle défini comme le produit de la fonction de transfert de l'amplificateur $G(p)$, par celle, $H(p)$, du filtre.

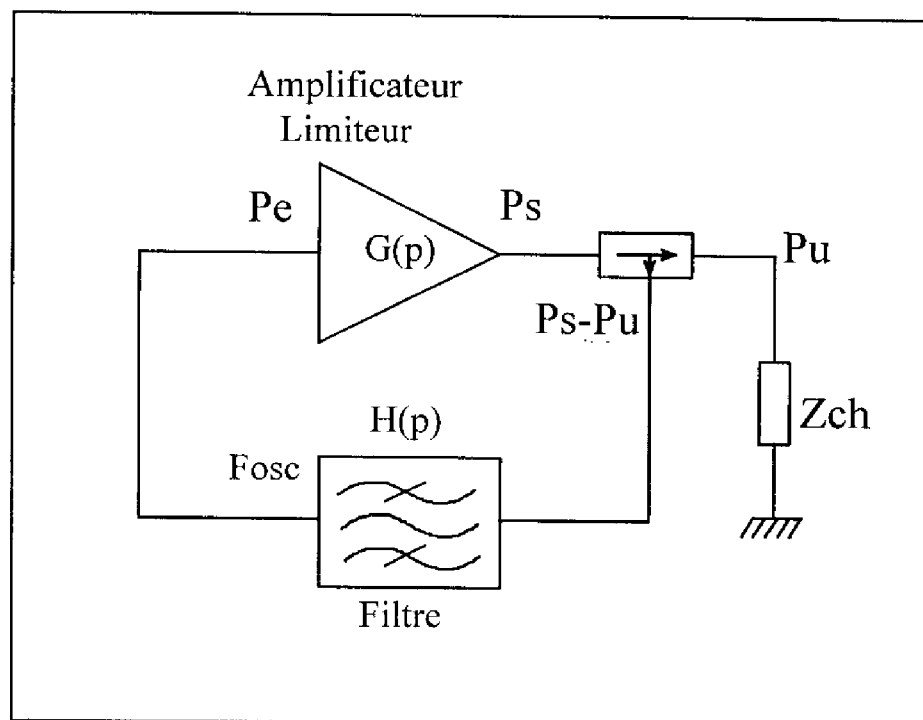


Figure 1-1 : Approche oscillateur en transmission

II-2) OSCILLATEUR EN REFLEXION :

Une deuxième approche considère l'oscillateur non plus en transmission mais en réflexion. Elle est basée sur ce que l'on appelle, de manière générique, la théorie des dipôles à résistance négative. L'oscillateur est alors représenté selon le schéma équivalent de la figure 1-2. Le dipôle actif Z_a se comporte comme un amplificateur en réflexion pour lequel l'onde réfléchie est la résultante amplifiée de l'onde incidente, d'où la notion de résistance négative (à opposer à la notion classique de résistance (résistance positive) qui caractérise une dissipation de puissance ou correspond à une résultante atténuée de l'onde incidente). Un va et vient de l'onde se produit entre la charge qui dissipe et le dipôle actif qui amplifie à chaque réflexion. Le niveau de l'onde augmente jusqu'à ce que les non-linéarités de l'élément actif entraînent une saturation de celle-ci, l'amenant ainsi au régime établi. Le rôle du dipôle actif consiste alors à compenser les pertes des éléments du circuit et la puissance délivrée à la charge en régénérant l'onde à chaque réflexion.

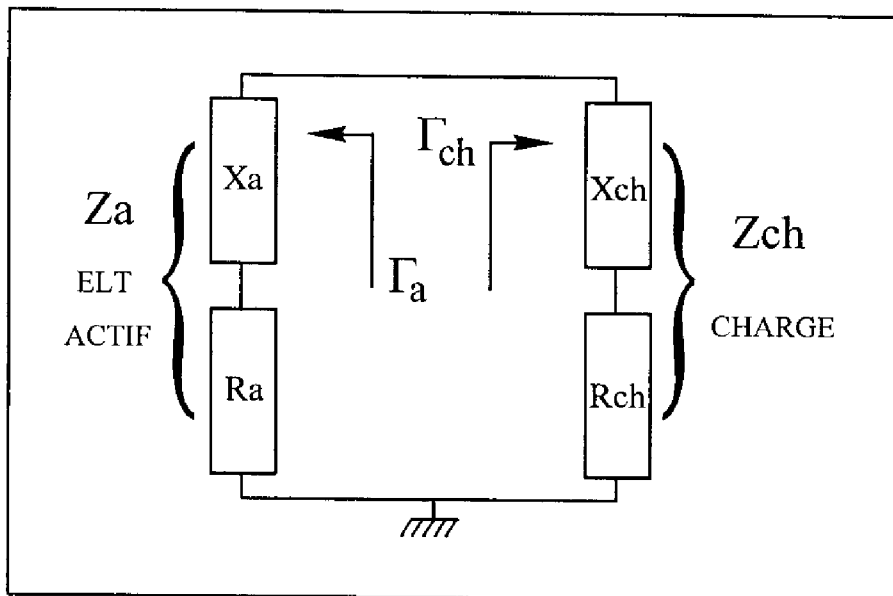


Figure 1-2 : approche oscillateur en réflexion

Dans les deux cas (approche en transmission et en réflexion), on distingue schématiquement l'élément actif qui fournit la puissance et l'élément passif sensé fixer la fréquence d'oscillation ou participer à cette action. Le premier cas nous permet de constater qu'il est possible de réaliser un oscillateur à partir d'un simple amplificateur correctement contre réactionné sans qu'il ne soit a priori nécessaire de se focaliser sur l'obtention d'une résistance négative (celle-ci existant nécessairement). La première méthode est intuitivement la plus immédiate pour la réalisation d'oscillateurs.

En fait, la plupart des oscillateurs peuvent s'analyser selon l'une ou l'autre des deux approches; le choix de l'une d'entre elles est laissé à la convenance de chacun, et dépend essentiellement de la configuration de l'oscillateur choisie. Si l'on s'en réfère à la littérature et aux nombreux ouvrages didactiques sur les oscillateurs en micro-ondes [1-6], la dernière méthode semble avoir la préférence. Kurokawa [7,8] l'a notamment utilisée pour élaborer sa théorie, largement référencée, des oscillateurs micro-ondes. C'est ainsi elle, jugée plus souple pour les applications envisagées, que nous avons utilisée pour mener à bien nos conceptions d'oscillateurs.

III) DEFINITIONS RELATIVES AUX OSCILLATEURS :

L'objet de ce chapitre n'est pas de présenter une théorie des oscillateurs micro-ondes détaillée et exhaustive, ceci ayant déjà été fait par ailleurs dans de nombreux ouvrages dont des thèses [1-6, 9-13]. Il n'est écrit que pour servir de support et de référence à des notions abordées par la suite, et nous ne ferons que donner les résultats importants de la théorie des oscillateurs micro-ondes sans entrer dans le détail des démonstrations théoriques.

Ainsi, comme le montre le schéma équivalent de la figure 1-2, on peut considérer l'oscillateur, comme constitué d'une part d'un circuit actif (Z_a) et d'autre part d'une impédance de charge (Z_{ch}). Le circuit actif peut être un circuit complexe comprenant un transistor, des éléments de contre-réaction appropriés et les circuits de polarisation.

III-1) CONDITIONS D'OSCILLATION ET DE STABILITE :

L'oscillateur est un circuit autonome alimenté par une puissance continue. Le signal quasi-sinusoïdal qu'il génère peut naître du bruit d'origine électrique présent dans les composants ou d'un transitoire provoqué à la mise en marche de l'alimentation. Pour que l'oscillation puisse démarrer et croître jusqu'à son régime établi, certaines conditions indispensables doivent être réunies. Mais rappelons tout d'abord quelles sont les conditions qui permettent à une oscillation d'exister.

III-1-1) Conditions d'oscillation - régime établi :

Considérons le circuit de la figure 1-2. Si l'oscillation existe, son régime établi se caractérise par la présence dans la maille d'un courant que l'on suppose en première approximation sinusoïdal. Il a pour expression :

$$i(t) = I_M e^{j\omega t}$$

Si l'on exprime l'équation des tensions associée à cette maille, et sachant le courant dans cette maille non nul, on aboutit très facilement aux conditions d'oscillations :

$$Z_T(I_M, \omega_0) = Z_a(I_M, \omega_0) + Z_{ch}(\omega_0) = 0 \quad (1-1)$$

où l'impédance Z_a de l'élément actif est fonction de l'amplitude I_M et de la pulsation d'oscillation ω_0 et où Z_{ch} est supposée seulement fonction de la fréquence. Nous pouvons écrire l'équation (1-1) de manière plus explicite en séparant partie réelle et partie imaginaire. Ce qui donne :

$$R_a(I_M, \omega_0) + R_{ch}(\omega_0) = 0 \quad (1-2)$$

$$X_a(I_M, \omega_0) + X_{ch}(\omega_0) = 0 \quad (1-3)$$

La résistance R_{ch} , constituée en général d'éléments passifs, étant positive, R_a doit donc nécessairement présenter une valeur négative. On est alors amené à réaliser avec le circuit actif une impédance à partie réelle négative soit en associant au transistor, par exemple, les impédances de bouclages appropriées permettant de le rendre instable, soit en utilisant un élément actif présentant intrinsèquement une résistance négative (diode Gunn [9]).

L'équation (1-2) détermine la condition d'entretien de l'oscillation. La relation (1-3) nous donne la fréquence d'oscillation.

Si une oscillation parvient à s'établir dans le circuit, elle satisfait aux équations (1-2) et (1-3) qui sont des conditions nécessaires à l'existence de l'oscillation et qui correspondent à un fonctionnement de l'oscillateur en régime de fort signal. Nous verrons par la suite qu'elles doivent être accompagnées d'un critère permettant de garantir la stabilité de l'oscillation.

Nous avons aux travers des équations (1-2) et (1-3) exprimé les conditions d'oscillation à partir d'un formalisme d'impédances permettant de relier courant et tension. Il est également usuel en micro-ondes d'exprimer les conditions d'oscillation en terme de coefficient de réflexion. Dans ce cas l'oscillation existe si :

$$\Gamma_a(I_M, \omega_0) \Gamma_{ch}(\omega_0) = 1 \quad (1-4)$$

ou encore :

$$|\Gamma_a(I_M, \omega_0)| |\Gamma_{ch}(\omega_0)| = 1 \quad (1-5)$$

$$\arg [\Gamma_a(I_M, \omega_0)] + \arg [\Gamma_{ch}(\omega_0)] = 2k\pi \quad (k \in \mathbb{N}) \quad (1-6)$$

Les équations (1-5) et (1-6) sont équivalentes aux équations (1-2) et (1-3), elles traduisent le régime établi de l'oscillateur.

Voyons maintenant quelles sont les conditions qui peuvent permettre à l'oscillation de s'établir.

III-1-2) Conditions de démarrage ou d'établissement de l'oscillation :

Considérons toujours le schéma équivalent de la figure 1-2. Les conditions de démarrage ou d'établissement de l'oscillation couramment admises (condition petit signal) et largement utilisées pour indiquer l'instabilité potentielle du circuit et donc la possible apparition d'une oscillation, s'expriment de la manière suivante :

$$Ra(\omega i) + Rch(\omega i) < 0 \quad (1-7)$$

$$\text{avec } Ra(\omega i) < 0 \text{ et } |Ra(\omega i)| > Rch(\omega i) > 0$$

$$Xa(\omega i) + Xch(\omega i) = 0 \quad (1-8)$$

Ici ωi est la pulsation pour laquelle $Xa + Xch$ égale zéro. L'équation (1-8) nous donne la fréquence de résonance du circuit qui pourrait correspondre exactement à la fréquence d'oscillation si les valeurs de la réactance et de la résistance du dipôle actif n'étaient pas amenées à évoluer lors de l'établissement de l'oscillation ($Ra(\omega_0) + Rch(\omega_0) = 0$). C'est une approximation qui est souvent admise lors de la conception d'oscillateur, qui parfois se limite à une étude petit signal, plus souple et permettant une investigation plus rapide d'un ensemble de topologies. L'erreur introduite par cette approximation dépend alors du caractère plus ou moins fortement non-linéaire du dispositif actif, mais surtout de son niveau de compression traduisant un fonctionnement plus ou moins grand signal.

Ces conditions de démarrage, même si elles sont très pratiques, sont à utiliser avec précaution, tout au moins en connaissance de cause. En effet deux auteurs [14,15,16] ont montré, que les conditions de démarrage étaient nécessaires à l'apparition d'une instabilité, donc d'une oscillation, mais non suffisantes et que l'on devait leurs associer en toute rigueur une étude de stabilité à l'aide du critère de stabilité de Nyquist. Des précautions toutes particulières sont à prendre dans le cas où l'équation (1-8) posséderait plusieurs solutions, c'est à dire plusieurs points de fréquence annulant $Xa + Xch$. Malgré tout, N.M. Nguyen [16] pose la règle générale selon laquelle les conditions (1-7) et (1-8) peuvent être utilisées a priori sans problème si elles sont vérifiées pour une et une seule fréquence.

Les conditions de démarrage de l'oscillation peuvent également être exprimées en terme de coefficient de réflexion. Cette formulation est également largement utilisée. Dans ce cas, on a :

$$|\Gamma_a(\omega i)| \cdot |\Gamma_{ch}(\omega i)| > 1 \quad \text{avec} \quad |\Gamma_a(\omega i)| > 1 \quad (1-9)$$

$$\arg [\Gamma_a(\omega i)] + \arg [\Gamma_{ch}(\omega i)] = 2k\pi \quad (k \in \mathbb{N}) \quad (1-10)$$

L'équivalence des équations (1-9) et (1-10) avec les expressions (1-7) et (1-8) n'est généralement pas réalisée de manière stricte comme on pourrait le penser. Une étude détaillée concernant ce problème a été réalisée par J.L. Carbonero en [17]. Le coefficient de réflexion par définition, s'il dépend de son impédance associée, dépend aussi d'une impédance de normalisation ou impédance caractéristique, Z_0 , définie arbitrairement. Le coefficient de réflexion est relié à son impédance associée par la relation :

$$\Gamma = (Z - Z_0) / (Z + Z_0) \quad (1-11)$$

L'influence du choix de la valeur de l'impédance caractéristique sur le résultat de l'analyse petit signal de l'oscillateur est en effet non négligeable. Les conditions (1-9) et (1-10) peuvent ainsi être réalisées pour certaines valeurs d'impédance caractéristique mais non pour d'autres. L'étude analytique réalisée en [17] montre ainsi que l'équivalence est assurée au mieux pour de fortes valeurs de Z_0 ($Z_0 \gg |R_a|$ et $|R_{ch}|$). Nous reviendrons sur ce problème dans le chapitre suivant.

III-1-3) Conditions de stabilité :

Les conditions d'oscillation écrites au paragraphe III-1-1) nous renseignent sur l'existence d'une oscillation, mais en aucun cas sur la stabilité de celle-ci une fois établie.

Soumise à une perturbation extérieure momentanée, l'oscillation si elle est fortement instable, peut brutalement disparaître ou se caler sur une autre fréquence avec un niveau de puissance différent. Elle peut aussi subir une instabilité passagère qui modifie ses caractéristiques pendant un certain temps, et une fois la perturbation passée, revenir sur sa position de référence. Elle peut encore être soumise à une dérive de ses caractéristiques due par exemple à une variation de la température ou au vieillissement. On parle, de manière générale, de stabilité à long terme. Toutes ces fluctuations potentielles des caractéristiques essentielles de l'oscillateur posent de toute évidence, selon l'application envisagée, des problèmes qui peuvent se révéler plus ou moins critiques.

Une bonne stabilité en fréquence dans les oscillateurs est habituellement obtenue en utilisant des résonateurs à fort coefficient de surtension [1,11,18]. Certaines technologies telles que le monolithique ne permettent pas d'intégrer simplement sur un même substrat de tels résonateurs. L'étude de la stabilité devient alors d'autant plus nécessaire, pourrait on penser. Mais celle-ci reste un des problèmes les plus difficiles à appréhender, d'autant plus difficile que l'on travaille à des fréquences de plus en plus élevées, ce qui rend de plus en plus complexe une modélisation fine des composants. Si l'on veut être parfaitement rigoureux, il serait en effet nécessaire de prendre en compte l'ensemble des sources de perturbation (température, perturbation électromagnétique parasite, rayonnement ...) aussi variées soient elles, dans la modélisation des éléments du circuit. La complexité du problème est une des raisons pour laquelle la stabilité de l'oscillateur est rarement ou indirectement prise en compte dans les méthodologies de conception des oscillateurs. Les concepteurs s'en tiennent souvent à des analyses de sensibilité qui ne répondent que partiellement à ce problème.

Nous allons présenter dans ce chapitre le critère de stabilité le plus connu (issu à l'origine du critère de Loeb [19]) repris par Kurokawa [7,8] et appliqué aux oscillateurs. L'analyse de la stabilité de l'oscillateur est locale. Elle se fait autour de son état d'équilibre caractérisé par l'amplitude I_M et la pulsation ω_0 . On applique à l'oscillateur une petite perturbation d'amplitude et de pulsation complexe, que l'on suppose momentanée. L'impédance Z_T fonction de I_M et de la pulsation complexe P est développée en série de Taylor au 1er ordre autour de $I_M, j\omega_0$. Comme pour l'équation (1-1) mais en prenant en compte la perturbation, le courant étant non nul, on obtient :

$$Z_T(I_M, j\omega_0) + \frac{\partial Z_T}{\partial P} \delta P + \frac{\partial Z_T}{\partial I} \delta I_M = 0 \quad (1-12)$$

l'existence de l'oscillation implique : $Z_T(I_M, j\omega_0) = 0$

On a alors :

$$\delta P = -j \frac{\frac{\partial Z_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial Z_T}{\partial \omega}}{\left| \frac{\partial Z_T}{\partial \omega} \right|^2} \cdot \delta I_M \quad (1-13)$$

Z_T étant complexe, δP peut se décomposer en parties réelles et imaginaires.

$$\delta P = \alpha + j\delta\omega$$

L'oscillateur sera stable si, pour une variation positive δI_M de l'amplitude du courant, la partie réelle α de la perturbation de pulsation complexe est négative. Ceci traduit la présence d'une onde décroissante, d'où un retour à son état d'équilibre.

Si on exprime la partie réelle de δP , on a $\alpha < 0$ lorsque :

$$\frac{\partial R_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T}{\partial \omega} - \frac{\partial X_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T}{\partial \omega} > 0 \quad (1-14)$$

Cette inégalité constitue la condition de stabilité d'un oscillateur autour de son état d'équilibre, elle exprime une stabilité locale. Il est nécessaire de prendre en compte la stabilité de l'oscillateur accompagnée des conditions d'oscillation, précédemment définies pour justifier en toute rigueur de l'existence de l'oscillation.

Le critère exprimé par l'expression (1-14) a l'inconvénient de restreindre l'étude de la stabilité de l'oscillateur autour d'un point d'équilibre sans la considérer de manière plus globale. Il existe d'autres théories beaucoup plus élaborées et utilisant un formalisme mathématique complexe qui permettent une étude plus globale de la stabilité. Ces techniques, dans le cas des circuits non-linéaires, mêmes complexes, sont basées généralement sur la théorie des bifurcations. On observe une bifurcation lorsque une faible variation d'un paramètre du système considéré entraîne un changement qualitatif de son comportement, par exemple un saut de fréquence [20,21,26]. Les logiciels élaborés à partir de ces techniques ne sont pourtant pas encore disponibles sur simulateurs commerciaux, et ne sont utilisés pour l'instant que dans certains laboratoires ayant développé leurs propres outils d'analyse. Nous renvoyons pour plus de renseignement sur ces techniques à des ouvrages et publications entièrement consacrés à ce problème éminemment complexe [20-25,26].

III-2) COEFFICIENT DE SURTENSION :

Le coefficient de surtension ou facteur de surtension est le rapport de l'énergie maximale emmagasinée par l'oscillateur ou tout élément passif résonant à l'énergie moyenne dissipée par ce même élément sur une période d'oscillation. C'est une définition généralement admise pour un circuit linéaire mais que par convention on étend à l'oscillateur, même si par essence son comportement est non-linéaire.

Si f_0 est la fréquence de résonance ou la fréquence d'oscillation du circuit, si X_T et R_T sont respectivement la réactance globale du circuit et la résistance globale du circuit, alors le coefficient de surtension s'écrit :

$$Q = 2\pi \cdot \frac{\epsilon_{\text{emmagasiné}}}{\epsilon_{\text{perdue par période}}} = \frac{f_0}{2 R_T} \cdot \left. \frac{\partial X_T}{\partial f} \right|_{f_0} \quad (1-15)$$

Si par ailleurs dans le circuit on distingue une résistance de perte R_p et une résistance de charge R_{ch} , on définit alors 3 coefficients de surtension :

- un coefficient de surtension à vide prenant en compte seulement la résistance de perte, R_p .
- un coefficient de surtension externe prenant en compte seulement la résistance de charge, R_{ch}
- un coefficient de surtension en charge prenant en compte la somme des deux résistances, $R_p + R_{ch}$.

R_{ch} étant généralement fixée à 50Ω , on aura un circuit à fort coefficient de surtension s'il peut présenter des pertes faibles ou/et si l'on peut obtenir un fort coefficient $\partial X/\partial f$. On peut constater que ce coefficient se retrouve également dans l'expression (1-14) du critère de stabilité et que sa majoration va bien dans le sens d'une amélioration de la stabilité. La réalisation de circuits à fort coefficient de surtension est par conséquent conseillée pour l'obtention d'une fréquence d'oscillation relativement stable, comme nous l'avions déjà laissé entendre.

III-3) SENSIBILITE DE L'OSCILLATEUR A DES VARIATIONS DE CHARGES OU D'ALIMENTATION :

III-3-1)Variation de la fréquence d'oscillation provoquée par une variation de l'impédance de charge (Pulling):

La fréquence d'oscillation est fortement conditionnée par les impédances de fermeture du circuit. Une variation de l'impédance de charge est donc susceptible de faire varier la fréquence d'oscillation. Généralement, l'oscillateur est conçu en considérant une impédance de charge de 50Ω . Mais en utilisation, si par exemple l'oscillateur est directement connecté aux bornes d'un mélangeur, l'impédance qu'il va voir, même adaptée à 50Ω , peut présenter un comportement non-linéaire et les fluctuations d'impédance du mélangeur peuvent se répercuter sur les caractéristiques de l'oscillateur. Les variations de charge lors de la conception d'un oscillateur sont donc à prendre en compte. La sensibilité à ces variations de la fréquence d'oscillation est quantifiée par ce que l'on appelle le facteur de pulling. Ce dernier est défini comme la variation relative totale de la pulsation de l'oscillateur, $\Delta\omega_T/\omega_0$, lorsque l'oscillateur est perturbé par une

variation de charge présentant un taux d'onde stationnaire S donné, et dont la phase varie de 0 à 2π .

Nous ne donnerons pas ici l'expression mathématique du facteur de pulling que l'on peut retrouver dans plusieurs ouvrages traitant des oscillateurs micro-ondes [1,2] ainsi que notamment dans un article de J.Obregon et A.P.S Khanna présentant le calcul de la dérivée exacte du facteur de pulling [27].

Nous pouvons également rendre compte de la variation de fréquence induite par une variation de charge à travers une simple étude de sensibilité de la fréquence ou même de la puissance d'oscillation par rapport à la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance de charge ou encore du module et de la phase de Z_{ch} . On regarde alors quel est le taux de variation de la fréquence par rapport à une variation de 1Ω de la réactance puis de la résistance de charge. Une telle analyse est très facile à mettre en oeuvre sur un simulateur, et rend parfaitement compte de la sensibilité de l'oscillateur vis à vis de la charge.

Pour réduire le pulling d'un oscillateur voir même le rendre négligeable, la solution couramment adoptée est d'intercaler entre l'étage oscillateur et la charge un étage tampon constitué par exemple par un transistor monté en amplificateur. Ce dernier préserve l'étage oscillateur des variations de charge (ceci d'autant mieux qu'il pourra être considéré comme unilatéral) et d'autre part peut servir à amplifier le signal d'oscillation.

III-3-2) Variation des caractéristiques de l'oscillateur provoquée par une variation des grandeurs l'alimentation (Pushing) :

Ce cas particulier traduit la sensibilité généralement de la fréquence d'oscillation par rapport à une variation des grandeurs d'alimentation (courant ou tension). Pour un oscillateur à transistor on considère en principe l'alimentation de commande du transistor (V_{gs} ou V_{be} selon le type de transistor), mais ce choix n'est en aucun cas restrictif. Cette sensibilité particulière est appelée couramment "pushing" ou "facteur de pushing". L'analyse du pushing, comme pour le pulling, consiste en une simple étude de sensibilité. On peut alors définir autour de la fréquence d'oscillation un facteur de pushing tel que :

$$K_p = (\Delta f / \Delta V)_{f_0} \quad (1-16)$$

Nous reviendrons par la suite sur cette notion qui, comme on le verra, permet une première estimation du bruit de phase de l'oscillateur.

III-4) LE BRUIT DANS LES OSCILLATEURS :

Le spectre d'un oscillateur, s'il était idéal, c'est à dire d'une pureté parfaite, correspondrait à la représentation que nous en donne généralement les simulateurs. Il se réduirait à l'image, au combien séduisante, d'un pic ou d'un ensemble de pics de Dirac.

La mesure nous dépeint une réalité tout autre, comme on peut le constater sur le résultat de la figure 1-3 extrait de la mesure du spectre d'un oscillateur. La raie principale de l'oscillateur est en effet perturbée latéralement par des fluctuations de fréquence (associées à des fluctuations de phase) parfaitement visibles, mais également par des fluctuations d'amplitude généralement beaucoup plus faibles.

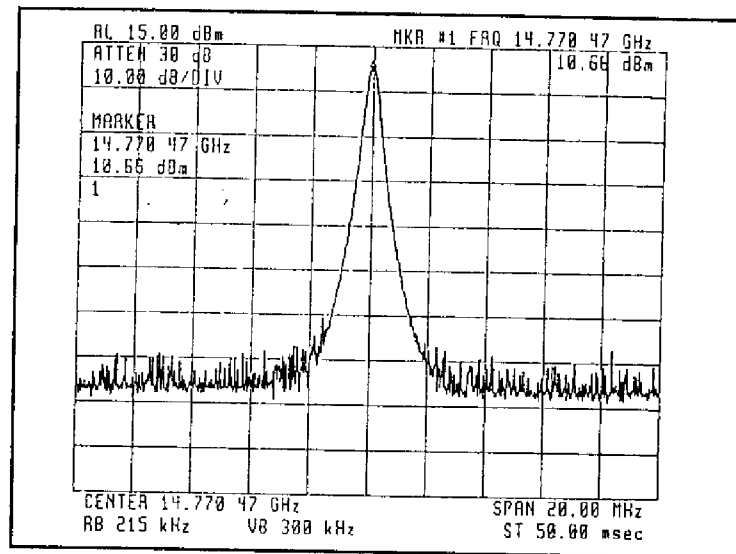


Figure 1-3 : Spectre mesuré d'un oscillateur.

III-4-1) Origines du bruit de fluctuation de fréquence et d'amplitude [28]:

Ce bruit de fluctuation trouve son origine tout d'abord dans le bruit de fond existant aux fréquences micro-ondes, et donc également présent à la fréquence d'oscillation et autour de celle-ci.

A de telles fréquences, on a affaire généralement à un bruit blanc, c'est à dire un bruit tel que sa densité spectrale de puissance est constante quelle que soit la fréquence. Il se retrouve donc tout simplement additionné autour et à la fréquence d'oscillation. Ce bruit est constitué de bruit de grenaille (shot noise), induit par exemple par la présence d'une jonction, et de bruit thermique résultat de l'interaction des électrons libres avec les particules du réseau cristallin.

Ce bruit de fluctuation est également dû, et ceci d'une façon plus marquée à un phénomène de conversion du bruit de fond basse fréquence.

Ce dernier est constitué par la combinaison de plusieurs sources de bruit que l'on peut classer en deux catégories. La première concerne les mêmes sources de bruit blanc

précédemment définies. La seconde constitue les sources de bruit en excès (densité spectrale de puissance fonction de la fréquence), parmi lesquelles on trouve le bruit de scintillation (flicker noise) et le bruit de génération recombinaison (bruit de G-R). Le bruit de scintillation possède une puissance de bruit sensiblement inversement proportionnelle à la fréquence d'analyse. C'est la raison pour laquelle on parle de bruit en $1/f$. Le bruit de G-R correspond à un processus de génération et de recombinaison des porteurs caractéristique des composants semi-conducteurs. Ses évolutions fréquentielles sont celles d'un spectre "Lorentzien" caractérisé par un plateau aux basses fréquences puis une décroissance en $1/f^2$. Un tel spectre révèle l'existence d'un piège caractérisé par une section efficace de capture et une énergie d'activation. La fréquence de coupure du spectre "Lorentzien" dépend de ces deux grandeurs. La figure 1-4 présente un spectre de bruit basse fréquence typique.

Ce bruit basse fréquence se trouve ainsi converti autour de la fréquence d'oscillation par un processus de mélange dû aux non-linéarités du dispositif actif, en l'occurrence du transistor. Ce processus est comparable à une modulation du signal d'oscillation par le bruit basse fréquence. On peut distinguer alors un bruit de modulation d'amplitude et un bruit de modulation de fréquence (ou de phase).

La figure 1-5 donne une illustration schématique du phénomène de modulation de fréquence. Elle présente la forme générale du spectre en présence d'un signal d'oscillation en représentant de manière accentuée l'ensemble des fluctuations de fréquence qui interviennent dans la déformation ou la perturbation du signal d'oscillation.

III-4-2) Définitions relatives à la caractérisation du bruit de fluctuations d'un oscillateur :

Une oscillation sinusoïdale idéale est représentée par une relation du type :

$$y(t) = A_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t) \quad (1-17)$$

avec, A_0 , l'amplitude nominale du signal, f_0 , sa fréquence nominale, ω_0 , la pulsation correspondante telle que $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{d\phi_0}{dt}$, $\phi_0 = \omega_0 t = 2\pi f_0 t$ étant la phase instantanée du signal.

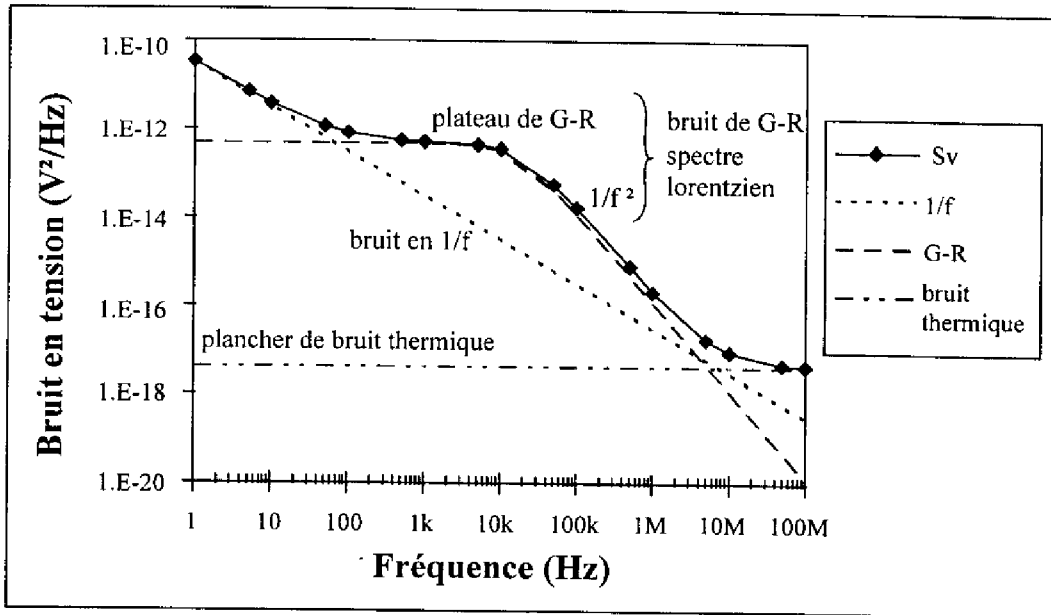


Figure 1-4 : Spectre de bruit en tension typique d'un transistor à effet de champ type MESFET.

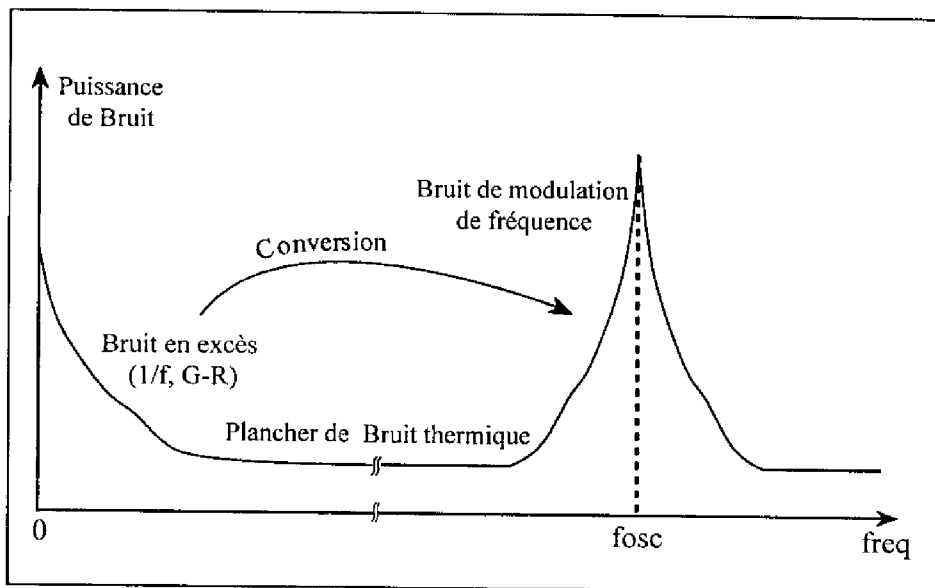


Figure 1-5 : Illustration schématique du phénomène de transposition du bruit basse fréquence autour du signal d'oscillation

En réalité, comme nous l'avons écrit plus haut, le signal de sortie d'un oscillateur réel s'assimile plutôt à un signal modulé en amplitude et en phase par du bruit. Un tel signal est donc mieux modélisé par la relation suivante :

$$y(t) = [A_0 + \varepsilon(t)] \cdot \cos [2\pi f_0 t + \Delta\phi(t)] \quad (1-18)$$

A partir de cette expression on peut définir les différents bruit de fluctuation :

$\varepsilon(t)$ caractérise une modulation d'amplitude et représente donc le **bruit de modulation d'amplitude**;

$\Delta\phi(t)$ caractérise une modulation de phase et correspond donc au **bruit de modulation de phase** à partir duquel on déduit le **bruit de modulation de fréquence**, $\Delta f(t)$ tel que:

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d \Delta\phi(t)}{dt} \quad (1-19)$$

Le bruit de fluctuation perturbant le signal d'oscillation est un bruit qui trouve son origine dans les différentes sources de bruit de fond décrites précédemment, qui sont assimilables à des processus aléatoires stationnaires. Le bruit de fluctuation affectant l'oscillation est donc un processus aléatoire qui possède également un caractère stationnaire. Il est donc pratique de le caractériser comme on le fait pour le bruit basse fréquence par une densité spectrale correspondante, qui permet de décrire la distribution de puissance d'une variable aléatoire comme une fonction continue dans le domaine fréquentiel. Ainsi :

- au bruit de modulation de phase (MP) on associe la densité spectrale de bruit de phase, $S_{\Delta\phi}(f)$

- au bruit de modulation de fréquence (MF), la densité spectrale de bruit de fréquence, $S_{\Delta f}(f)$, qui se déduit de la densité spectrale de bruit de phase par une relation de la forme :

$$S_{\Delta f}(f) = f^2 \cdot S_{\Delta\phi}(f) \quad (1-20)$$

- au bruit de modulation d'amplitude (MA), la densité spectrale de bruit d'amplitude, $S_A(f)$

La pureté spectrale d'un oscillateur peut donc être définie globalement par la connaissance de deux densités spectrales de puissance, chacune associée à ce que l'on appellera désormais bruit d'amplitude et bruit de phase (ou bruit de fréquence).

Il est toutefois à remarquer que généralement le bruit d'amplitude est difficilement mesurable et donc suffisamment faible pour être considéré comme négligeable dans les applications classiques (bruit MA \ll bruit MF). Nous ne prendrons donc en compte, dans le paragraphe qui va suivre et dans la suite du mémoire, que le bruit de phase, et renvoyons aux références [1,13] pour l'étude du bruit de modulation d'amplitude.

Toutes les grandeurs ou relations que nous donnerons y compris les densités spectrales le seront pour un spectre de fréquence défini en simple bande.

III-4-3) Le bruit de modulation de fréquence ou de phase :

Considérons le spectre de la figure 1-6 correspondant à un signal d'oscillation modulé en phase (ou en fréquence) par du bruit basse fréquence. On peut décomposer ce spectre en raies élémentaires de largeur ΔF . Ce spectre est défini par une densité spectrale de puissance de bruit de phase $S_{\Delta\phi}(f_m)$ associée à la variable aléatoire stationnaire de modulation de phase $\Delta\phi(t)$ et fonction de la distance, f_m , en fréquence à la porteuse. La puissance contenue dans la bande de fréquence latérale de largeur ΔF à f_m de la porteuse est telle que :

$$P_{\Delta\phi}(f_m) = S_{\Delta\phi}(f_m) \cdot \Delta F \quad (1-21)$$

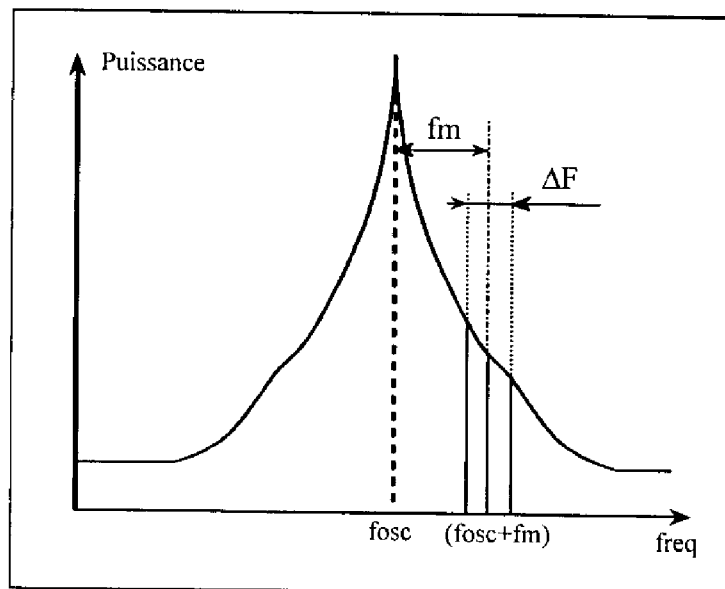


Figure 1-6 : Représentation du spectre de l'oscillateur.

A chaque raie élémentaire, on associe un signal sinusoïdal équivalent de fréquence f_m modulant la porteuse. On fait ainsi correspondre à une grandeur aléatoire une quantité déterministe plus facile à manipuler et à décrire. Dans ce cas, si l'on considère le signal d'oscillation modulé par une de ces raies prise à une distance f_m de la porteuse, il aura pour expression :

$$y(t) = A_0 \cos [2\pi f_0 t + \phi_{\max} \sin(2\pi f_m t)] \quad (1-22)$$

avec, $\phi_{\max} = \frac{\Delta f_{\max}}{f_m} = \frac{\Delta \omega_{\max}}{\omega_m} = m$, indice de modulation (phase maximale de modulation ou déviation de phase crête en radian).

Si l'on développe $y(t)$ en utilisant les relations de Bessel, on obtient un spectre de raies tel que celui de la figure 1-7. La modulation par le bruit de fond basse fréquence du signal d'oscillation s'assimile à une modulation de faible indice ($m \ll 1$ radian). Il est donc possible de négliger les termes d'ordre supérieur à 2 du développement. L'expression de $y(t)$ devient alors dans l'hypothèse justifiée d'un faible indice de modulation :

$$y(t) = A_0 \cos(\omega_0 t) + \frac{m}{2} A_0 [\cos(\omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_0 - \omega_m)t] \quad (1-23)$$

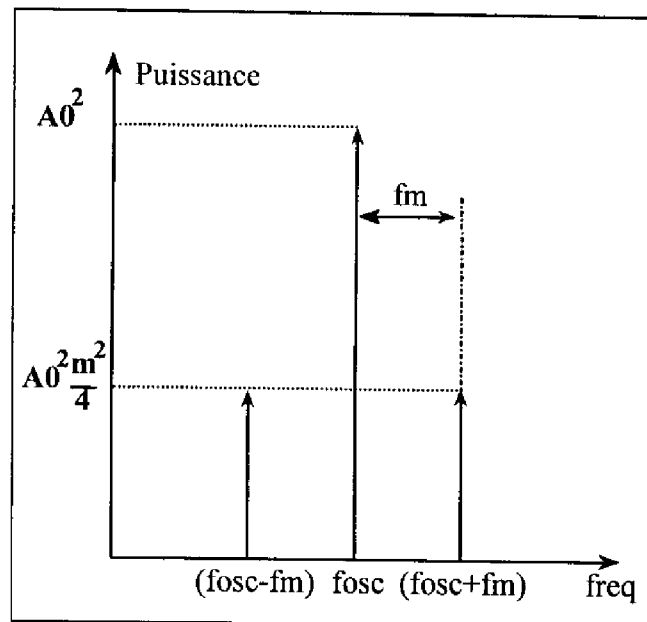


Figure 1-7 : Spectre d'un signal modulé en phase.

La puissance associée à la porteuse est telle que : $P_0 = A_0^2$. Celle associée à chacune des deux raies latérales à $\omega_0 + \omega_m$ et $\omega_0 - \omega_m$ a pour valeur : $P_1 = \frac{m^2}{4} A_0^2$.

Indépendamment du niveau de puissance de la porteuse, ce qui nous intéresse c'est l'écart relatif de puissance existant entre la porteuse et les raies latérales à $\omega_0 + \omega_m$ et $\omega_0 - \omega_m$. Ceci nous amène donc à considérer la puissance de chacune des deux raies latérales, normalisée, par rapport à la puissance de la porteuse. L'équivalence établie entre le bruit de modulation de phase considéré à une distance f_m de la porteuse dans une bande de fréquence ΔF , et sa représentation par un signal sinusoïdal de fréquence f_m modulant la porteuse, est entièrement déterminée en identifiant la puissance normalisée des raies à $f_0 + f_m$ et $f_0 - f_m$ à la puissance de bruit contenue dans la fenêtre de largeur ΔF centrée à f_m de la porteuse. Ceci nous permet d'écrire la relation caractérisant le bruit de phase de l'oscillateur, relation qui reste seulement valable dans l'hypothèse de faible indice de modulation.

$$\frac{m^2}{4} = \frac{1}{4} \phi_{\max}^2 = \left(\frac{\Delta f_{\max}}{2 f_m} \right)^2 = S_{\Delta\phi}(f_m) \Delta F = \frac{\text{Puissance de bruit dans bande latérale } \Delta F}{\text{Puissance de la porteuse}} \quad (1-24)$$

avec, $S_{\Delta\phi}(f_m)$, densité spectrale de bruit de phase simple bande qu'il est important de distinguer de la densité spectrale de bruit de phase double bande, souvent utilisée dans les définitions que l'on notera ici $S_{\Delta\phi_{DB}}(f_m)$. Dans ce dernier cas, on considère le bruit sur l'ensemble des deux bandes latérales à f_m de la porteuse. Entre les deux densités on a simplement la relation : $S_{\Delta\phi_{DB}}(f_m) = 2 \cdot S_{\Delta\phi}(f_m)$

A partir de l'expression (1-24), on peut extraire un ensemble de relations et définitions permettant de caractériser le bruit de phase. On se place dans tous les cas à une distance f_m de la porteuse. Ainsi on définit :

- la fluctuation de phase maximum ϕ_{\max} en radian:

$$\phi_{\max} = 2 \sqrt{S_{\Delta\phi}(f_m)} \cdot \sqrt{\Delta F} \quad (1-25)$$

- la fluctuation efficace de phase en radian :

$$\phi_{\text{eff}} = \frac{\phi_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (1-26)$$

- la fluctuation maximale de fréquence en Hertz :

$$\Delta f_{\max} = 2 \sqrt{S_{\Delta\phi}(f_m)} \cdot \sqrt{\Delta F} \cdot f_m \quad (1-27)$$

- la fluctuation efficace de fréquence en Hertz:

$$\Delta f_{\text{eff}} = \frac{\Delta f_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad (1-28)$$

- le bruit de phase en Hz / $\sqrt{\text{Hz}}$:

$$\text{Bruit MP} = \frac{\Delta f_{\text{eff}}}{\sqrt{\Delta F}} = 2 \sqrt{S_{\Delta\phi}(f_m)} \cdot f_m \quad (1-29)$$

La relation la plus communément utilisée lorsqu'il s'agit de présenter des mesures de bruit de phase donne le bruit de phase en dBc / Hz. Elle correspond au logarithme du rapport de la puissance de bruit contenue dans la bande de fréquence ΔF , considérée jusqu'à présent, à la puissance de la porteuse. L'ensemble est directement issu de la relation (1-24). On a:

$$L(f_m) \approx 10 \log \left(\frac{m^2}{4 \Delta F} \right) = 20 \log \left(\frac{\Delta f_{\text{max}}}{2 f_m \sqrt{\Delta F}} \right) = 10 \log [S_{\Delta\phi}(f_m)] \quad (1-30)$$

Généralement la bande de fréquence ΔF est prise égale à 1Hz.

Nous avons donné jusqu'à présent des relations qui étaient plus particulièrement destinées à définir le bruit de phase. Il est également important de pouvoir considérer le bruit de fluctuation de fréquence. En effet, certaines méthodes de mesures du bruit de phase, basées sur la mise en oeuvre de discriminateur de fréquence, permettent de relever directement des fluctuations de tension proportionnelles aux fluctuations de fréquence du signal d'oscillation à tester.

Ainsi, fluctuations de fréquence et fluctuations de phase sont reliées entre elles par la relation:

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d \Delta\phi(t)}{dt} \quad (1-31)$$

Transposée dans le domaine fréquentiel cela devient : $\Delta f(f_m) = f_m \Delta\phi(f_m)$

Sachant que : $S_{\Delta f}(f_m) = \Delta f_{\text{eff}}^2 / 2$, on déduit de (1-24) la relation reliant densité spectrale de bruit de fréquence et densité spectrale de bruit de phase . On a ainsi:

$$S_{\Delta f}(f_m) = f_m^2 \cdot S_{\Delta\phi}(f_m) \quad (1-32)$$

Nous avons donné dans ce paragraphe les relations les plus fréquemment utilisées pour la définition du bruit de fluctuation de fréquence (ou de phase).

Comme on peut le constater au travers de ces définitions, la pleine connaissance du bruit de fluctuation passe par la connaissance des densités spectrales de bruit, $S_{\Delta f}(f_m)$ ou $S_{\Delta\phi}(f_m)$. Ces grandeurs s'obtiennent généralement par la mesure. La figure 1-8 nous

montre la forme typique d'un spectre de bruit de phase, et fait l'inventaire des différentes sources de bruit converti contribuant au bruit de phase.

On peut également obtenir ces densités spectrales de bruit de phase ou de fréquence par le calcul si l'on connaît les sources de bruit basse fréquence et leur modèle mathématique associé. Nous reviendrons sur cet aspect de l'analyse du bruit de phase dans le chapitre suivant.

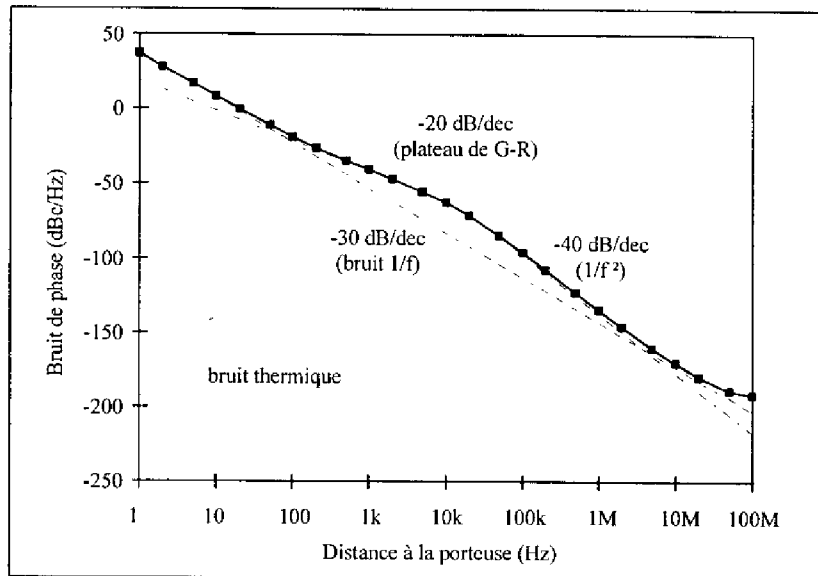


Figure 1-8 : Représentation d'un spectre de bruit de phase typique avec ses différentes contributions.

III-4-4) Mesure du bruit de phase par la méthode du discriminateur de fréquence à ligne à retard :

Afin de caractériser en bruit de phase nos oscillateurs, deux outils ont été utilisés. Le premier est l'analyseur de spectre, c'est la technique la plus directe et la plus facile à mettre en oeuvre. Sur les oscillateurs MMIC conçus, elle nous a permis de faire une évaluation du bruit de phase simple bande à 100 kHz de la porteuse. Mais ce type d'oscillateur étant relativement bruyant (de manière générale, cf tableau 1-1), pour préciser la mesure et la réaliser en deçà de 100kHz, nous avons utilisé un deuxième outil plus précis et bien adapté à la mesure de sources bruyantes, qui peuvent être difficiles à suivre en phase et qui se révèlent très sensibles à une dérive de la température ou aux perturbations extérieures (surtout lors d'un test sur tranche). Cet outil est un banc de mesure de bruit de phase à discriminateur de fréquence à ligne à retard. Il a été développé au laboratoire [29]. Nous en donnons ici le principe et les caractéristiques principales. La figure 1-9 présente un schéma synoptique de ce banc.

1) Principe : [30]

L'analyseur de spectre basse fréquence utilisé permet de faire la mesure d'une fluctuation de tension directement proportionnelle aux fluctuations de fréquence du signal délivré par l'oscillateur. La fluctuation de fréquence est transformée en fluctuation de tension par l'intermédiaire d'un ensemble ligne à retard - détecteur (mélangeur). La ligne à retard convertit les variations de fréquence en variation de phase. Le mélangeur transforme ces variations de phase en fluctuations de tension que l'on mesure à l'analyseur de spectre.

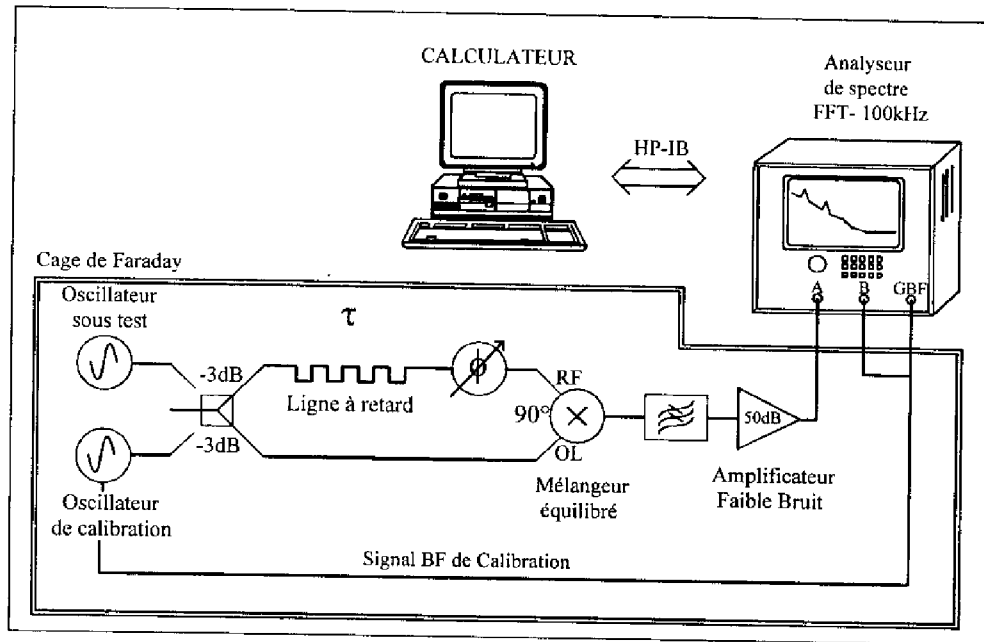


Figure 1-9 : Banc de mesure de bruit de phase (2-18 GHz) :
discriminateur de fréquence à ligne à retard

2) Performances et caractéristiques du banc :

Le banc présenté figure 1-9 permet de réaliser la mesure de bruit de phase de sources dont la fréquence peut être comprise entre 2 GHz et 18 GHz (bande passante du mélangeur). Pour caractériser nos oscillateurs une ligne à retard de 4m a été utilisée, un retard τ de 20ns lui correspond. Le banc présente dans cette configuration un plancher de bruit de phase d'environ -105 dBc/Hz à 10kHz de la porteuse et de -130 dBc/Hz à 100kHz. Ces performances sont tout à fait suffisantes pour caractériser le type d'oscillateur conçu.

Pour la mesure d'oscillateur à haute pureté spectrale un banc de bruit de phase amélioré (ligne à retard de 12m, deux détecteurs en intercorrélation) est également disponible au laboratoire. Il présente un plancher de bruit de phase de -145 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse et de -120dBc/Hz à 10kHz [29].

IV) L'OSCILLATEUR EN TECHNOLOGIE INTEGREE MONOLITHIQUE MICRO-ONDE :

Les systèmes de télécommunication, d'instrumentation ou tout autre système faisant intervenir des ensembles de circuits hyperfréquences, ont connu ces 20 dernières années un développement considérable et plus particulièrement une miniaturisation et une montée en fréquence sans cesse croissantes. Ceci à tel point qu'aujourd'hui, il est possible d'intégrer sur un même substrat toute une chaîne d'émission-réception satellite [44-46]. Dans de tels systèmes, les sources micro-ondes consistant en une combinaison variée d'oscillateurs, de circuits à asservissement de phase, d'amplificateurs, de multiplieurs etc ... occupent une place souvent fondamentale. L'élément principal en est bien sûr l'oscillateur. Il reste malgré tout l'une des fonctions qui pose encore aujourd'hui le plus de problème par rapport à son intégration monolithique complète.

Ainsi l'oscillateur idéal devrait posséder des qualités de grande agilité en fréquence (large plage d'accord), mais aussi une très grande stabilité et une grande pureté spectrale. Ces deux qualités sont antagonistes et devront faire l'objet d'un compromis. C'est ainsi que l'on peut distinguer deux grandes classes d'oscillateur :

- les oscillateurs accordables: pour lesquels généralement, par une commande en tension, on peut faire varier la plage d'oscillation sur une certaine gamme de fréquence.
- les oscillateurs à haute pureté spectrale de grande stabilité, présentant une seule fréquence d'oscillation.

IV-1) LES OSCILLATEURS ACCORDABLES :

IV-1-1) Les caractéristiques à privilégier :

Un oscillateur commandé en tension (OCT ou VCO, Voltage Control Oscillator) doit posséder une plage d'accord en fréquence aussi grande que possible. Cette caractéristique essentielle, l'accordabilité ("aptitude de l'oscillateur à changer sa fréquence sous une action extérieure déterministe" [1], par exemple une tension ou un courant), est celle que l'on cherche à privilégier en essayant, malgré tout, de conserver à l'oscillateur une bonne stabilité. L'oscillateur accordable est la fonction du meilleur compromis entre sa plage d'accord et sa pureté spectrale. Toute la difficulté tient ici en l'obtention de ce meilleur compromis, et selon le cahier des charges, le concepteur est amené à favoriser l'une des deux caractéristiques.

Une performance également recherchée est la linéarité de l'accord de l'oscillateur. Cela consiste à obtenir une variation linéaire de la fréquence d'oscillation avec la tension appliquée à l'élément d'accord. Cette propriété dépend généralement de l'élément d'accord choisi. Pour une variation ΔV de la tension d'accord, on doit observer dans tous les cas une variation Δf de la fréquence.

On veille également à obtenir une plage d'accord aussi large que possible avec une puissance de sortie aussi constante que possible

IV-1-2.) Ce que permet la technologie monolithique:

1) Oscillateur accordable à varactor :

La technologie monolithique est tout à fait adaptée à la réalisation d'oscillateurs accordés en tension utilisant des varactors [35-37]. Ceux réalisés sur Arséniure de Gallium sont monolithiquement intégrables aux côtés des transistors à effet de champ (TEC) et bipolaire réalisés sur ce même type de matériau ou à partir de matériaux III-V parfaitement compatibles. A priori, rien n'empêche la cohabitation de dispositifs tels que diodes varactor et transistors.

Pourtant, si transistors et varactors sont réalisés à partir de matériaux à la base tout à fait compatibles, il existe entre un MESFET et un varactor par exemple, pour l'obtention de performances optimales dans chacun des deux cas, des différences dans les processus permettant de les élaborer (dopage, épaisseurs des couches épitaxiées, nombres d'étapes), qui nécessitent des compromis technologiques significatifs. En même temps qu'un facteur de surtension aussi grand que possible (minimisation des résistances de contact et de substrat), le varactor doit également et surtout présenter des variations de capacité élevées en fonction de la tension inverse appliquée. Ceci est obtenu pour des varactors possédant un rapport de capacité, C_{0V}/C_{min} , une tension de seuil et une tension de claquage élevés.

Pour réaliser ceci, les varactors discrets, encapsulés, utilisés pour des applications hybrides, possèdent généralement une région active verticale ayant une épaisseur de plusieurs microns afin de favoriser l'extension de la zone de charge d'espace. Quant aux MESFETs, ce sont des dispositifs planar ayant des couches actives peu épaisses (de l'ordre de 0.1 à 0.6 μm) ainsi que des géométries de canal et de grille ultrafines. A travers cet exemple, il est facile de constater que l'intégration de varactors possédant des performances similaires aux varactors hyperabruptes hybrides, et conjointement de transistors, peut compliquer de manière significative le processus technologique de fabrication de tels circuits. Réaliser des diodes varactor présentant un rapport de capacité effectif élevé ($C(0V)/C_{min}$), une tension de seuil maximale ainsi qu'une tension de claquage plus

importante que les transistors à effet de champ processés en MMIC, augmente nécessairement la complexité du processus de fabrication.

La structure verticale des varactors est par contre à priori mieux adaptée à leur intégration avec des Transistors Bipolaires à Hétérojonction, ceux-ci possédant également une structure verticale. Ce n'est pourtant que récemment (1994) [32,33], qu'étaient présentés des VCO MMIC à TBH intégrant sur le même substrat le varactor.

Malgré la difficulté supplémentaire qu'impose l'intégration de varactors performants à fort facteur de surtension, ces derniers sont aujourd'hui proposés par certaines fonderies, mais ne sont malheureusement pas disponibles partout. L'alternative est alors d'utiliser soit les types de diodes disponibles, soit les transistors eux mêmes et leurs capacités intrinsèques [17,34]. Mais si l'on souhaite obtenir des plages d'accord optimales, une solution consiste à rapporter sur la puce un élément d'accord extérieur. On réalise un mariage complémentaire entre hybride et monolithique.

2) Monolithique et hybride :

Nombreuses sont les publications présentant les performances d'oscillateurs partiellement monolithiques et accordés en tension à l'aide d'éléments discrets varactors ou bille de YIG extérieurs à la puce [38-43,50]. L'avantage d'une telle approche est de pouvoir, en fonction de la gamme de fréquence désirée, choisir le meilleur élément d'accord, qui n'est de plus, pas simplement restreint au varactor. Par rapport à une réalisation hybride classique l'encombrement du circuit se trouve réduit de manière non négligeable. Les performances obtenues en matière de plage d'accord et de pureté spectrale sont les meilleures qu'il soit possible d'atteindre. Mais une telle démarche viole en quelque sorte un des principes de base du monolithique qui veut que tout soit intégré sur le même substrat.

3) Autres solutions :

Actuellement, les concepteurs d'oscillateurs explorent d'autres voies qui permettraient d'obtenir, en intégration complète, une plage d'accord optimale associée à une pureté spectrale convenable. L'idée consiste à réaliser des éléments d'accord (capacité ou inductance équivalente variable) à l'aide d'une association judicieuse de transistors. Le circuit le plus connu et le plus remarquable possédant de telles propriétés d'accord est l'inductance active. Récemment un VCO MMIC à inductance active constitué de TBH et entièrement intégré a été publié par Kobayashi et Oki [47]. L'oscillateur réalisé constitué d'un seul élément d'accord présente une plage de variation en fréquence de 29% à 4 GHz

pour un bruit de phase d'environ -70 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse. De telles performances restent modestes si l'on compare aux performances affichées par les oscillateurs accordés par varactor (tableau 1-1). Mais ce circuit ne constitue pour l'instant qu'une première, et les recherches sont poursuivies notamment au LAAS sur l'opportunité d'introduire une inductance active à fort coefficient de surtension comme élément d'accord pour la réalisation d'un VCO large bande et faible bruit de phase [48,49].

IV-2) LES OSCILLATEURS LIBRES UTILISES COMME SOURCE DE REFERENCE A HAUTE PURETE SPECTRALE :

IV-2-1) Les caractéristiques que l'on cherche à privilégier :

Un oscillateur à haute pureté spectrale doit posséder une très grande stabilité, c'est à dire être capable de fournir une oscillation à une fréquence et un niveau de puissance parfaitement déterminés et aussi insensible que possible à toute perturbation extérieure mais également fluctuations intrinsèques. Ceci se caractérise par :

- un facteur de surtension aussi élevé que possible.
- un bruit de phase et d'amplitude aussi faible que possible. Cette qualité implique une bonne stabilité à court terme.
- un facteur de pulling et un facteur de pushing faibles.

IV-2-2) Ce que permet la technologie monolithique:

Vis à vis des oscillateurs à haute pureté spectrale, la technologie MMIC possède un sérieux handicap, puisque les coefficients de surtension qu'il est possible d'obtenir (généralement inférieurs à 100) ne permettent pas la réalisation sur un même substrat d'oscillateur de grande stabilité et à faible bruit de phase, tel que ceux qui sont obtenus en technologie hybride. Les circuits résonants réalisables en MMIC utilisent des lignes de transmission, et/ou des inductances spirales et capacités MIM (Métal Isolant Métal) possédant un facteur de qualité faible par rapport aux résonateurs diélectriques.

1) Oscillateur monolithique à résonateur diélectrique :

L'alternative proposée ici pour la réalisation d'oscillateur MMIC à fort coefficient de surtension consiste à coupler un résonateur diélectrique à la puce sur laquelle est intégré le dispositif actif accompagné des circuits de polarisation, d'adaptation et de contre-réaction [42,43]. Ainsi, la presque totalité de l'oscillateur est réalisé en technologie monolithique. Seul le résonateur diélectrique est rapporté. On profite de la miniaturisation apportée par le

monolithique et du fort coefficient de surtension du résonateur qui permet de correctement stabiliser l'oscillateur. Deux cas peuvent se présenter alors.

La taille du résonateur est trop importante devant celle de la puce. On utilise alors un substrat d'alumine (ou autre) sur lequel on réalise une ligne que l'on connecte à la puce. Cette ligne sert à coupler le résonateur à la puce. C'est une solution qui permet effectivement de réduire la dimension du circuit mais dans des proportions somme toute modestes. La taille de l'oscillateur final est déterminée par la taille du résonateur diélectrique. Celui-ci présente des dimensions souvent très importantes par rapport à la puce dans la gamme des ondes centimétriques. Ainsi à 10 GHz un résonateur diélectrique possède typiquement un diamètre, D , d'environ 5mm pour une hauteur, L , de l'ordre de 2mm (ϵ_r # 30 à 40, Q # 6 000 à 10000), à 30 GHz on a D #2mm et L #1mm .

Ces dimensions tendent à se réduire avec la montée en fréquence. Ceci constitue le deuxième cas. Lorsque les fréquences mises en jeu sont suffisamment élevées il est alors possible de rapporter directement le résonateur sur la puce. La référence [51] donne le cas d'un oscillateur à 69 GHz.

Sur de tels oscillateurs Moghe et Holden [42] ont obtenu des performances en bruit de phase à 100 kHz de la porteuse de -115 dBc/Hz à 5GHz et de -100dBc/Hz à 13 GHz. Ces performances sont reportées sur le tableau 1-1 et ramenées pour comparaison à 10GHz.

2) Production de signaux à haute pureté à l'aide de systèmes à multiplication ou à verrouillage de phase :

Des systèmes plus complexes, car faisant intervenir plusieurs familles de circuits élémentaires, sont également utilisés pour la génération de signaux sinusoïdaux. Ils sont constitués d'un ensemble de fonctions telles que VCO, multiplicateurs et diviseurs de fréquence, amplificateur, filtres, circuits logiques et analogiques moyennes fréquences.... Cette complexité accrue, vis à vis des sources classiques constituées d'un oscillateur unique auquel se rajoutent parfois les éléments d'accord, ainsi qu'un ou deux amplificateurs isolateurs de sortie, peut présenter un certain inconvénient.

Il existe ainsi d'une manière générale aux côtés des oscillateurs à "résistance négative", deux autres systèmes permettant de générer des signaux sinusoïdaux hyperfréquences à haute pureté spectrale :

- les systèmes à multiplication de fréquence
- les systèmes à verrouillage de phase ou à asservissement de fréquence.

a) Systèmes à multiplication de fréquence :

Le principe en est assez simple. La fréquence micro-onde de la source que l'on souhaite obtenir est synthétisée par multiplication de fréquence à partir d'une référence à haute pureté spectrale (généralement un quartz dont la fréquence de résonance peut être supérieure à une centaine de MHz). L'obtention d'un signal dans la gamme des fréquences micro-ondes nécessite un ordre de multiplication élevé, ce qui implique l'utilisation d'un grand nombre de cellules de multiplication et de filtrage. Le nombre de réglage qu'il est nécessaire d'effectuer est d'autant plus important. De part ce dernier point et la différence de fréquence qui peut exister entre la référence et le signal de sortie, la réalisation d'un tel système entièrement intégré sur un même substrat peut poser de grosses difficultés et se trouve être au bout du compte peu adapté à l'intégration monolithique. Enfin si la division de fréquence entraîne une diminution du bruit de phase [52], la multiplication entraîne une dégradation de la pureté spectrale. A ce système de multiplication est ainsi préféré un système à verrouillage de phase pour la génération d'un signal micro-onde.

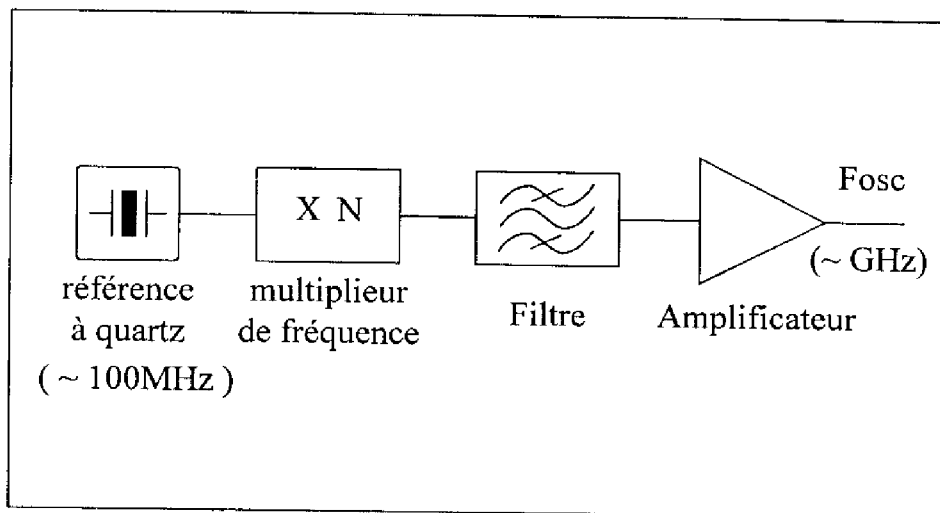


Figure 1-10 : Schéma de principe d'une source obtenue par multiplication de fréquence

b) Systèmes à verrouillage de phase : [53,54]

La boucle à verrouillage de phase (BVP) (phase-locked loop ou PLL) est un système servant à synchroniser, en phase, un oscillateur sur un signal de référence, pouvant être un quartz. La figure 1-11 montre le schéma de principe d'une BVP. Le comparateur de phase délivre une tension d'erreur proportionnelle à la différence de phase de la référence et du signal divisé en fréquence de l'OCT. Cette tension, après filtrage, agit sur la commande de

l'OCT et le contraint à osciller à une fréquence harmonique de la référence. L'OCT est ainsi synchronisé sur cette harmonique.

L'utilisation de la boucle à verrouillage de phase est un moyen pratique pour stabiliser la fréquence d'oscillation et réduire dans d'assez grandes proportions le bruit de phase très près de la porteuse (bruit de phase de l'OCT). Cependant de nombreux circuits élémentaires sont nécessaires. L'amélioration des caractéristiques d'un tel système passe ainsi par l'amélioration des caractéristiques de chaque cellule élémentaire [54]. C'est une des solutions les plus utilisées en intégration monolithique pour la génération de signaux à haute pureté spectrale et la réalisation de synthétiseur de fréquence [53].

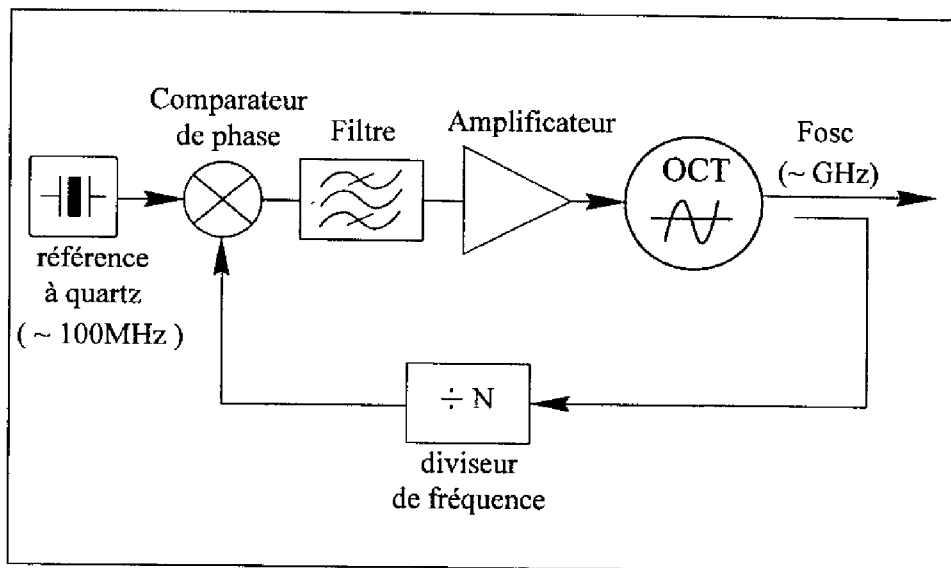


Figure 1-11 : Schéma de principe de la boucle à verrouillage de phase

IV-3) UN ETAT DE L'ART CONCERNANT LES PERFORMANCES DES OSCILLATEURS MMIC :

Nous présentons dans ce paragraphe un ensemble de performances relevées dans la littérature afin de situer les performances de la fonction oscillateur par rapport à la technologie MMIC.

Les extrapolations à 10GHz du bruit de phase de chacun des oscillateurs sont essentiellement indicatives. Celles-ci ont été obtenues en utilisant le principe selon lequel la multiplication de fréquence par n entraîne également une multiplication donc une dégradation du bruit de phase dans un rapport n (inversement une division de fréquence entraîne une division du bruit de phase dans un rapport identique). Ainsi, si l'oscillateur présente à 5GHz et à 100kHz de la porteuse un bruit de phase de -115 dBc/Hz, celui-ci à 10GHz et toujours 100kHz de la porteuse verra son bruit de phase dégradé de

$20 \log\left(\frac{10\text{GHz}}{5\text{GHz}}\right) = 6\text{dB}$, et présentera une valeur de -109Bc/Hz . Lorsque le bruit de phase est donné à 1MHz de la porteuse, on réalise l'extrapolation à 100kHz de la porteuse en supposant le bruit de phase constitué d'une seule composante en $1/f$, impliquant une décroissance du spectre de -30dB par décade. Ainsi un bruit de -95 dBc/Hz à 10GHz et à 1MHz de la porteuse est ramené à -65 dBc/Hz à 100kHz de la porteuse.

L'obtention des valeurs extrapolées à 10GHz et 100kHz de la porteuse n'est donc pas strictes et suppose les hypothèses énoncées ci-dessus.

Fosc (GHz) (plage d'accord)	Pout (dBm)	Bruit de Phase 100KHz de la porteuse (dBc/Hz)	Bruit de Phase extrapolé à 10GHz et 100KHz de la porteuse	autres particularités	Références
DRO MMIC à MESFET, Stabilisation extérieure					
5.0	12	- 115	- 109		Moghe Holden 87 [42]
10.75	16	- 110	- 109.4		Moghe Holden 87 [42]
13	10	- 100	- 102		Moghe Holden 87 [42]
VCDRO MMIC à MESFET, Stabilisation +accord extérieur					
5.1 2.4 %	12	- 110	-104	1 varactor	Moghe Holden 87[42]
VCO MMIC à MESFET, accord extérieur					
3.6 - 5.9 48.4 %	12.5 $\pm 0.75\text{ dB}$			1 Varactor	Moghe Holden 87 [42]
6 - 12 66.7 %	16			1 Varactor	Moghe Holden 87 [42]
11.15-14.39 et 16-18.74		- 80 (12.8 GHz)	- 82	2 Varactors	Scott Brehm 82 [38]
6.4 - 7.4	> 13	< -80	< -76	Varac. hyper-abrupt	Anderson Allen 88 [40]
1.5 - 6	17.5	< -92	< -83		Andrews 88 [41]
VCO MMIC à MESFET, tout intégré					
5.9 - 12.6	-	< -95 (1 MHz/porteuse)	< -65		Reese Beall 88 [55]
10.6 - 20.4	-	< -100 (1MHz/porteuse)	< -70		Reese Beall 88 [55]
VCO MMIC à TBH GaInP/GaAs					
36.2 - 37.2	2.5 - 3.9	-80	-91		U. Güttich 94 [56]
14 - 15.5	0	-75 (14 GHz)	-78		Blanck 94 [33]
27 - 32	-5 à -9	-65 (28 GHz)	-74		Blanck 94 [33]

Tableau 1-1 : un état de l'art concernant les oscillateurs MMIC

V.) CONCLUSION :

Nous avons présenté dans ce premier chapitre les deux approches couramment utilisées pour définir et étudier les oscillateurs. A travers l'approche des oscillateurs à résistance négative, la plus utilisée, nous avons rappelé les fondements de base de la théorie des oscillateurs. Les conditions de démarrage de l'oscillation sont souvent utilisées pour concevoir et optimiser un oscillateur. Elles sont très faciles à mettre en oeuvre mais comme nous l'avons souligné doivent être utilisées avec précaution.

Nous avons rappelé les définitions permettant d'étudier le bruit de phase de l'oscillateur qui reste l'une des caractéristiques parmi les plus importantes. Le banc de mesure de bruit de phase utilisé pour caractériser nos oscillateurs a également été présenté dans son principe et ses caractéristiques.

Enfin dans la dernière partie nous avons considéré l'oscillateur par rapport à la technologie monolithique. L'oscillateur est une des fonctions qui reste parmi les plus difficiles à intégrer. En effet, l'obtention de performances à haute pureté spectrale limite ce type d'intégration. De gros progrès ont malgré tout été réalisés pour les oscillateurs accordables en tension qui possèdent aujourd'hui des plages de variation fréquentielle approchant les meilleurs oscillateurs hybrides pour des niveaux de bruit de phase qui ne cessent de s'améliorer avec en particulier l'apparition de nouveaux dispositifs actifs.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **P.F. Combes, J.Graffeuil, J.F. Sautereau**, "Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes", Dunod Université
- [2] **R.Soares, J.Graffeuil, et J. Obregon**, "Applications des Transistors à Effet de champ en Arséniure de Gallium", Collection Techniques et Scientifiques des Télécommunications, CNET,ENST, Eyrolles.
- [3] **R.Castagné, J.P.Duchemin, M.Gloanec, Ch. Rumelhard**, "Circuits Intégrés en Arséniure de Gallium. Physique, technologie, et règles de conception", Collection Techniques et Scientifiques des Télécommunications, CNET,ENST, Masson.
- [4] **Ch. Gentili**, "Amplificateurs et Oscillateurs micro-ondes", Collection Technologies, Masson.
- [5] **R. Soares**, " GaAs MESFET Circuit Design", Artech House.
- [6] **S.A. Maas**, "Nonlinear Microwave Circuits", Artech House.
- [7] **K. Kurokawa**, "Injection Locking of Microwave Solid-State Oscillators", Proc. of the IEEE, vol.61,N°10, Octobre 1973.
- [8] **K.Kurokawa**, "Some basic characteristics of broadband negative resistance oscillator circuits", the Bell System Tech., 1969, pp 1937-1955.
- [9] **J.F. Sautereau**, "Contribution à la conception d'oscillateurs à effet Gunn pour la génération de signaux micro-ondes à faibles bruit de fond", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier, à Toulouse le 10 Décembre 1975.
- [10] **J. Obregon**, " Contribution à la conception et à la réalisation de dispositifs actifs micro-ondes à l'état solide", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 28 Mars 1980.
- [11] **A.S. Khanna**, "Oscillateurs microndes stables intégrés à transistors et résonateurs diélectriques" , Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 30 septembre 1981.
- [12] **E. Robert**, "Les oscillateurs micro-ondes accordables électroniquement. Application aux oscillateurs accordables par varactor", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier (Toulouse III), soutenue le 18 Juillet 1986.
- [13] **C. Utard**, " Les Oscillateurs microondes faible bruit de fond à base de MESFET GaAs, TEGFET GaAlAs et Transistor Bipolaire Silicium. Modélisation, Caractérisation et Comparaison", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier, à Toulouse le 12 Juillet 1988.
- [14] **R.W.Jackson** , "Criteria for the Onset of Oscillation in Microwave Circuits", IEEE MTT, vol.40, N°3, March 1992, pp 566-569.
- [15] **R.W.Jackson** , " Comments on "Criteria for the Onset of Oscillation in Microwave Circuits" " , IEEE MTT, vol.40,N° 9, September 1992, pp1850-1851.

- [16] **N.M.Nguyen et R.G.Meyer**, "Start-up and Frequency Stability in High-Frequency Oscillators", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.27, N°5, May 1992, pp 810-820.
- [17] **J.L.Carbonero**, "Conception et simulation d'oscillateurs micro-ondes accordables en circuits monolithiques sur Arséniure de Gallium" Mémoire Ingénieur CNAM, 9 Novembre 1992.
- [18] **F.Filicori, G.Vannini**, " Frequency Stability in Resonator-Stabilized Oscillators", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 37, N°11, November 1990
- [19] **J. Loeb**, "Phénomènes héréditaires dans les servomécanismes, un critère général de stabilité", Ann. Télécommun., vol.6, pp 346-352, Dec 1951.
- [20] **A.I. Mees**, " A Plain Man's Guide to Bifurcations", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-30, N°8, August 1983.
- [21] **H.Kawakami**, "Bifurcation of Periodic Responses in Forced Dynamic Nonlinear Circuits: Computation of Bifurcation Values of the System Parameters", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-31, N°3, March 1984, pp 248-260.
- [22] **B.D.Bates, P.J. Khan**, "Stability of Multifrequency Negative-Resistance Oscillator", IEEE MTT, vol MTT-32, N°10, October 1984, pp 1310-1318.
- [23] **V. Rizzoli, A. Lipparini**, "General Stability Analysis of Periodic Steady-State Regimes in Nonlinear Microwave Circuits", IEEE MTT, vol.MTT-33, N°1, January 1985, pp 30-37.
- [24] **V. Rizzoli, A. Neri**, "State of the Art and Present Trends in Nonlinear Microwave CAD Techniques", IEEE MTT, vol.36, N°2, February 1988, pp 343-365.
- [25] **V.Rizzoli, A.Neri, A.Costanzo**, " Microwave Oscillator Design by State-of-the-Art nonlinear CAD Techniques", EMC 1988, pp 231-236.
- [26] **R. Quéré**, "Contribution à l'Analyse de la Stabilité des Circuits Non-linéaires : Application à la CAO de Dispositifs Micro-ondes", thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 16 Juin 1989.
- [27] **J. Obregon and A.P.S.Khanna**, "Exact derivation of the nonlinear negative resistance oscillator pulling figure", IEEE MTT, vol. MTT-30,N°7, July 1982, pp1109-1111.
- [28] **R. Plana** , "Bruit de fond dans les transistors à effet de champ et bipolaires pour micro-ondes", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier (Toulouse III), soutenue le 12 Février 1993.
- [29] **S. Colomines, O.Llopis**, "Evaluation des performances d'un banc de mesure de bruit de phase. Application à la caractérisation d'oscillateurs micro-ondes stabilisés sur cavité résonante", rapport LAAS-CNRS, Septembre 1994.
- [30] **Hewlett Packard** , "Phase Noise Characterization of Microwave Oscillators. Frequency Discriminator Method", Product Note 11729C-2.
- [31] **R.S. Pengelly , J.A. Turner**, "Monolithic Broadband GaAs FET Amplifiers ", Electronics Letters, 13 Mai 1976, Vol 12, N° 10 , pp 251-252.

- [32] **J.O.Plouchart et al**, "HBT MMICs For L Band Mobile Radiocommunications", IEEE MTT-S Digest, 1994, pp 1187-1190.
- [33] **H.Blanck, et al**, "Fully Monolithic Ku and Ka-Band GaInP/GaAs HBT Wideband VCOs", IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium", 1994, pp 161-164.
- [34] **K.W. Kobayashi et al**, "InP based HBT Millimeter-Wave Technology and Circuit Performance to 40 GHz", IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1993, pp. 85-88.
- [35] **G.E.Brehm, B.N.Scott, F.H.Doerbeck**, " Fabrication techniques for X-Band Monolithic VCOs", IEEE MTT-S Digest, 1982, pp 57-60.
- [36] **M.G.McDermott, C.N.Sweeney, M.Benedeck, J.J.Borelli, G.Dawe, L.Rafaelli**, "Integration of High-Q GaAs Varactor Diodes and 0.25 μ m GaAs MESFET's for Multifunction Millimeter-Wave Monolithic Circuit Applications ", IEEE MTT, vol.38,N^o9, September 1990, pp 1183-1190.
- [37] **B.Roth, M.Joseph,et A.Beyer**, "A varactor-tuned oscillator using MMIC Technology", Microwave Journal, Septembre 1990, pp 223-225.
- [38] **B.N.Scott,G.E.Brehm**, " Monolithic voltage controlled oscillators for X- and Ku-bands", 1982, IEEE MTT,pp 2172-2177
- [39] **B.N. Scott, M.Wurtele,B.B.Cregger**, "A Family of Four Monolithic VCO MIC's Coverring 2-18 GHz", IEEE MTT-S Digest, 1984, pp 58-61.
- [40] **K.J. Anderson, D.L. Allen**, "A miniature Integrated monolithic VCO module", IEEE MTT-S Digest 1988
- [41] **J.E. Andrews, T.J.Holden, K.W.Lee, A.F. Podell**, "2.5-6.0 GHz Broadband GaAs MMIC VCO", IEEE MTT-S Digest, 1988, pp 491-494
- [42] **S.B.Moghe, T.J.Holden** , "High-Performance GaAs MMIC Oscillators", IEEE MTT, Dec 1987, pp 1283-1287
- [43] **G.Dietz, R.Becker, R. Haubenstricker, S. Moghe, G.Giacomino** , "A 10-14 GHz Quenchable MMIC Oscillator", IEEE MTT-S Digest, 1991, pp 23-26.
- [44] **T. Ohira, et al**, "Development of Key Monolithic Circuits to Ka-Band Full MMIC Receivers", IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1987, pp 69-74.
- [45] **T. Ohira, et al**, "MMIC 14-GHz VCO and Miller Frequency Divider for Low-Noise Local Oscillators", IEEE MTT, vol MTT-35, N^o7, July 1987 pp 657-661.
- [46] **T. Ohira, et al**, "A Compact Full MMIC Module for Ku-Band Phase-Locked Oscillators", IEEE MTT, April 1989, Vol 37, N^o4, pp 723-728.
- [47] **K.W.Kobayashi et A.K. Oki**, "A Novel Heterojunction Bipolar Transistor VCO Using an Active Tunable Inductance", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 4, N^o7, July 1994, pp 235-237.

- [48] **C. Zanchi, T. Parra, J. Graffeuil**, "A Tunable Lossless HBT Broad-Band Monolithic Microwave Floating Active Inductor", 24TH European Microwave Conference, Cannes 5-8 Sept 1994, pp 793-798.
- [49] **C. Zanchi, T. Parra, J.Raysac, J. Graffeuil**, "Utilisation d'une inductance active monolithique à base de TBH comme élément d'accord surtendu pour la conception d'un oscillateur contrôlé en tension", 9^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, 4-5-6 Avril 1995.
- [50] **A. Adar et R.Ramachandran**, "An HBT MMIC Wideband VCO", IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1991, pp73-76.
- [51] **D.W. Maki, J.M. Schellenberg, H. Yamasaki, et L.C.T. Liu** , "A 69 GHz Monolithic FET Oscillator", IEEE MTT-S Digest 1984, pp 39-43.
- [52] **H.Amine**, "Les diviseurs analogiques micro-ondes de fréquence : modélisation, conception et réalisation", Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, 1994.
- [53] **Microwave Engineering Europe**, "Phase-locked loop models", Dec/Jan 95, pp 31- 40.
- [54] **J.Archer, et al**, "Development and Evaluation of a GaAs MMIC Phase-Locked Loop Chip Set for Space Applications", IEEE MTT, vol.37, N°4, April 1989,pp 790-792.
- [55] **E. Reese, J.M. Beall** " Optimized X and Ku band GaAs MMIC Varactor tuned FET oscillators", IEEE MTT-S Digest 1988
- [56] **U.Güttich et al** ,"Ka-Band monolithic VCOs for low noise Applications using GaInP/GaAs HBTs", IEEE MTT-S Digest 1994
- [57] **J. Kitchen**, "Octave bandwidth varactor-tuned oscillators", Microwave Journal, May 1987, pp 347-353.

CHAPITRE II

**ANALYSE ET METHODOLOGIE DE CONCEPTION DES
OSCILLATEURS MICRO-ONDES**



CHAPITRE II

ANALYSE ET METHODOLOGIE DE CONCEPTION DES OSCILLATEURS MICRO-ONDES.

I) INTRODUCTION :

La conception et la réalisation de circuits intégrés monolithiques micro-ondes passent nécessairement par l'utilisation et la maîtrise d'un ensemble d'outils logiciels de Conception Assistée par Ordinateur (CAO) permettant l'analyse, l'optimisation et le dessin des masques des circuits. Il est en effet indispensable de connaître au mieux les performances précises et le comportement du circuit avant de lancer sa fabrication. Ceci tout d'abord par rapport au prix que coûte sa réalisation, mais surtout parce que, ajuster le circuit aux performances désirées après coup est inenvisageable du fait de la technologie utilisée. En d'autres termes, la conception efficace en temps et en coût de systèmes micro-ondes monolithiquement intégrés ne peut se faire sans l'utilisation d'un simulateur.

Par rapport à ces problèmes de conception, l'objet de ce chapitre est de présenter le cas particulier de l'oscillateur. Le caractère autonome de cette fonction introduit en effet un degré de complexité conceptuel supplémentaire, lié essentiellement à l'absence de source d'excitation ou de signal d'entrée, et donc au fait que nulle fréquence n'est imposée dans le circuit. D'autre part, aux fréquences micro-ondes, les éléments parasites introduisent des perturbations supplémentaires susceptibles de modifier les conditions d'oscillation.

Ceci nous conduit ainsi à faire état, dans une première partie, des méthodes de simulation, parfois spécifiquement adaptées à l'oscillateur, développées pour la conception des circuits micro-ondes. Nous avons utilisé pour concevoir nos circuits un simulateur commercial, MDS (Microwave Design System), développé par Hewlett Packard. Nous parlerons donc plus particulièrement des techniques d'analyse proposées spécifiquement par ce simulateur pour la conception d'oscillateurs

Nous ferons en particulier l'exposé de la méthodologie de conception et d'optimisation utilisée pour synthétiser nos oscillateurs. Cette partie constitue l'originalité de ce chapitre.

Enfin récemment sont apparus sur certains simulateurs commerciaux (Compact Software, MDS de Hewlett Packard) des modules permettant l'analyse du bruit de phase des oscillateurs. Ces outils sont aujourd'hui toujours en phase d'évaluation puisque le peu d'information concernant les méthodes d'analyse utilisées ne nous permet pas d'apprécier correctement la précision des résultats qu'ils produisent. Nous donnerons donc essentiellement dans cette partie un aperçu des méthodes utilisées pour réaliser de telles analyses.

II) ETUDE EN REGIME DE PETITS SIGNAUX DES OSCILLATEURS :

L'analyse petit signal ou linéaire reste une étape indispensable, un passage obligé dans le processus de conception des oscillateurs, comme de toute autre fonction non-linéaire. Elle consiste à résoudre dans le domaine fréquentiel les équations de Kirchoff décrivant le comportement petit signal du circuit. Les dispositifs non-linéaires ont leurs caractéristiques linéarisées autour du point de repos déterminé au préalable par une analyse statique.

II-1) RECHERCHE D'UNE IMPEDANCE A PARTIE REELLE NEGATIVE :

L'étude petit signal, dans le cas des oscillateurs, a pour objet d'optimiser le circuit actif susceptible d'osciller en recherchant les valeurs des éléments de contre-réaction ainsi que les polarisations permettant de réaliser une impédance à partie réelle négative ou, ce qui est équivalent, de présenter un coefficient de réflexion en module supérieur à un. On veille à ce que cela soit réalisé dans une seule bande de fréquence autour de la fréquence d'oscillation désirée (donnée par la condition, $X_a + X_{ch} = 0$) [3] de manière à se préserver au mieux des problèmes d'instabilité ainsi que des problèmes de convergence qui pourraient survenir lors de l'analyse fort signal. Il est nécessaire de présenter au circuit actif l'impédance de charge appropriée dans le respect des conditions de démarrage de l'oscillation énoncées dans le premier chapitre ($R_a + R_{ch} < 0$). Ainsi on peut, par exemple, choisir une résistance négative en module trois fois supérieure à la résistance de charge ($|R_a| = 3 |R_{ch}|$) comme le préconise une règle parfois utilisée lorsque l'optimisation de l'oscillateur se réduit à une étude petit signal [5,6]. On vérifie, d'autre part, les conditions de démarrage exprimées en termes de coefficient de réflexion.

Les possibilités d'optimisation proposées par les simulateurs modernes rendent cette première étape très facile et rapide à mettre en oeuvre. Il est ainsi possible assez efficacement de faire une première étude prospective en passant en revue un ensemble de topologies reposant généralement, dans le cas des transistors, sur une configuration de type contre-réaction série ou parallèle (figure 2-1).

II-2) GAIN DE BOUCLE > 1

Le simulateur utilisé dans notre cas propose un module d'analyse petit signal (OSCTEST) permettant par une analyse de paramètres S, de faire directement le calcul du gain de boucle exprimé en termes de coefficient de réflexion, $\Gamma_a \Gamma_{ch}$ (Figure 2-2). Ce module est généralement placé entre le dispositif actif et la charge, ou dans la boucle de contre-réaction. C'est un circulateur idéal qu'il est facile de mettre en oeuvre sur tout simulateur possédant un hexapôle permettant de définir une matrice de paramètres S [1,2].

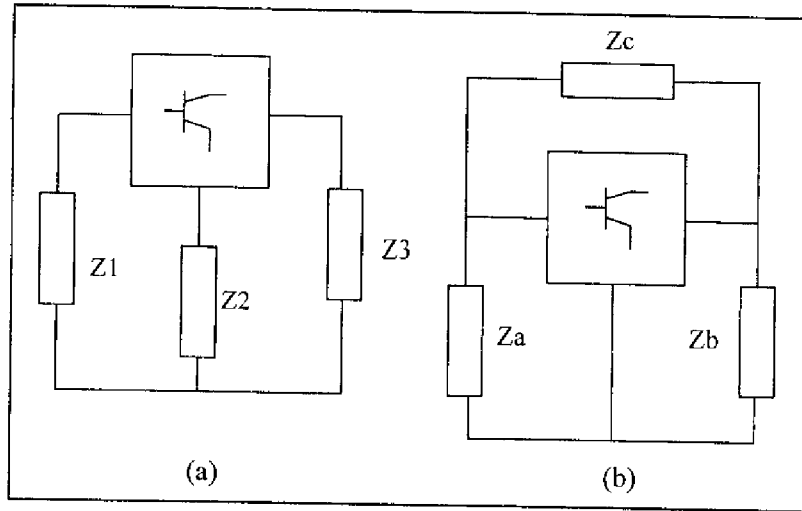


Figure 2-1 : Deux topologies équivalentes.
 (a) Configuration série. (b) Configuration parallèle

Dans le cas du circulateur idéal la matrice S de l'hexapôle peut s'écrire de la manière suivante:

$S_{13} = S_{21} = S_{32} = 1$, les autres paramètres étant mis à zéro.

MDS définit un terme supplémentaire à l'aide de la fonction rectangle: $S_{23} = \text{rect}(f,0,0)$ tel que : $\text{rect}(f,0,0) = 1$ pour $f = 0$ (continu), et $\text{rect}(f,0,0) = 0$ pour toute autre fréquence de valeur non nulle. Le polarisation continue peut ainsi être transmise. La matrice S s'écrit alors :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & \text{rect}(f,0,0) \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2-1)$$

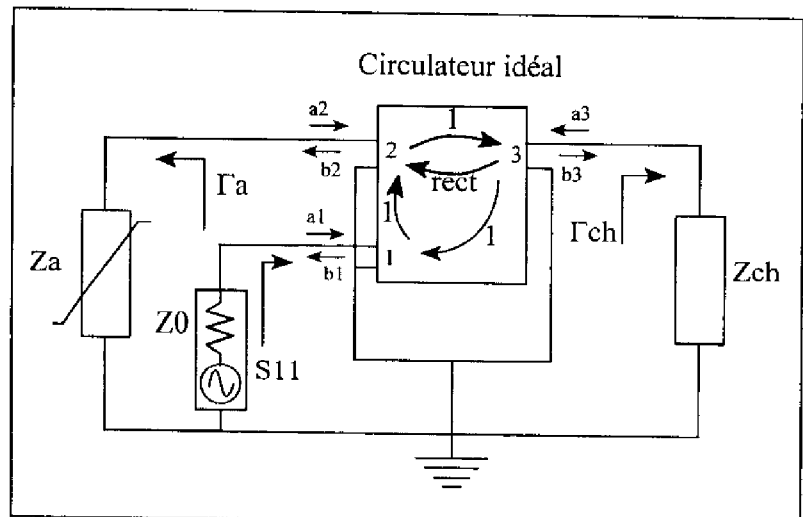


Figure 2-2 : Calcul du gain de boucle petit signal de l'oscillateur en termes de coefficient de réflexion (MDS)

Le gain de boucle petit signal nous est directement donné sur le port n° 1 de l'hexapôle (figure 2-2). On a en effet $S_{11} = \Gamma_a \Gamma_c h$ pour les fréquences non nulles. Pour réaliser les conditions de démarrage de l'oscillation, on cherchera donc à optimiser les valeurs des paramètres de contre-réaction de notre oscillateur de manière à obtenir le module de S_{11} supérieur à 1, et l'annulation de sa phase, pour une fréquence f_0 donnée, soit :

$$|S_{11}| > 1 \quad (2-2a)$$

lorsque,

$$\arg(S_{11}) = 0 \quad (\text{ou } 2k\pi, k \in \mathbb{N}) \quad \text{à } f_0 \quad (2-2b)$$

L'avantage de la technique tient en la facilité qu'elle offre pour exprimer le gain de boucle. Le simple calcul du coefficient de réflexion et son tracé nous donnent accès à cette information. L'inconvénient de la démarche a déjà été évoqué dans le premier chapitre et tient au fait que les résultats obtenus dépendent fortement du choix de l'impédance caractéristique Z_0 . Ceci est mis en évidence dans l'exemple simple de la figure 2-3, où l'on considère un oscillateur à réseau RLC série assimilable à l'état petit signal d'un circuit type Van der Pol [7]. On constate ainsi que le gain de boucle, à la résonance, peut être selon la valeur de Z_0 inférieur ou supérieur à un. Il convient ainsi de rechercher si il existe une valeur de Z_0 assurant les conditions de démarrage. L'analyse petit signal est alors à réaliser pour une de ces valeurs.

Il est également important de garder à l'esprit que, comme l'a montré J.L. Carbonero [4], l'équivalence entre conditions de démarrage exprimées en termes de coefficient de réflexion et celles exprimées à partir d'un formalisme d'impédance n'est assurée au mieux que pour de fortes valeurs de Z_0 . La seule véritable équivalence que l'on ait est celle pour laquelle une impédance à partie réelle négative implique nécessairement un coefficient de réflexion associé en module supérieur à un et inversement. ($\text{Re}\{Z_a\} < 0 \Leftrightarrow |\Gamma_a| > 1$). Si l'on ne veut restreindre notre étude qu'à une étude petit signal, l'utilisation d'un formalisme d'impédance serait à priori plus appropriée.

Au lancement de l'analyse fort signal, le simulateur teste systématiquement le gain de boucle petit signal de l'oscillateur. Si celui-ci est supérieur à l'unité, l'analyse peut commencer. Dans le cas contraire, le simulateur affiche un message d'erreur et l'analyse s'arrête.

Le simulateur exécute par ailleurs une analyse de stabilité et contrôle le critère de stabilité de Nyquist. En effet, comme nous l'avons souligné dans le premier chapitre, le circuit peut se révéler stable malgré un gain de boucle supérieur à un. Dans tous les cas,

lorsque c'est possible, une analyse en régime de forts signaux doit être effectuée pour nous assurer au mieux de l'existence d'une oscillation.

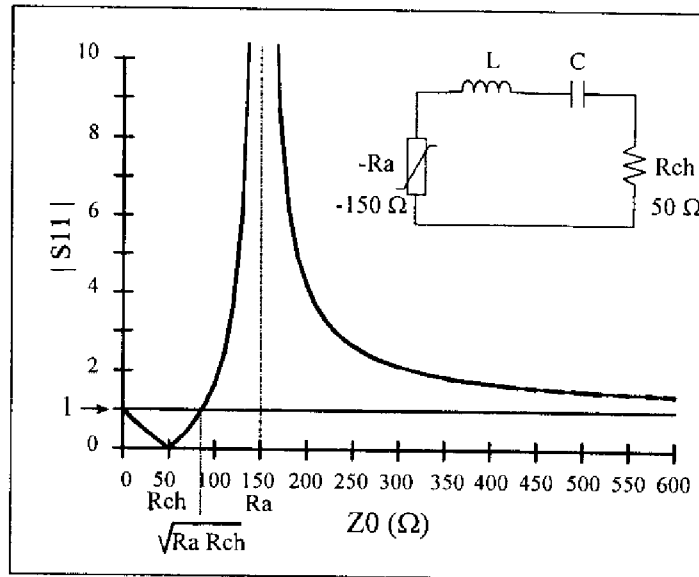


Figure 2-3 : Exemple simple assimilable à l'état petit signal d'un circuit RLC série type Van der Pol mettant en évidence le problème du choix de l'impédance caractéristique Z_0

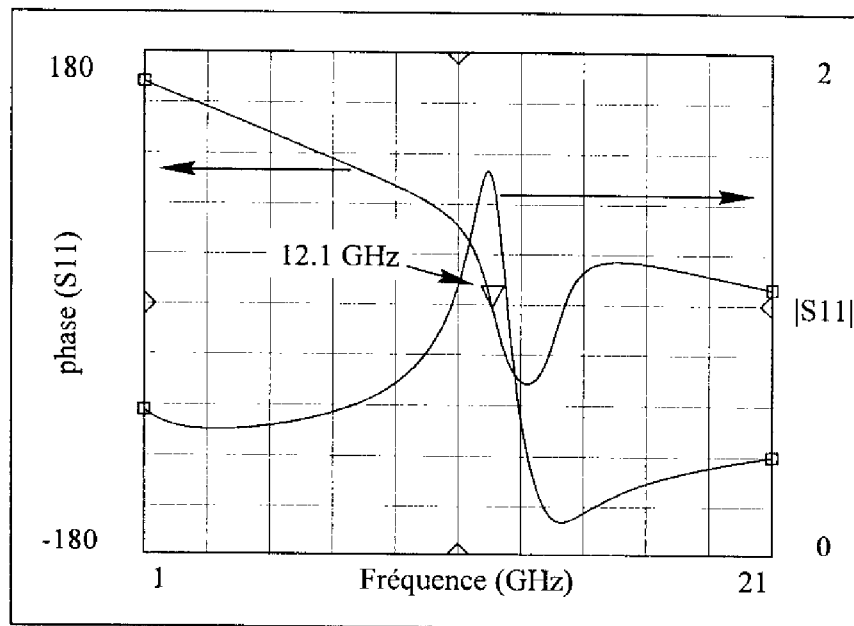


Figure 2-4 : Résultat typique recherché d'une analyse oscillateur petit signal réalisée par MDS. Calcul du gain de boucle petit signal $S_{11} = \Gamma_a \Gamma_{ch}$

II-3) CONCLUSION :

L'analyse linéaire ne nous donne que des informations partielles concernant les performances du circuit étudié. Dans le cas des oscillateurs, à travers les conditions de démarrage nous n'avons accès au mieux qu'à la fréquence d'oscillation ou plutôt à une valeur proche de celle que devrait nous donner le régime établi.

Ainsi, l'analyse petit signal est généralement utilisée pour fixer de manière approchée la fréquence d'oscillation. Dans le cas d'un oscillateur contrôlé en tension, elle peut nous renseigner sur sa plage d'accord. Cette dernière peut alors être optimisée. Dans le cas d'un oscillateur à fréquence fixe, on peut avoir une information relative concernant la surtension du circuit à travers la connaissance de la variation de phase engendrée par une variation de fréquence ($\partial\phi/\partial f$) sachant que ce paramètre est à majorer pour surtendre l'oscillateur [8].

La connaissance de la puissance du signal, du niveau des harmoniques, de la fréquence précise d'oscillation suppose nécessairement une analyse du circuit en régime de forts signaux afin de prendre en compte l'influence des différentes non-linéarités du circuit.

III) ETUDE EN REGIME DE FORTS SIGNAUX DES OSCILLATEURS:

L'étude en régime de forts signaux est une étape fondamentale du processus de conception des oscillateurs qui par essence sont non-linéaires puisque ce sont les non-linéarités du dispositif actif utilisé qui fixent l'oscillation par un effet de limitation de la croissance du signal. Les systèmes ayant un comportement non-linéaire sont décrits par un système d'équations différentielles non-linéaires qu'il faut résoudre pour accéder à la réponse du circuit. Ces équations sont généralement difficiles, voir impossibles à résoudre analytiquement. Il est donc nécessaire de faire appel à des techniques numériques.

Dans le cas de l'analyse des circuits micro-ondes, on distingue trois méthodes de résolutions :

- la méthode des séries de Volterra, où le domaine de résolution est purement fréquentiel,
- les méthodes temporelles, pour lesquelles l'analyse des circuits est réalisée dans le domaine temporel,
- les méthodes tempo-fréquentielles, pour lesquelles l'analyse des circuits est menée successivement dans l'un et l'autre des deux domaines comme nous allons le voir plus précisément.

Nous n'examinerons pas ici la technique d'analyse fréquentielle basée sur les séries de Volterra. Bien qu'applicable aux oscillateurs [9], c'est une méthode qui pose des problèmes lorsque les systèmes étudiés présentent un comportement fortement non-linéaire (ce qui

peut être justement le cas de l'oscillateur). D'autre part, elle a été largement supplantée par les méthodes temporelles et tempo-fréquentielles. En quelques mots, elle consiste en une extension aux circuits non-linéaires des techniques d'analyse développées pour les circuits linéaires. On s'attache ainsi à définir les notions de fonction de transfert, d'impédance et de réponse impulsionnelle dans le cas de circuits non-linéaires.

Les simulateurs proposent donc aujourd'hui pour l'analyse des oscillateurs essentiellement deux méthodes que nous allons aborder en commençant par la plus ancienne.

III-1) LES METHODES TEMPORELLES:

III-1-1) Principe et limitations :

Ce sont les seules méthodes d'analyse non linéaire donnant accès au régime transitoire du circuit, et en l'occurrence ici de l'oscillateur. C'est cet avantage indéniable qui fait qu'elles peuvent se trouver particulièrement attrayantes. Elles le sont d'autant plus lorsque le régime transitoire du circuit est un paramètre critique comme c'est le cas dans les circuits logiques.

Dans le domaine temporel, l'analyse d'un circuit consiste à résoudre un système d'équations différentielles linéaires et non-linéaires établi par application des lois de Kirchoff et décrivant le comportement du circuit considéré. Le système obtenu peut se ramener à un ensemble d'équations du type :

$$f\left(x, \frac{dx}{dt}, t\right) = 0 \quad (2-3)$$

f, étant supposée être une fonction non-linéaire quelconque, x une variable d'état représentant tension ou courant, t la variable indépendante. L'analyse transitoire consiste alors à calculer sur un intervalle de temps discrétisé courant et tension à chaque incrémentation d'un pas temporel.

Un des principaux problèmes de ces méthodes est d'ordre numérique et concerne l'évaluation des dérivées ou des intégrales du système. Pour répondre à ce problème, il existe plusieurs méthodes numériques de résolution qui aboutissent à des résultats approximatifs. La solution au système se trouve donc être plus ou moins approchée. Parmi les techniques numériques d'intégration, nous citerons les plus utilisées (par exemple pour MDS), à savoir la méthode trapézoïdale et la méthode de Gear.

D'autre part, la résolution du système dans le domaine temporel impose de calculer la réponse du circuit durant toute la durée du transitoire. Dans le cas de circuit possédant des éléments très sélectifs du type résonateur, le temps d'établissement du transitoire est grand devant la durée de la période du régime établi. Les temps de calcul augmentent d'autant,

l'analyse peut devenir très lourde. L'accès au régime permanent peut ainsi nécessiter un nombre de période excessivement important.

Un autre reproche fait aux méthodes d'analyse temporelle ou transitoire, dans le cas des circuits analogiques micro-ondes, concerne la difficulté qui existe à transposer au domaine temporel les modèles d'éléments linéaires (ligne de transmission, éléments à constantes distribuées de manière générale) réalisés dans le domaine fréquentiel à partir par exemple de mesures de paramètres S. Le problème est généralement contourné en remplaçant les éléments modélisés dans le domaine fréquentiel (lignes) par un schéma équivalent associé réalisé à l'aide d'éléments discrets (inductance, capacité, résistance) [10].

Le simulateur sur lequel nous avons travaillé pour concevoir nos oscillateurs, propose depuis peu un ensemble logiciel d'analyse temporelle, Impulse. Par rapport à SPICE, le standard en matière de simulateur temporel, Impulse aurait été amélioré sur un point. Il permettrait ainsi d'utiliser dans le domaine temporel les données de paramètres S définis sous forme de boîte noire, ainsi que les modèles de lignes ou tout autre élément à caractère dispersif également définis dans le domaine fréquentiel, ceci grâce à une technique dite de "convolution dynamique" [11,12,13](utilisation du produit de convolution).

Le manuel d'utilisation de Impulse conseille malgré tout par rapport à cette technique de comparer la réponse obtenue à celle que donnerait une analyse par la technique de l'équilibrage harmonique, afin de nous assurer de la validité du résultat. L'utilisation d'élément fonction de la fréquence, même si elle est rendue possible, doit donc être faite en prenant toute les précautions, et dans la pleine connaissance du fonctionnement du simulateur temporel et de ses limites. La documentation d'Impulse précise d'autre part que le spectre pouvant être obtenus à la suite d'une analyse temporelle est approximé (utilisation sans doute d'une technique d'intégration à pas variable, FFT ou série de Fourier).

III-1-2) Cas particulier de l'analyse d'un oscillateur :

L'analyse de l'oscillateur se fait en introduisant dans le circuit une source d'excitation transitoire pour fixer les conditions initiales nécessaires au démarrage de l'oscillation. Celle-ci peut être une sinusoïde s'atténuant ou une impulsion d'excitation quelconque.

III-2) LA METHODE D'EQUILIBRAGE HARMONIQUE :

III-2-1) Principe [14]:

La méthode d'équilibrage harmonique est une méthode intermédiaire entre les méthodes temporelles et fréquentielles. Elle exploite les avantages de chacune des deux méthodes. Le circuit initial est décomposé en deux sous circuits comme l'illustre la figure 2-5. L'un

linéaire, est analysé dans le domaine fréquentiel. Il permet ainsi de prendre en compte les éléments linéaires définis dans le domaine fréquentiel (paramètre S, Z, Y,..., lignes, ...). L'autre regroupe les éléments non-linéaires modélisés dans le domaine temporel. La liaison entre les deux domaines est réalisée en utilisant les transformées de Fourier directe et inverse. On peut ainsi s'affranchir de la difficulté d'analyser les circuits non-linéaires dans le domaine fréquentiel ainsi que de celle d'analyser les éléments linéaires à caractérisation fréquentielle dans le domaine temporel. La solution est obtenue par un procédé itératif consistant à comparer les réponses de chacun des deux sous-circuit analysés dans leur domaine respectif, ceci à l'aide de la transformée de Fourier. L'arrêt du processus itératif est déterminé par une fonction erreur qui tend à réduire l'écart entre les solutions obtenues pour chacun des sous-circuits. La solution finale est restituée dans le domaine fréquentiel. Le nombre d'harmoniques considéré doit être suffisant pour assurer la précision de la solution. La méthode traite seulement le cas de signaux périodiques décomposables en série de Fourier. La solution obtenue est également périodique. Ainsi la méthode d'équilibrage harmonique donne uniquement la solution en régime établi et permet de traiter le cas de circuits fortement non-linéaires.

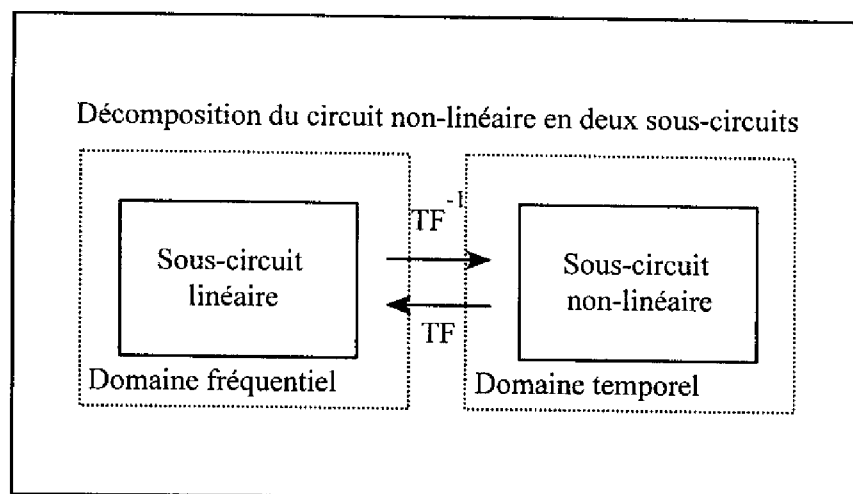


Figure 2-5 : Illustration présentant la méthode d'équilibrage harmonique .

III-2-2) Analyse des oscillateurs :

L'analyse des oscillateurs par la technique de l'équilibrage harmonique se trouve confrontée, vis à vis du caractère autonome de cette fonction, au problème de l'absence de source d'excitation. Les logiciels d'équilibrage harmonique permettant l'analyse des oscillateurs utilisent plusieurs techniques. La philosophie générale de la majorité de ces techniques consiste à insérer une source d'excitation dont l'effet, une fois obtenu le régime établi, ne doit avoir aucune influence sur le reste du circuit. Au régime établi, la source d'excitation apparaît transparente. L'analyse de l'oscillateur consiste donc à optimiser le

niveau du générateur d'excitation et la fréquence du signal délivré par celui-ci de manière à obtenir les conditions d'oscillation du régime permanent.

Nous allons dans ce qui suit présenter succinctement quelques unes de ces techniques, notamment celle utilisée par MDS.

1) Sonde de courant ou de tension [15]:

On insère dans l'oscillateur que l'on souhaite analyser en un point à priori quelconque du circuit, par exemple entre l'élément actif et la charge une branche supplémentaire contenant une source de tension (une source de courant selon le cas) et un filtre à la fréquence f_0 du générateur (Figure 2-6). On optimise le niveau de la source et sa fréquence de telle manière que le courant dans la branche soit nul. La puissance fournie et dissipée est par conséquent également nulle. Cet objectif réalisé traduit l'obtention du régime établi de l'oscillateur. Les courants et les tensions d'oscillation peuvent ainsi être déterminés en tout point du circuit. Cette méthode est séduisante de part sa facilité et sa rapidité de mise en oeuvre. Elle présente malgré tout un inconvénient non-négligeable : elle peut conduire facilement à une solution dégénérée, une tension nulle du générateur imposant un courant nul dans la branche. Le problème des conditions initiales est ici critique pour obtenir une bonne convergence. Il est ainsi nécessaire d'être très proche de la solution pour converger vers le régime établi.

Pour contourner ce problème, la solution consiste à augmenter pas à pas le niveau du générateur de tension et à faire une recherche sur la fréquence de manière à obtenir une puissance consommée dans la branche nulle. Cette technique a l'inconvénient de nécessiter un grand nombre d'analyses réalisées par tâtonnements jusqu'à obtention de la fréquence d'oscillation, un processus d'optimisation systématique semblant délicat à mettre en oeuvre.

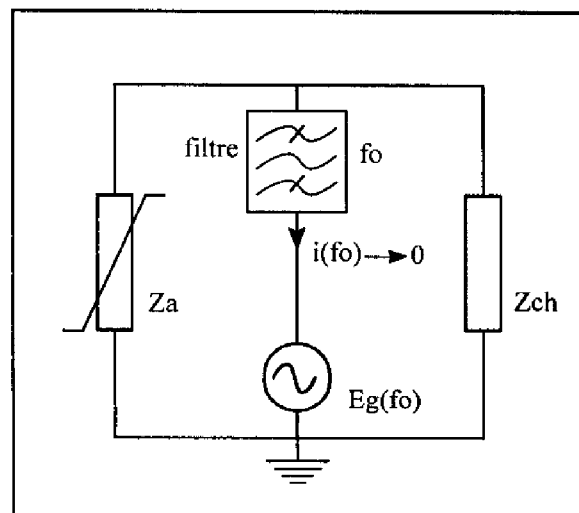


Figure 2-6 : Utilisation d'une sonde de tension pour déterminer le régime établi de notre oscillateur

2) Utilisation d'un coupleur directionnel (Eesof) [16,17]:

Pour l'analyse des oscillateurs, le simulateur développé par la société Eesof utilise un coupleur directionnel particulier (OSCTEST) défini de telle manière qu'à la fréquence fondamentale f_0 de l'oscillateur (régime établi) et à ses harmoniques, il apparaît comme transparent et de longueur électrique nulle. La figure 2-7 nous montre comment se présente cet élément, et de quelle manière il s'insère dans le circuit.

Le signal fourni par la source de tension (v_g) est injecté vers le port 3 transmis vers le port 2. Si l'élément actif, c'est à dire la résistance négative est présentée au port 2 alors le signal transmis du port 3 vers le port 2 est réfléchi et amplifié par Z_a puis réinjecté vers le port 1 qui réfléchit à nouveau le signal vers la sortie constituée par le port 4. Le signal en 4 ayant été suffisamment amplifié, doit nécessairement présenter à la fréquence pour lequel il est en phase avec V_3 un niveau supérieur au signal V_3 dans l'hypothèse où les conditions de démarrage de l'oscillateur sont réalisées ($R_a + R_{ch} < 0$).

Le régime établi de l'oscillateur est obtenu en optimisant le niveau de la source et la fréquence du signal qu'elle fournit. L'objectif d'optimisation correspondant au régime permanent est déterminé par le rapport de la tension V_4 au port 4 sur la tension V_3 au port 3 : celui-ci doit présenter un module égale à l'unité et une phase nulle. Le niveau du générateur est incrémenté, le module du rapport V_4/V_3 est recalculé a chaque itération ainsi que la fréquence correspondant à l'annulation de la phase. Le module progresse d'une valeur supérieure à un (à phase nulle) pour tendre vers le régime établi correspondant à un module strictement égale à un. Dans ce dernier cas l'annulation de la phase nous donne théoriquement la fréquence d'oscillation.

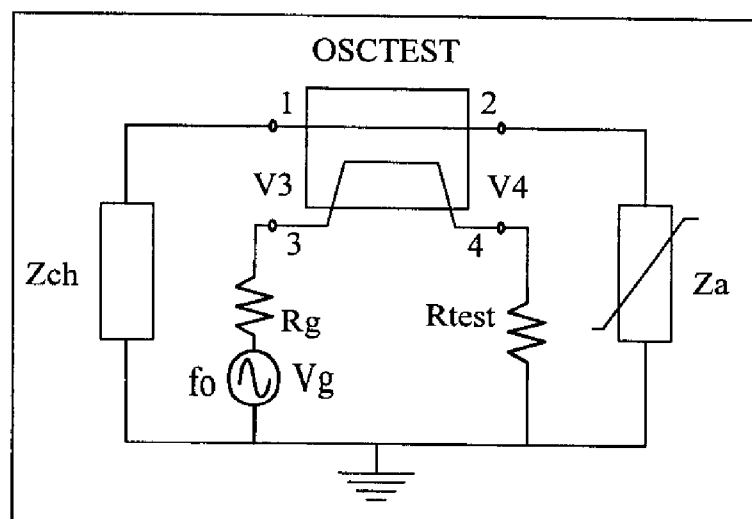


Figure 2-7 : Utilisation d'un coupleur directionnel (Eesof) [16,17] pour déterminer le régime établi de notre oscillateur

Le régime établi étant atteint, la puissance fournie par le port 3 est entièrement dissipée par le port 4. L'élément de test n'a alors plus aucune influence sur le reste du circuit qui peut alors être considéré comme autonome. Cette condition doit bien entendu être satisfaite au fondamental mais également aux fréquences harmoniques.

3) Technique basée sur le formalisme des systèmes bouclés (Limoges) [18] :

L'équipe circuits actifs micro-ondes de l'IRCOM à Limoges a développé une méthode originale d'analyse des circuits autonomes qui se démarque des techniques habituellement utilisées. Elle découle d'une idée somme toute assez naturelle inspirée par le fait qu'un oscillateur en transmission, donc un système bouclé aurait un comportement identique à une chaîne de cellules élémentaires, constituées par ce même système mais en boucle ouverte, et cascades l'une derrière l'autre (à l'infini théoriquement, figure 2-8). On veille à isoler les cellules en rendant la transition de l'une à l'autre unilatérale.

Cette méthode obéirait au processus itératif suivant : le signal de commande à l'entrée de la cellule active est amplifié, la résultante amplifiée est filtrée puis réinjectée à l'entrée de l'élément actif qui l'amplifie à nouveau et ainsi de suite jusqu'à ce que les éléments du dispositif actif limitent la croissance du signal. La mise en cascade de plusieurs cellules oscillateurs en boucle ouverte réaliserait naturellement ce processus itératif.

La synthèse de l'oscillateur peut se faire alors en imposant à l'entrée de la chaîne un signal de fréquence déterminée correspondant à la fréquence d'oscillation désirée pour un niveau relativement faible tout au moins inférieur à celui obtenu en régime établi. On optimise ensuite les éléments du circuit de manière à réaliser la condition $v_{n-1}(t) = v_n(t)$. Le coefficient d'amplification dans la chaîne devient strictement égal à un, les conditions de phase sont satisfaites, les conditions d'oscillation en régime établi sont alors réalisées.

Cette méthode peut apparaître un peu lourde à mettre en oeuvre puisqu'elle suppose de transformer certaines topologies d'oscillateurs pour les mettre sous la forme de système bouclé. Ceci n'apparaît pas toujours de manière évidente par exemple dans le cas de l'oscillateur à contre-réaction série. Elle implique d'autre part la mise en cascade de plusieurs cellules en boucle ouverte, que l'on veille à isoler l'une de l'autre en rendant la transition de l'une à l'autre unilatérale. Un nombre d'environ 4 cellules conduit généralement à l'obtention des conditions d'oscillation, mais cette multiplication de cellules peut conduire en technologie MMIC à un circuit relativement complexe. Les temps de calcul augmentent d'autant.

Par contre, l'analyse des diviseurs est assez délicate à réaliser directement par la méthode de l'équilibrage harmonique. La technique décrite ci-dessus permet de lever cette

difficulté. Un diviseur d'ordre n de plus est un système excité par un signal sinusoïdal dont la fréquence connue est divisée par n . La fréquence dans le circuit se trouve donc être imposée par ce générateur sinusoïdal, et les difficultés soulevées par le caractère autonome de l'oscillateur, c'est à dire par le fait que la fréquence d'oscillation constitue une inconnue est ici écartée. La technique s'applique donc de manière naturelle à ce type de fonction et permet de concevoir les circuits diviseurs de fréquence à partir de la méthode d'équilibrage harmonique [29].

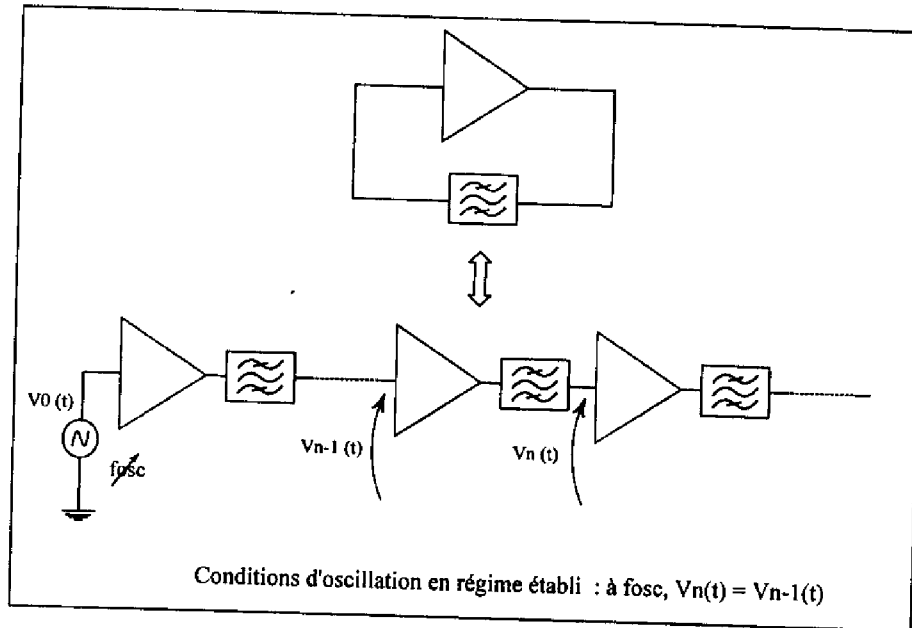


Figure 2-8 : Schéma synoptique de la méthode d'analyse et d'optimisation des oscillateurs basée sur le formalisme des systèmes bouclés [18] (Limoges)

4) Technique du circulateur 3 ports utilisée par MDS :

Nous pensons que le simulateur MDS utilise pour l'analyse des oscillateurs en régime de forts signaux le même circulateur décrit pour la détermination des conditions de démarrage de l'oscillation (Figure 2-4). Le générateur d'onde (paramètre S) est simplement remplacé par un générateur de tension fort signal. Cette méthode s'apparente à celle utilisée par le logiciel LIBRA d'Esoff. On approche la solution, c'est à dire le régime établi en augmentant pas à pas le niveau du générateur placé en attaque du port n°1 (Figure 2-4). A chaque itération le module du gain de boucle $|\Gamma_a||\Gamma_{ch}|$ est recalculé à la fréquence annulant la phase de S_{11} (cf. paragraphe II-2). Ce module au départ supérieur à l'unité (à l'annulation de la phase) se voit normalement décroître jusqu'à l'obtention de la valeur unité stricte. Dans ce dernier cas, la fréquence calculée correspond sensiblement à la fréquence d'oscillation, les conditions d'oscillation n'étant réalisées ici qu'au fondamental. On est alors au plus près du régime permanent. Les conditions doivent ensuite être réalisées pour

chacune des harmoniques considérée. On obtient ainsi le régime établi au sens strict. La fréquence d'oscillation est alors définitivement calculée. Les tensions et courants en chaque point du circuit sont déterminés.

L'inconvénient de la méthode, de manière générale, et si l'on compare par exemple à la méthode utilisée par LIBRA, est que le gain de boucle s'exprime en terme de coefficient de réflexion et que celui-ci dépend du choix de l'impédance caractéristique. L'analyse fort signal est en effet initialisée par le calcul du gain de boucle petit signal. Si celui-ci vérifie les conditions de démarrage de l'oscillateur, alors l'analyse fort signal peut avoir lieu. L'analyse fort signal au départ se trouve donc également conditionnée par le choix de Z_0 .

Enfin, la synthèse et l'optimisation des paramètres d'un oscillateur selon une procédure automatique consistant à fixer une fonction objectif et à lancer l'optimiseur se révèle assez difficilement applicable. En effet, si au cours de l'optimisation pour une analyse et donc un ensemble de valeurs de paramètres les conditions de démarrage ne sont pas satisfaites alors l'analyse correspondant à cette ensemble ne peut démarrer, l'optimisation s'arrête et les résultats ne sont pas restitués. L'optimisation de l'oscillateur en régime de forts signaux consiste alors à lancer manuellement par tâtonnement et successivement plusieurs analyses jusqu'à atteindre l'objectif désiré. Cette technique classiquement adoptée se trouve être généralement longue et fastidieuse et fait appel de manière plus marquée à l'intuition et à l'expérience du concepteur.

III-3) COMPARAISON TEMPOREL ET EQUILIBRAGE HARMONIQUE :

La méthode d'équilibrage harmonique est une solution avantageuse si l'on compare avec les techniques de simulation temporelle classiques lorsque la réponse en régime établi périodique d'un circuit est recherchée. C'est une technique d'analyse relativement rapide. Une comparaison a été réalisée entre le simulateur temporel HPImpulse et le simulateur d'équilibrage harmonique sur un oscillateur 12 GHz à contre réaction série à transistor à effet de champ défini à l'aide d'éléments discrets. Pour cet oscillateur en utilisant HPImpulse, le régime permanent a été obtenu au bout d'environ 10 000 périodes du signal, soit un temps de calcul de l'ordre de 10 mn. L'obtention de la solution par l'équilibrage harmonique a nécessité pour le même circuit un temps de calcul d'environ 8 secondes. Les niveaux des oscillations obtenus par chacune des deux méthodes sont sensiblement les mêmes tout comme la fréquence d'oscillation.

L'équilibrage harmonique nous donne accès au régime établi de manière relativement rapide. Cette méthode permet de traiter efficacement le cas des fonctions analogiques MMIC. Par contre, elle ne permet pas de prendre en compte les phénomènes d'oscillation multiples ou d'oscillations parasites basse ou moyenne fréquence susceptibles d'apparaître

dans les oscillateurs. L'optimisation petit signal doit donc être menée avec grand soin en veillant à ne réaliser les conditions de démarrage de l'oscillateur sur la plage d'amplification du transistor utilisée qu'autour de la fréquence d'intérêt. Ceci souligne l'importance de l'étude préliminaire petit signal. Enfin, elle ne fournit aucune information sur le comportement transitoire de l'oscillateur.

L'analyse des oscillateurs par les méthodes temporelles suppose des temps de calcul relativement long si l'on souhaite obtenir le régime permanent. Simuler les fonctions analogiques MMIC en prenant en compte les modèles à caractérisation fréquentielle fournis par les bibliothèques fondeur est très difficile voire souvent impossible lorsque le circuit atteint une complexité relativement importante. Ce type de simulateur est mal adaptée à la conception de fonctions MMIC. Par contre, il peut mettre en évidence certains phénomènes d'oscillation non désirée susceptible d'apparaître. Enfin, c'est la seule technique d'analyse nous donnant accès au comportement transitoire du circuit.

Ces deux méthodes pour l'étude des oscillateurs se révèlent être complémentaires. Notre choix se porte malgré tout sur l'équilibrage harmonique plus adaptée à une conception efficace d'oscillateurs MMIC. Le simulateur temporel ne servant dans la mesure du possible qu'à contrôler la solution donnée par l'équilibrage harmonique.

IV) METHODOLOGIE MISE EN OEUVRE POUR LA CONCEPTION D'OSCILLATEURS:

Les outils de simulation par équilibrage harmonique, spécifiquement dédiés aux oscillateurs, proposés par MDS, et que nous avons présentés, sont très pratiques à utiliser pour réaliser l'**analyse** d'un oscillateur donné, mais nous sont apparus moins adaptés à leur **synthèse** ou leur optimisation. Ils se sont révélés assez délicats à utiliser dans le cadre d'un contrôle rigoureux de l'optimisation des caractéristiques de l'oscillateur.

Pour que l'analyse oscillateur non-linéaire sur MDS puisse aboutir, il est nécessaire que les conditions de démarrage ($\Gamma\Gamma_{ch}>1$) existent. Une optimisation oscillateur suppose plusieurs analyses. Si parmi ce nombre, pour un jeu de paramètres les conditions de démarrage de l'oscillation ne sont pas satisfaites, alors, on observe un arrêt de l'optimiseur sans qu'aucun résultat ne soit restitué. Ceci limite l'utilisation de l'outil d'analyse oscillateur fort signal. L'optimisation de l'oscillateur se fait alors par tâtonnements. On modifie un paramètre, on relance une analyse et on considère le résultat obtenu par rapport à la solution désirée et ainsi de suite jusqu'à l'obtention de cette dernière.

D'autre part, l'analyse oscillateur, comme nous l'avons expliqué, suppose de satisfaire aux conditions de démarrage de l'oscillateur exprimées en termes de coefficient de réflexion et dépend assez fortement d'une impédance caractéristique Z_0 définie au préalable.

Par rapport à l'ensemble de ces constatations et toujours en utilisant les potentialités de MDS et de son simulateur d'équilibrage harmonique, nous avons mis en oeuvre une méthodologie de conception en régime de forts signaux pour laquelle on considère les conditions de démarrage en termes d'impédances. Cette méthodologie doit nous permettre d'arriver de manière plus systématique aux performances souhaitées de notre oscillateur. On transforme ce dernier en amplificateur en réflexion et on optimise le cycle de charge intrinsèque du transistor.

Notre procédure de synthèse fort signal s'intègre bien entendu dans un processus de conception classique. A partir d'un cahier des charges, connaissant la plage de fréquence de fonctionnement de l'oscillateur et le niveau de puissance désiré, on choisit par rapport à la littérature et par une étude petit signal la topologie la plus appropriée, ce qui nous permet de connaître les paramètres à optimiser. L'étude petit signal préalable nous permet également de placer notre oscillateur dans les conditions adéquates lui permettant normalement de démarrer.

Un outil particulièrement intéressant pour l'optimisation fort signal de l'oscillateur est utilisé, il s'agit de considérer le cycle de charge intrinsèque à notre transistor.

IV-1) CYCLE DE CHARGE INTRINSEQUE :

Considérons le modèle fort signal d'un transistor à priori quelconque tel que celui de la figure 2-9. Lorsque l'on parle de cycle de charge intrinsèque au transistor, on considère la représentation au cours du temps dans le plan I_s - V_s du courant instantané $i_s(t)$ en fonction de la tension instantanée $v_s(t)$ que l'on superpose au réseau de caractéristiques intrinsèques $I_s(V_e, V_s)$ (figure 2-10 et figure 2-13).

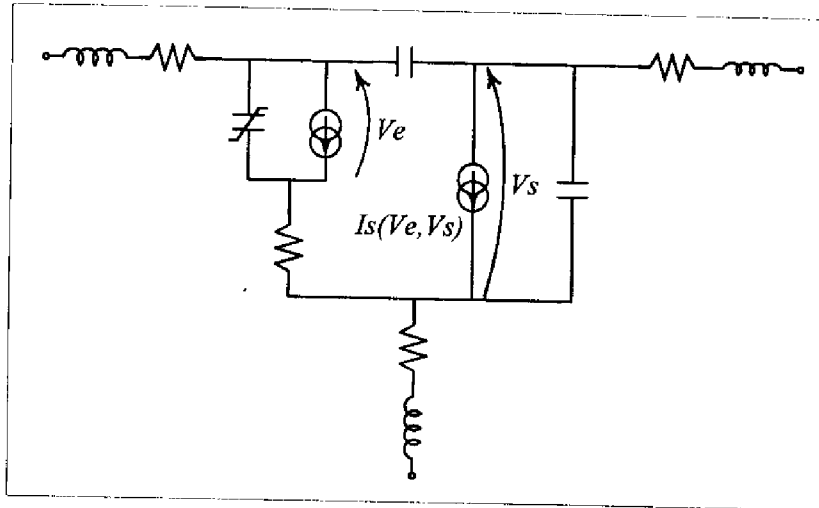


Figure 2-9 : Modèle fort signal d'un transistor.

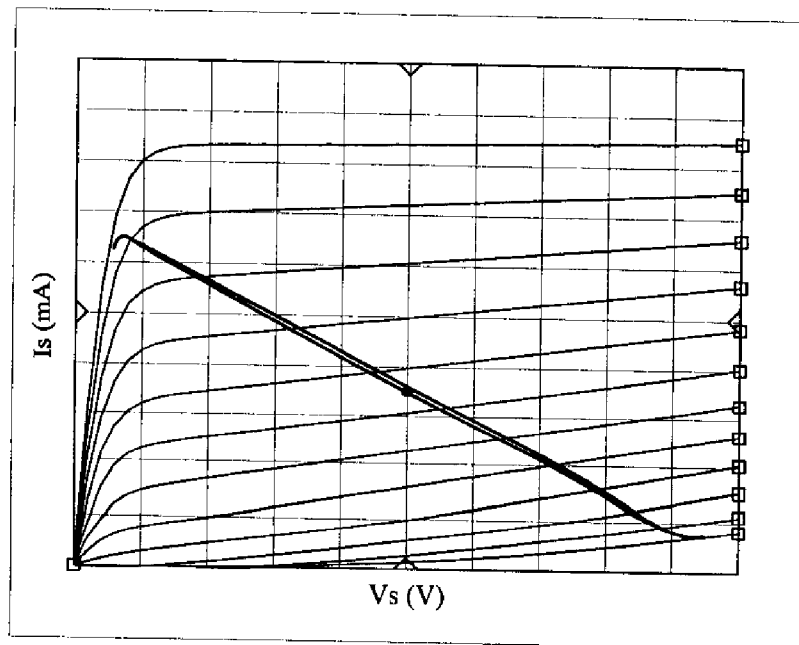


Figure 2-10 : Cycle de charge de forme idéale lorsque l'on considère des applications type classe A.

Le cycle de charge superposé au réseau de sortie I/V donne une bonne représentation du comportement fort signal du transistor. L'excursion du cycle de charge est directement reliée à la puissance disponible aux bornes de la source de courant intrinsèque et sa forme à l'impédance associée présentée à cette dernière.

La puissance fournie par la source $I_s(V_e, V_s)$ est maximale lorsque l'excursion du cycle est également maximale et sa surface est nulle. Le cycle comme représenté figure 2-10 tend alors vers la droite de charge idéale. La surface nulle du cycle de charge correspond à une partie réactive de l'impédance idéalement égale à zéro. La partie réelle nous est donnée par l'inclinaison du cycle.

Il est ainsi possible à partir de l'observation du cycle de charge intrinsèque du transistor d'optimiser la puissance de sortie, l'adaptation vers la charge et par voie de conséquence le rendement de l'oscillateur. Il permet également de tenir compte de la distorsion du signal et ainsi de la minimiser. On peut donc pour obtenir les performances désirées, définir par rapport au cycle de charge une fonction objectif prenant en compte puissance et adaptation. On exprime l'impédance $Z_s = v_s/i_s$ (figure 2-9) et on se définit, par exemple, les objectifs d'optimisation suivant :

- excursions du courant et de la tension instantanées maximales de manière à obtenir une puissance maximale, $P_s = \frac{1}{2} \text{Re}(v_s \cdot i_s^*) = P_{\text{max}}$.
- adaptation optimale de l'oscillateur c'est à dire transfert de puissance à la charge optimal, à savoir :
 - $\text{Re}(Z_s)$ = pente donnant la meilleure excursion du cycle par rapport au point de polarisation choisie.
 - surface du cycle minimisée; $\text{Im}(Z_s) = 0$, partie imaginaire nulle.
- le point de polarisation peut être choisi de telle manière que la puissance consommée soit minimisée.

Le cycle de charge intrinsèque se présente donc comme un outil particulièrement attractif pour l'optimisation de fonctions non-linéaires telles qu'amplificateur de puissance, oscillateur,... . Il rend bien compte des limites qu'imposent les non-linéarités du transistor au signal et permet une optimisation en puissance des plus fines.

IV-2) OPTIMISATION DE L'OSCILLATEUR : APPROCHE AMPLIFICATEUR EN REFLEXION :

IV-2-1) Approche initiale :

L'approche consiste à transformer notre oscillateur en amplificateur en réflexion [21,15]. Nous prenons l'exemple d'un oscillateur à contre-réaction série représenté figure 2-11. L'étude petit signal ayant été réalisée, le dispositif actif constitué des circuits de polarisation et des contre-réactions appropriées, doit normalement présenter une impédance à partie réelle négative. L'impédance de charge est remplacée par un générateur de tension sinusoïdale d'amplitude variable. La fréquence de la source correspond à la fréquence d'oscillation que l'on souhaite obtenir.

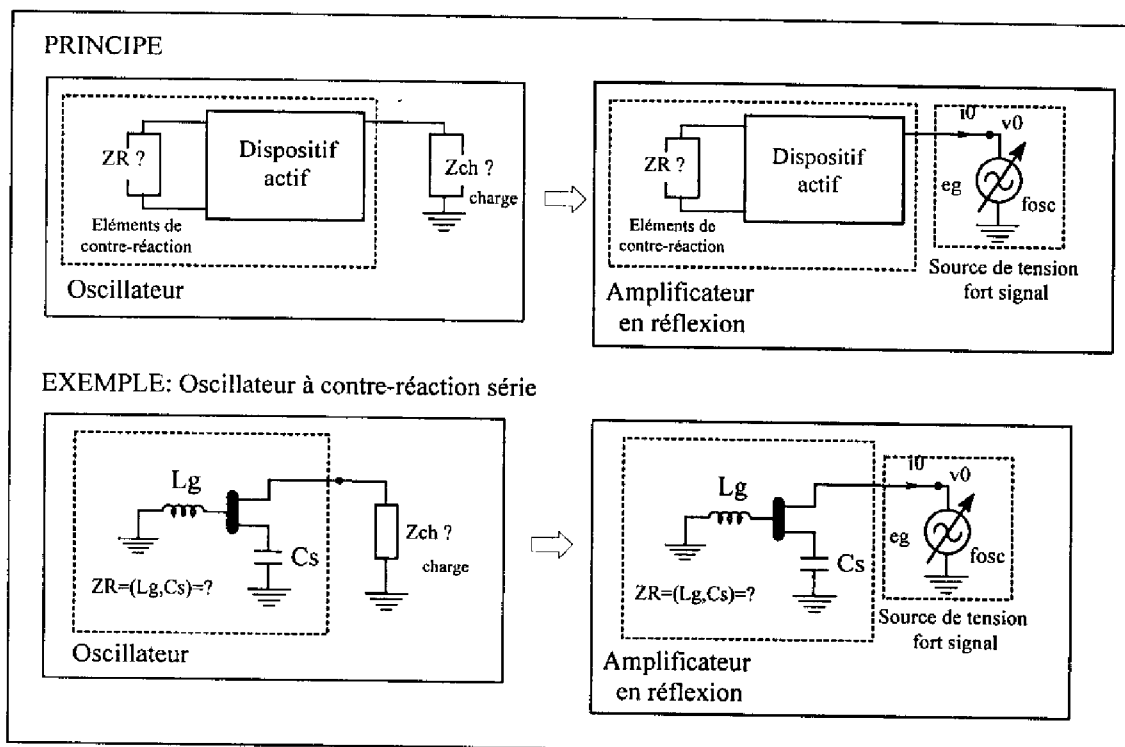


Figure 2-11 : Approche amplificateur en réflexion.

On réalise à partir de là une analyse d'équilibrage harmonique à fréquence fixée, associée à un balayage en tension, depuis un niveau e_g petit signal jusqu'à un niveau fort signal pour lequel le point de compression ou le maximum de puissance ajoutée se trouve nettement dépassé. On extrait alors les variations de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance vues par le générateur, ainsi que la puissance fournie par le dispositif actif, en fonction du niveau de la source. Les courbes extraites de cette analyse sont représentées de manière typique sur la figure 2-12.

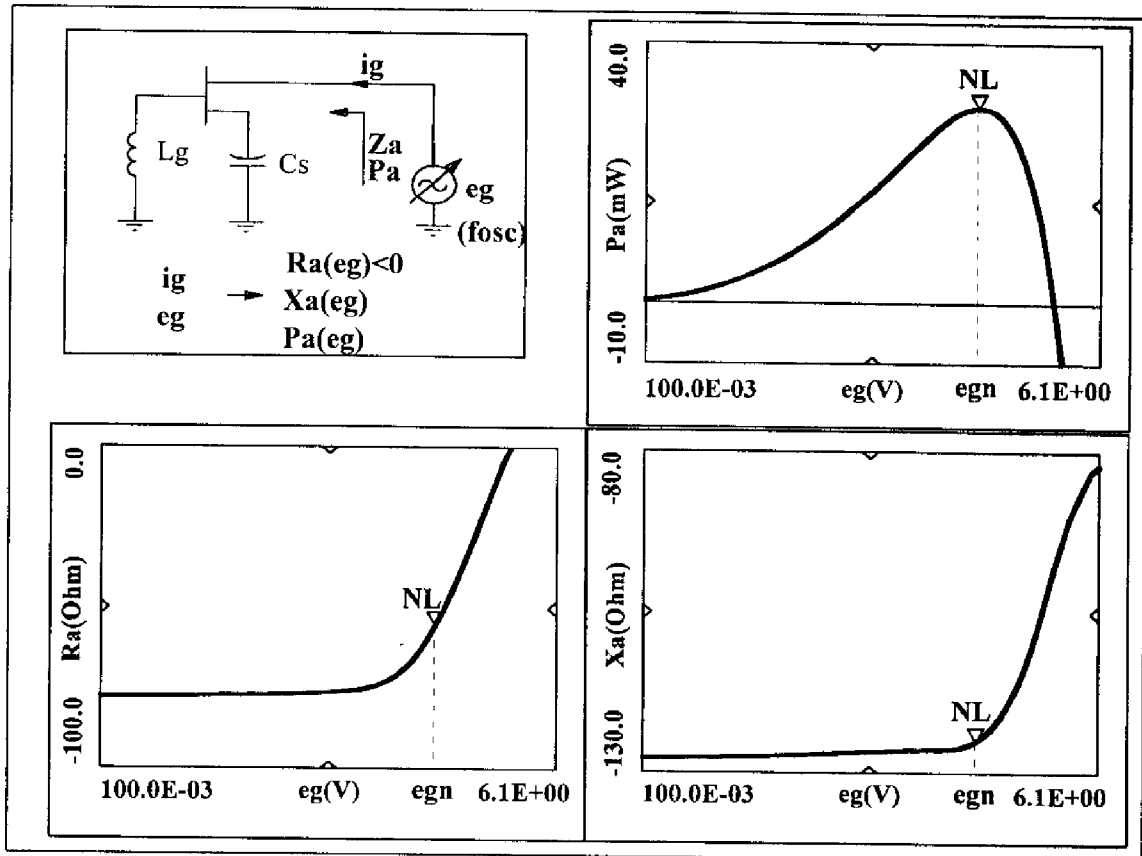


Figure 2-12 : Approche amplificateur en réflexion.
Variation de l'impédance et de la puissance de sortie
en fonction du niveau du générateur eg .

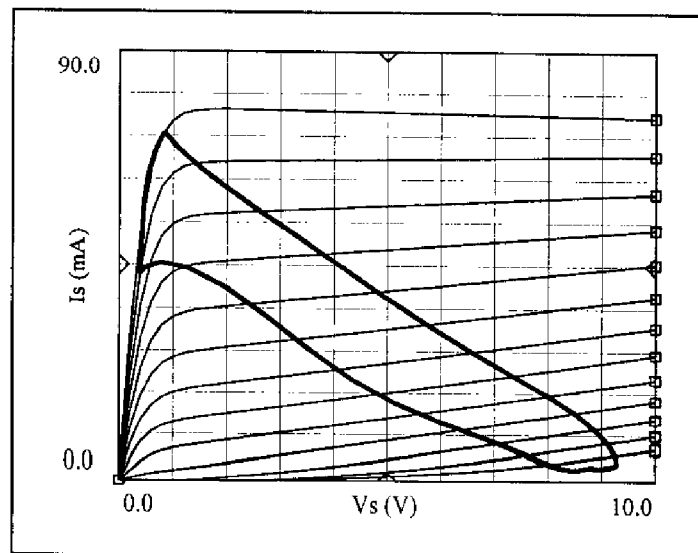


Figure 2-13 : Forme de cycle en excursion maximale mais de surface non-optimisée.

Une telle analyse nous permet de connaître l'impédance équivalente à présenter au dispositif actif pour générer l'oscillation à la fréquence désirée (imposée par le générateur) et fixer le niveau de la puissance de sortie. La puissance fournie (P_a) fonction du niveau du générateur passe par un maximum correspondant à un maximum de puissance ajoutée ($P_a = P_s - P_e$). Ce maximum de puissance correspond à un cycle de charge en limite d'excursion tel que celui représenté figure 2-13. Il présente pour ce maximum de puissance une excursion maximale mais comme on le constate sur la figure sa surface peut ne pas être optimisée.

Les outils (oscillateur transformé en amplificateur en réflexion et accès au cycle de charge intrinsèque du transistor utilisé) sont mis en place, on peut alors procéder à l'optimisation de notre oscillateur.

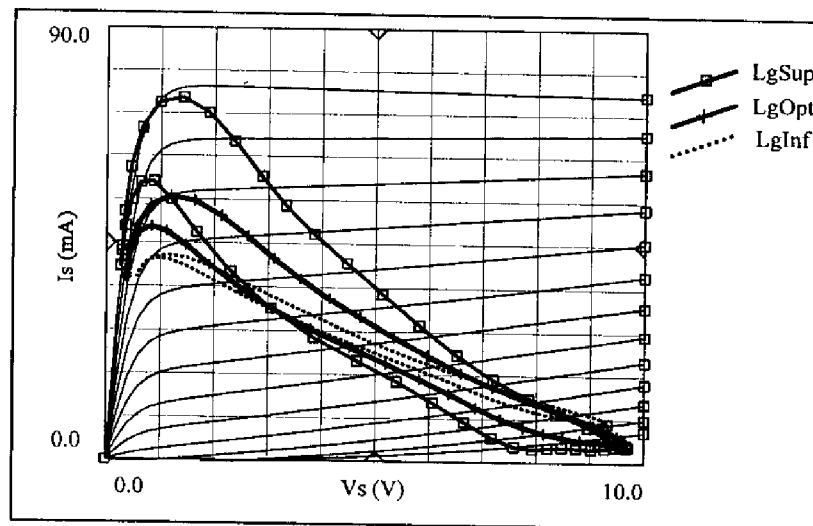


Figure 2-14 : Influence d'un élément de contre-réaction, L_g .

IV-2-2) Optimisation :

L'optimisation de l'oscillateur ainsi transformé, consiste à faire varier les paramètres de contre-réaction jusqu'à obtenir un cycle de charge intrinsèque (excursion maximale, surface minimale) tel que celui fixé comme objectif dans le paragraphe précédent (§ IV-1). Pour présenter la procédure d'optimisation, nous nous appuyons sur les résultats obtenus lors de la conception de l'oscillateur MMIC à MESFET présenté dans le chapitre III.

Ainsi, considérons par exemple l'oscillateur à contre-réaction série de la figure 2-11 pour lequel L_g et C_s sont les paramètres de contre-réaction à optimiser. La figure 2-14 nous montre l'influence de l'inductance L_g sur le cycle de charge, on peut constater que pour une valeur de C_s donnée il existe pour L_g par rapport à notre objectif une valeur optimale.

L'influence de Cs peut également être observée sur la figure 2-15 pour une valeur de Lg donnée, Cs présente également un optimum. L'optimisation des éléments de contre-réaction consiste à trouver pour chacun d'eux les valeurs optimales et réalisables technologiquement nous permettant d'approcher au plus près l'objectif d'excursion maximale et de surface nulle du cycle.

Lorsque l'objectif est considéré comme atteint on réalise une dernière analyse type amplificateur en réflexion et on relève l'impédance de sortie correspondant au cycle de charge optimum. L'oscillateur une fois synthétisé, il est possible d'en réaliser l'analyse à partir du module proposé par MDS spécifique à la fonction. Cette dernière analyse nous permet de contrôler ainsi notre conception. La même démarche de contrôle peut également être faite à partir d'un simulateur temporel.

Nous avons considéré dans cet exemple un oscillateur à contre-réaction série, mais la technique d'optimisation peut s'appliquer de la même manière à toute autre topologie.

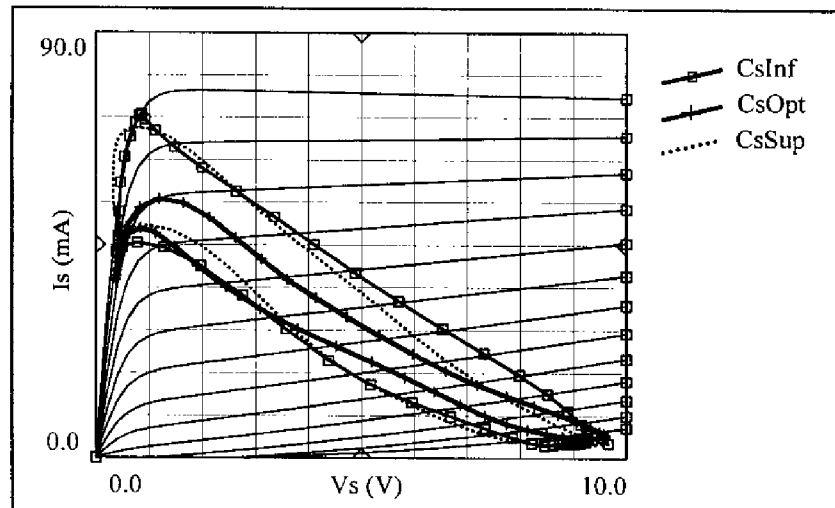


Figure 2-15 : Influence de Cs.

La méthode de l'amplificateur en réflexion possède, malgré tout, un inconvénient. La source de tension mise à la place de l'impédance de sortie présente à la fréquence fondamentale une impédance conjuguée de l'impédance Z_a que l'on écrira Z_a^* et aux harmoniques de cette fréquence un court-circuit. Le circuit équivalent à la source est représenté figure 2-16. Les harmoniques voient donc un court-circuit et le fondamental un réseau (R0, L0 ou C0) équivalent au conjugué de l'impédance Z_a présentée par le circuit non-linéaire. Nous avons un réseau (R0,C0) si la partie imaginaire de Z_a^* est négative et un réseau (R0,L0) si celle-ci est positive.

La dernière étape consiste un fois le cycle de charge optimisé à synthétiser l'impédance de sortie et à connecter celle-ci de manière à revenir au circuit oscillateur. La connexion de cette impédance modifie les conditions de charges aux fréquences harmoniques par rapport à la configuration amplificateur en réflexion. Ceci explique la différence existant entre le cycle de charge optimisé en amplificateur en réflexion et le cycle de charge de l'oscillateur synthétisée (figure 2-17). Il est ainsi parfois nécessaire de retoucher légèrement L_g ou C_s pour se recalibrer exactement sur la fréquence d'oscillation souhaitée. Cette différence dans l'exemple présenté n'est pas critique puisque les cycles présentent une forme sensiblement identique comme le montre la figure 2-17, mais celle-ci peut devenir plus importante lorsque le dispositif actif possède un comportement non-linéaire plus fortement marqué.

En dépit de cela, la technique de l'amplificateur en réflexion a été appliquée avec succès pour la conception de l'oscillateur monolithique à MESFET [30] présenté dans le chapitre 3 et dont les résultats de simulation ont servi pour illustrer la méthodologie présentée ici.

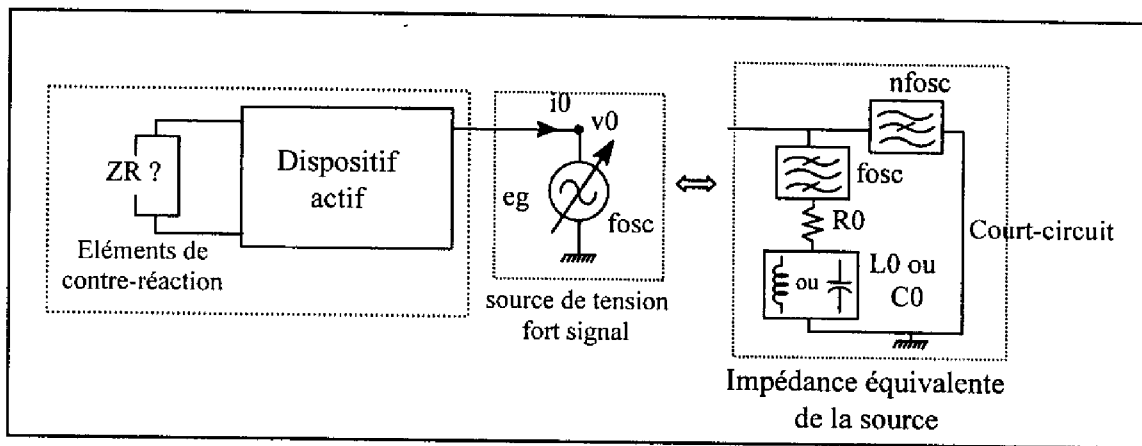


Figure 2-16 : Circuit équivalent du générateur de tension .

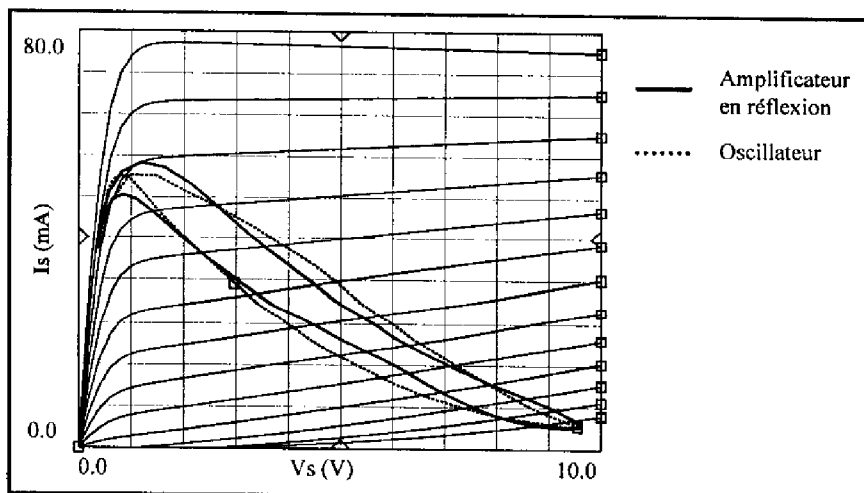


Figure 2-17 : Comparaison cycle de charge obtenu avec l'amplificateur en réflexion et cycle de charge obtenu par une analyse oscillateur.

IV-2-3) Prise en compte des harmoniques :

Par rapport à l'inconvénient de la méthode énoncée plus haut, nous avons proposé une alternative consistant à faire en sorte que lors de la connexion de la source de tension (transformation oscillateur- amplificateur en réflexion) la composante fondamentale et les harmoniques voient la même impédance de charge. Un tel circuit dans l'hypothèse d'une impédance de sortie large bande permet de simuler parfaitement le comportement de l'oscillateur.

L'impédance de sortie est ainsi remplacée par le circuit représenté figure 2-18, pour lequel, grâce au filtre, à fo le fondamental seul voit le générateur de tension, équivalent à cette fréquence à un réseau R, L ou C. Un second filtre réjecteur du fondamental nous permet de présenter aux harmoniques ce même réseau R, L ou C obtenu par le calcul du courant et de la tension i_k et v_k à la fréquence fondamentale. Fondamental et harmoniques voient ainsi la même impédance.

Le processus itératif permettant de réaliser cette condition est le suivant. Le réseau R, L ou C du circuit de sortie est tout d'abord initialisé à la fréquence fondamentale par les valeurs R_0 et L_0 ou C_0 extraites par exemple d'une analyse telle que celle de la figure 2-11. Une première analyse d'équilibrage harmonique est alors réalisée (figure 2-18), les valeurs du courant i_k et de la tension v_k sont calculées à f_{osc} pour donner de nouvelles valeurs de R_k et L_k ou C_k qui sont réinjectées dans le réseau de sortie en remplacement des conditions initiales (R_0 , L_0 ou C_0). Les conditions de charge se trouvant alors changées, une seconde analyse d'équilibrage harmonique conduit à l'obtention de nouvelles valeurs i_{k+1} et v_{k+1} qui donnent de nouvelles valeurs R_{k+1} et C_{k+1} ou L_{k+1} au réseau (R, L ou C). Ce processus itératif est illustré par la figure 2-18 et l'organigramme de la figure 2-19. Environ trois analyses successives similaires sont suffisantes pour converger vers un circuit simulant parfaitement le comportement de l'oscillateur. Théoriquement, ce processus est stoppé lorsque l'équilibre d'impédance entre fréquence fondamentale et harmoniques est atteint (f_{osc} et $n f_{osc}$ voient le même réseau R, L ou C) c'est à dire lorsque l'on obtient:

$$R_{k+1} = R_k \text{ et } L_{k+1} = L_k \text{ ou } C_{k+1} = C_k \text{ (résultats identiques à l'étape } k \text{ et } k+1)$$

L'optimisation se poursuit alors de la même manière que celle décrite précédemment (optimisation du cycle de charge et synthèse de l'impédance de sortie).

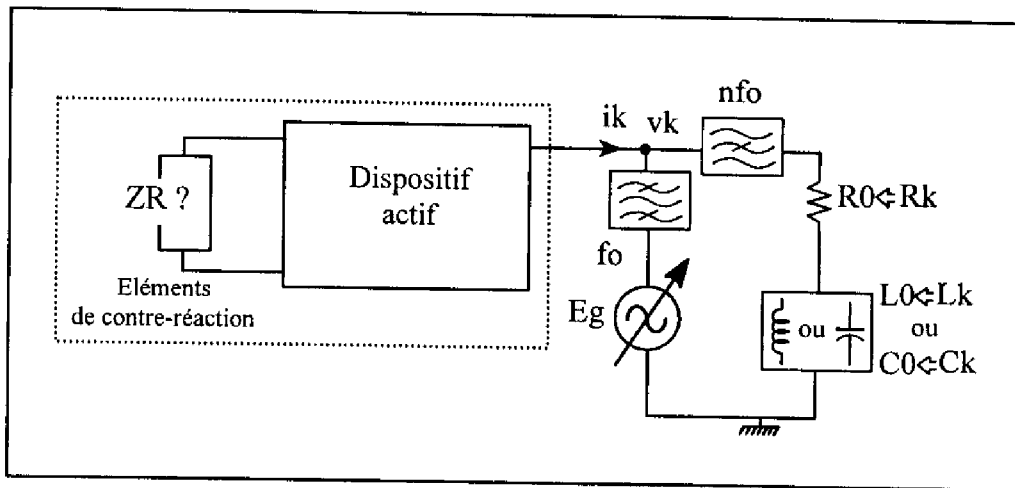


Figure 2-18 : Circuit permettant de prendre en compte les fréquences harmoniques lorsque l'on réalise une optimisation en configuration amplificateur en réflexion.

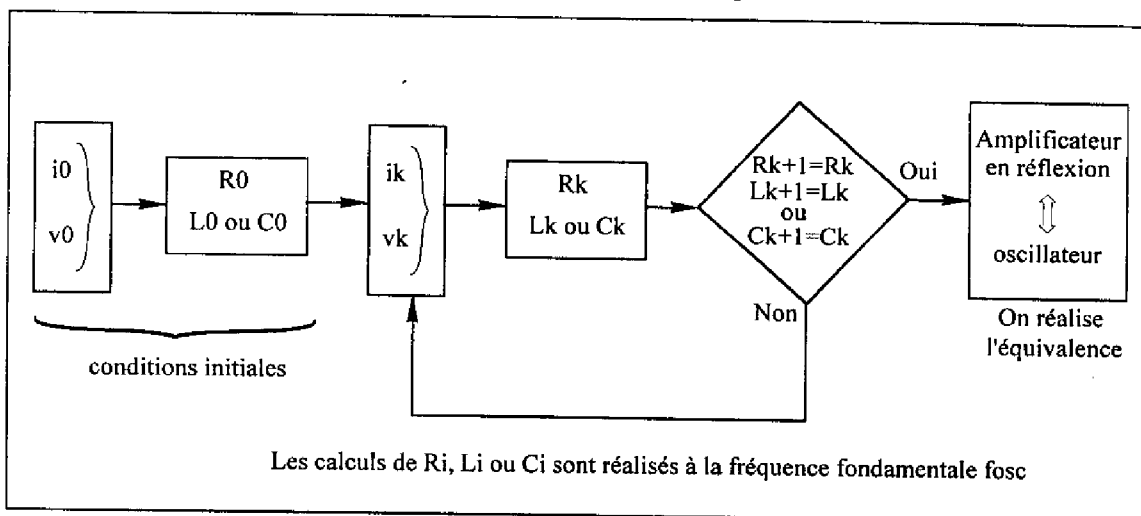


Figure 2-19 : Organigramme présentant le processus itératif permettant de rendre le comportement de l'amplificateur en réflexion équivalent à l'oscillateur (cf. également figure 2-18).

IV-2-4) Conclusion :

La méthodologie définie est celle qui a été retenue pour la synthèse rigoureuse de nos oscillateurs sous l'une ou l'autre des deux formes présentées ici (prise en compte ou non des harmoniques). Elle présente plusieurs avantages. La fréquence d'oscillation est imposée dès le départ par le générateur de tension. Les conditions de démarrage ou de croissance de l'oscillation sont exprimées en termes d'impédances, ce qui nous affranchit des problèmes d'impédance caractéristique, Z_0 . Elle permet de connaître de façon relativement correcte le comportement fort signal de notre oscillateur (niveau de compression) et de qu'elle manière les limitations des non-linéarités de notre dispositif actif s'imposent à notre signal d'oscillation (ceci par l'intermédiaire du cycle de charge intrinsèque). Elle permet un choix et une synthèse souple et rigoureuse de l'impédance de sortie.

V) TECHNIQUES D'ANALYSE DU BRUIT DE PHASE :

L'analyse de la conversion du bruit dans les oscillateurs repose essentiellement sur deux techniques :

- la méthode des matrices de conversion : elle associe à chaque non-linéarité une matrice de perturbation particulière obéissant à un formalisme que nous allons rapidement expliciter dans ce qui va suivre et permettant, à partir des sources de bruit basse fréquence et leur corrélation déterminées au préalable par la mesure, de calculer de manière rigoureuse les spectres de bruit de phase des oscillateurs notamment.

- la méthode du "pushing" : comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, elle consiste à déterminer les variations qu'entraîne une perturbation de la polarisation sur la fréquence. On relie ensuite ces variations au bruit de phase. C'est une analyse qui s'assimile à une étude de sensibilité.

V-1) LA METHODE DES MATRICES DE CONVERSION [15,19-26]:

La méthode des matrices de conversion a été élaborée à l'origine par Penfield [19]. Elle permet d'étudier la conversion du bruit basse fréquence en bruit de modulation de phase ou de fréquence et en bruit de modulation d'amplitude autour du signal d'oscillation. Elle considère pour cela des variations de faible amplitude (bruit) autour de signaux utiles de forte amplitude. Plusieurs auteurs l'ont utilisée et mise en oeuvre dans des logiciels pour analyser le phénomène de conversion du bruit BF et ainsi prévoir le comportement en bruit de phase de l'oscillateur [15, 20-22, 25].

L'analyse du bruit de phase dans les oscillateurs par cette technique fait intervenir plusieurs étapes.

Le prérequis à l'utilisation de cette technique est la connaissance du régime établi de l'oscillateur autour duquel on applique de petites perturbations. Ainsi, à partir de l'une ou l'autre des méthodes d'analyse fort signal décrites précédemment, on détermine la fréquence d'oscillation, les niveaux des harmoniques, les courants et tensions dans le circuit.

La modélisation en bruit de l'oscillateur doit également être réalisée. Les dispositifs actifs utilisés sont caractérisés par leurs sources de bruit ainsi que chaque élément linéaire du circuit. A chaque non-linéarité est associée une ou plusieurs matrices de conversion. Ces dernières permettent de connaître les perturbations créées sur la réponse de la non-linéarité par le bruit ou toute autre fluctuation ramenée sur les signaux de commande. En insérant

une source de bruit, on perturbe courant et tension dans le circuit, on perturbe donc également les signaux de commande des non-linéarités qui repercutent ces fluctuations par un effet de conversion sur la réponse du circuit.

Principe de la méthode [21,22]:

Considérons pour expliquer le formalisme des matrices de conversion et la manière dont elles interviennent pour l'analyse du bruit de phase un élément non-linéaire type dipôle, attaqué par un signal de forte amplitude. Le comportement de ce dernier peut être défini à l'aide d'une expression analytique non-linéaire, $i(t) = h(v(t))$, $v(t)$ étant un vecteur incluant l'ensemble des signaux de commande tel que : $v(t) = [v_1(t), v_2(t), \dots, v_n(t)]$

Supposons pour simplifier et illustrer au mieux la technique notre dipôle actif commandé par un signal unique $v_1(t) = v(t)$.

Ce signal, s'il est bruité, peut s'écrire alors :

$$v_1(t) = v(t) + \delta v(t) \tag{2-4}$$

Développons $i(t)$ en série de Taylor au premier ordre autour de $v(t)$:

$$i(v(t) + \delta v(t)) \approx i(t) + \delta i(t) = h(v(t)) + \left(\frac{\partial h}{\partial v} \right)_{v(t)} \delta v(t) \tag{2-5}$$

Cette expression nous permet de connaître la variation induite par la perturbation du signal de commande sur la réponse de la non-linéarité. On a ainsi :

$$\delta i(t) = \left(\frac{\partial h}{\partial v} \right)_{v(t)} \delta v(t) \tag{2-6}$$

La perturbation créée est alors le produit de la dérivé par rapport au signal de commande de la fonction décrivant notre non-linéarité, par la perturbation $\delta v(t)$ de la commande assimilée ici à du bruit. C'est donc le produit d'une grandeur déterministe par une grandeur aléatoire. Cette dérivée déterministe s'exprime en fonction du signal de commande. Ce dernier considéré au régime établi (pulsation du fondamental ω_0) est périodique. Sa dérivée l'est donc également et peut donc être développée en série de Fourier à la pulsation ω_0 .

On obtient alors :

$$\frac{\partial h}{\partial v} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_k e^{jk\omega_0 t} \quad (2-7)$$

Et la relation résultante s'écrit :

$$\delta i(t) = \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_k e^{jk\omega_0 t} \right) \cdot \delta v(t) \quad (2-8)$$

Pour pouvoir exploiter numériquement ou analytiquement une telle expression, on substitue à ces grandeurs aléatoires des grandeurs déterministes analogues rendant compte des perturbations.

Pour cela, considérons l'expression d'un signal bruité $x_b(t)$ tel que :

$$x_b(t) = x(t) + \delta x(t) = \text{Re} \left[\delta x_{bf}(t) + A_0 \left(1 + \frac{\delta A(t)}{A_0} \right) \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0 + \delta \phi(t))} \right] \quad (2-9)$$

$$\text{avec } x(t) = \text{Re} \left[A_0 \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \right] \quad (2-10)$$

où, l'on peut reconnaître les termes qui caractériseront le bruit d'amplitude δA et le bruit de phase $\delta \phi$.

δx_{bf} correspond quant à lui à la contribution du bruit basse fréquence.

Supposons δA et $\delta \phi$ très petits devant respectivement l'amplitude A_0 du signal et 2π , soit par conséquent : $\delta A \ll 1$ et $\delta \phi \ll 2\pi$

On peut dans ce cas effectuer un développement limité d'ordre 1 de la composante $e^{j\delta \phi(t)}$, ce qui donne : $e^{j\delta \phi(t)} \approx 1 + j\delta \phi(t)$, (2-11)

Les fluctuations δA , $\delta \phi$ et δx_{bf} sont assimilées à des signaux sinusoïdaux de pulsation ω_m tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta A(t) = \text{Re} \left[\Delta A e^{j\omega_m t} \right] \\ \delta \phi(t) = \text{Re} \left[\Delta \phi e^{j\omega_m t} \right] \\ \delta x_{bf}(t) = \text{Re} \left[V_{bf} e^{j\omega_m t} \right] \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{avec } \Delta A = \Delta A_0 e^{j\theta_0} \\ \text{avec } \Delta \phi = \Delta \phi_0 e^{j\varphi_0} \\ \text{avec } X_{bf} = \Delta V_0 e^{j\beta_0} \end{array} \quad \begin{array}{l} (2-12a) \\ (2-12b) \\ (2-12c) \end{array}$$

En prenant en compte les expressions (2-11), (2-12a), (2-12b) et (2-12c), la relation (2-9) devient telle que :

$$x(t) + \delta x(t) = \text{Re} \left[A_0 e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} + X_{bf} e^{j\omega_m t} + X_{sup} e^{j(\omega_0 + \omega_m)t} + X_{inf} e^{j(\omega_0 - \omega_m)t} \right] \quad (2-13)$$

$$\text{avec, } X_{inf} = A_0 e^{j\phi_0} \left[\frac{j\Delta\phi^*}{2} + \frac{\Delta A^*}{2A_0} \right] \quad (2-14a)$$

$$X_{sup} = A_0 e^{j\phi_0} \left[\frac{j\Delta\phi}{2} + \frac{\Delta A}{2A_0} \right] \quad (2-14b)$$

On peut donc exprimer la perturbation $\delta x(t)$ comme la somme de trois signaux sinusoïdaux de fréquence f_m , fréquence basse (bruit BF), $f_0 + f_m$, fréquence caractérisant la bande latérale supérieure et $f_0 - f_m$ qui caractérise la bande latérale inférieure :

$$\delta x(t) = \text{Re} \left[X_{bf} e^{j\omega_m t} + X_{sup} e^{j(\omega_0 + \omega_m)t} + X_{inf} e^{j(\omega_0 - \omega_m)t} \right] \quad (2-15)$$

Selon le formalisme utilisé par Penfield, cela revient à écrire :

$$\delta x(t) = X_s e^{j\omega_m t} + X_s^* e^{-j\omega_m t} + X_u e^{j(\omega_0 + \omega_m)t} + X_u^* e^{-j(\omega_0 + \omega_m)t} + X_l e^{j(\omega_0 - \omega_m)t} + X_l^* e^{-j(\omega_0 - \omega_m)t} \quad (2-16)$$

avec $X_s = X_{bf}/2$, $X_u = X_{sup}/2$ et $X_l = X_{inf}/2$

On peut de la même manière exprimer les perturbations $\delta v(t)$ et $\delta i(t)$. Ceci en identifiant le deux termes de l'équation (2-8) et en tenant compte des expressions de δv et δi analogue à δx (2-16), nous conduit à une relation matricielle entre les perturbations de courant induites par les perturbations de la tension de commande.

$$\begin{bmatrix} I_s \\ I_l^* \\ I_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_1^* \\ h_1^* & h_0 & h_2^* \\ h_1 & h_2 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ V_l^* \\ V_u \end{bmatrix} \quad \text{soit,} \quad \bar{I} = H \cdot \bar{V} \quad (2-17)$$

où H est la matrice de conversion de l'élément non-linéaire $i(t)=h(v(t))$. On peut de même exprimer la matrice de conversion associée à une non-linéarité réactive [21,22]. La démarche est identique quoiqu'un peu plus compliquée. En effet celle-ci est fonction des fréquences des signaux de faible amplitude ($\omega_m, \omega_0-\omega_m, \omega_0+\omega_m$).

Lorsque la non-linéarité dépend de plusieurs commandes, à chaque commande est associée une matrice de conversion.

Les expressions (2-14a) et (2-14b) nous permettent d'extraire les fluctuations de phase et d'amplitude en fonction des bandes latérales inférieure et supérieure. Soit :

$$S_{\phi}(f_m) = \frac{\left| e^{j\varphi_0} X_l^* - e^{-j\varphi_0} X_u \right|^2}{A_0^2} \quad (2-18a)$$

$$S_A(f_m) = \frac{\left| e^{j\varphi_0} X_l^* + e^{-j\varphi_0} X_u \right|^2}{A_0^2} \quad (2-18b)$$

Ces relations ont un caractère général et sont utilisées pour calculer les densités spectrales de bruit d'amplitude et de bruit de phase.

Connaissant les matrices de conversion associée à chaque non-linéarité, les matrices Y ou Z du circuit linéaire, les matrices de corrélation des générateurs de bruit, on peut calculer le bruit de phase et d'amplitude en tout point du circuit à partir des relations (2-18a) et (2-18b).

V-2) LE PUSHING :

Considérons un oscillateur en régime établi polarisé par une tension V_0 . Il délivre un signal quasi-sinusoïdal de fréquence f_0 . Une perturbation δV_0 de cette tension d'alimentation entraîne une perturbation δf_0 de la fréquence d'oscillation. A partir de là, on définit le coefficient de pushing :

$$K_p = \left(\frac{\delta f_0}{\delta V_0} \right)_{f_0} \quad (2-19)$$

Le pushing est supposé rester constant quelque soit la distance f_m à la porteuse. Dans ce cas, il est alors possible de relier le facteur de pushing au bruit de phase que l'on exprime en dBc/Hz par la relation suivante :

$$L(f_m) = 20 \log \left(\frac{K_p E_g}{2f_m} \right) \quad (2-20)$$

avec : K_p , facteur de pushing
 E_g , amplitude du générateur de bruit
 f_m , distance à la porteuse

A partir de la relation (2-20), on ne peut que donner une estimation du comportement en bruit de phase de l'oscillateur, le pushing étant une grandeur quasi statique.

Des études expérimentales récentes de comparaison entre le pushing et le bruit de phase sur un oscillateur à base de MESFET ont permis de constater que l'évolution du bruit de phase calculé à partir de la mesure du pushing suivait d'assez près l'évolution du bruit de phase mesuré [27]. En absolu, une différence subsiste malgré tout, d'autre part un minimum de pushing (pushing nul) ne coïncide pas nécessairement avec un minimum de bruit de phase. Il se situerait malgré tout dans une région très proche.

Si l'on souhaite obtenir des prévisions précises sur le comportement en bruit de phase de l'oscillateur, il est nécessaire de faire appel à d'autres techniques numériquement plus complexes mais en contre-partie plus exactes. Deux techniques se dégagent, l'une utilise les matrices de conversion, nous l'avons présenté dans le paragraphe précédent, l'autre implantée dans MDS semble réaliser une étude de sensibilité s'apparentant à une analyse de pushing.

V-3) METHODE MDS :

Nous possédons peu d'information sur la technique utilisée par MDS pour l'analyse du bruit de phase. D'après le manuel d'utilisation du simulateur, elle consisterait en une analyse de sensibilité prenant en compte les perturbations apportées par l'introduction des sources de bruit basses fréquences définies au préalable. Le module d'analyse du bruit de phase calculerait la sensibilité de la fréquence d'oscillation à des fluctuations de courant (df/di). L'effet des sources de bruit introduites dans le circuit sur la fréquence est calculé pour chacune des sources, puis chacune des contributions est additionnée. Le calcul ne prend pas en compte la corrélation entre les sources de bruit. Les différentes sensibilités sont déterminées par une analyse oscillateur d'équilibrage harmonique.

La non prise en compte des corrélations entre les sources de bruit d'un transistor n'est pas gênant lorsque ce transistor est un Transistor à Effet de Champ (TEC). Le modèle de bruit basse fréquence de ce dernier se réduit généralement à une source de bruit en tension ramenée à l'entrée du TEC du fait de sa forte impédance d'entrée. Par contre, elle peut le devenir dans le cas des transistors bipolaires pour lesquels une source de bruit en courant, une source de bruit en tension et leur corrélation sont nécessaires pour correctement

modéliser en bruit ce type de transistor. Le problème peut être en partie contourné en effectuant, après une analyse oscillateur d'équilibrage harmonique, tout d'abord une analyse de bruit BF prenant en compte la corrélation des sources de bruit, puis une analyse de bruit de phase utilisant une seule source de bruit en tension rendant compte des deux sources de bruit corrélées [8].

Nous avons utilisé ce simulateur pour l'analyse du bruit de phase de l'oscillateur à MESFET conçu, les résultats et les conclusions de cette analyse sont présentés dans le chapitre suivant.

VI) CONCLUSION :

Nous avons présenté en première partie de ce chapitre les moyens de simulation aujourd'hui couramment employés pour analyser et concevoir les oscillateurs dans le domaine des micro-ondes. MDS (Microwave Design System) de Hewlett Packard est le simulateur commercial que nous avons utilisé. Il regroupe l'ensemble de ces moyens. La présentation que nous en avons faite a permis de dégager le caractère spécifique de cette fonction non-linéaire et la difficulté supplémentaire introduite par son caractère autonome. Pour l'analyse et la conception non-linéaires de nos oscillateurs, nous avons retenu la technique d'équilibrage harmonique. Les avantages de cette technique ont été présentés. Elle donne notamment directement accès et de manière relativement rapide au régime établi du circuit considéré. Nous avons d'autre part mis l'accent sur les problèmes posés par l'utilisation du module fort signal spécifique à l'analyse des oscillateurs proposé par MDS.

C'est ainsi que nous avons mis en oeuvre une méthodologie de conception plus adaptée à la synthèse rigoureuse des oscillateurs et permettant de contourner ces difficultés. Elle s'appuie essentiellement d'une part sur l'optimisation du cycle de charge intrinsèque au transistor et d'autre part sur l'analyse de l'oscillateur transformé en amplificateur en réflexion [21]. Cette dernière analyse permet ainsi d'extraire l'impédance à présenter au dispositif actif qui correctement polarisé et contre réactionné, présente une impédance à partie réelle négative. La fréquence d'oscillation est fixée par la source fort signal utilisée. Le cycle de charge intrinsèque sert à optimiser au mieux la puissance de sortie de notre oscillateur ainsi que son adaptation. Il renseigne sur l'état saturé ou non saturé du transistor et notamment sur les éléments non-linéaires du modèle qui limitent son excursion.

Enfin, nous avons terminé par la présentation des techniques d'analyse du bruit de phase. La méthode la plus rigoureuse utilise les matrices de conversion. Le facteur de pushing permet d'avoir une idée du comportement en bruit de phase relatif de l'oscillateur puisqu'il considère les variations de fréquence engendrées par une fluctuation de la polarisation. La technique utilisée par MDS, plus sophistiquée, correspond quant à elle à une analyse de sensibilité assimilable à du pushing.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **R.W.Jackson** , "Criteria for the Onset of Oscillation in Microwave Circuits", IEEE MTT, vol.40, N°3, March 1992, pp 566-569.
- [2] **R.W.Jackson** , " Comments on "Criteria for the Onset of Oscillation in Microwave Circuits" " , IEEE MTT, vol.40,N° 9, September 1992, pp1850-1851.
- [3] **N.M.Nguyen et R.G.Meyer**, "Start-up and Frequency Stability in High-Frequency Oscillators", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.27, N°5, May 1992, pp 810-820.
- [4] **J.L.Carbonero**, "Conception et simulation d'oscillateurs micro-ondes accordables en circuits monolithiques sur Arséniure de Gallium" Mémoire Ingénieur CNAM, 9 Novembre 1992.
- [5] **J.F. Sautereau**, "Oscillateurs micro-ondes à TEC GaAs", Thèse d'Etat, 1981, Université Paul Sabatier, Toulouse.
- [6] **M. Maeda, K. Kimura, H.Kodera**, "Design and performance of X band oscillators", IEEE MTT, 1975, p. 661.
- [7] **Balth. Van Der Pol**, "The Nonlinear Theory of Electric Oscillations", Technical Papers, Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 22, Number 9, September 1934, pp1051-1086.
- [8] **J.M. Dienot**, "Caractérisation et modélisation électrique non-linéaire du Transistor Bipolaire à Hétérojonction GaAlAs/GaAs. Application à la conception d'un oscillateur micro-ondes contrôlé en tension", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier, soutenue à Toulouse le 28 Février 1994.
- [9] **Y.Hu, J.Obregon, and J.C. Mollier**, "Nonlinear Analysis of Microwave FET Oscillators Using Volterra Series", IEEE MTT, Vol.37,N°11,November 1989, pp 1689-1693.
- [10] **I.Kipnis, A.S. Khanna**, "Large-signal computer-aided analysis and design of silicon bipolar MMIC oscillators and self-oscillating mixers", IEEE MTT, vol.37, N°3, March 1989, pp558-564.
- [11] **Hewlett Packard**, Manuels d'utilisation MDS - HPImpulse, Version 6.0, Avril 1994.
- [12] **Hewlett Packard**, "HP High-Frequency CAE Design Forum".
- [13] **T.J. Brazil**, "Causal-Convolution : a new method for the transient analysis of linear systems at microwave frequencies", IEEE MTT, Vol.43, N°2, February 1995, pp 315-323.
- [14] **M. Gayral**, "Contribution à la simulation des circuits non-linéaires microondes par la méthode de l'équilibrage harmonique et spectral", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 18 Décembre 1987.
- [15] **J.M. Paillet**, "CAO des circuits analogiques non-linéaires : réalisation d'un simulateur pour l'analyse des spectres de bruit des oscillateurs", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 1991.

- [16] **O.Pitzalis and T.Reeder**, "Nonlinear CAE software optimizes oscillator design", RF Design, April 1990, pp 29-31.
- [17] **T.Reeder, J.Novick, and O.Pitzalis**, "Application of commercial CAE technology in the design and optimization of a 5 GHz MMIC oscillator", ESA Workshop, March 1990
- [18] **J.Pinho, M.Camiade, J.C.Nallatamby, D.Alaoui, M.Prigent, J.Obregon**, "Une nouvelle méthode de conception et d'optimisation des oscillateurs non-linéaires basée sur le formalisme des systèmes bouclés", 8ème JNM, BREST, 12-13-14 Mai 1993.
- [19] **P. Penfield**, "Circuit theory of periodically driven nonlinear systems", Proceedings of the IEEE, February 1966, vol 54, N° 2, pp 266-280
- [20] **H.J. Siweris and B.Schiek**, "Analysis of noise upconversion in microwave FET oscillators", IEEE MTT, vol MTT-33, N°3, March 1985, pp 233-242
- [21] **M. Prigent**, "Contribution à l'étude de la conversion de fréquence dans les circuits non-linéaire : application à la CAO d'oscillateurs à bruit de phase minimum", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, le 23 Septembre 1987.
- [22] **M.Prigent, J.Obregon**, "Outil de CAO pour la simulation non linéaire des spectres de bruit de phase et d'amplitude des oscillateurs à transistor à effet de champ", Annales des Télécommunications , 44,N°11-12,1989, pp 656-671.
- [23] **H.Amine**, "Les diviseurs analogiques de fréquence micro-ondes : modélisation, conception et réalisation", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse le 14 Avril 1993.
- [25] **V.Rizzoli et al** , "A general-purpose harmonic-balance approach to the computation of near-carrier noise in free-running microwave oscillators", IEEE MTT-S Digest, 1993, pp309-312.
- [26] **O.Llopis, H.Amine, M.Gayral, J.Graffeuil, J.F. Sautereau**, "Analytical model of noise in an analog frequency divider", IEEE MTT-S Digest Int. Symp., Atlanta, Juin 1993.
- [27] **J.Verdier, O.Llopis, R.Plana, et J. Graffeuil**, "Etude du bruit basse fréquence dans les composants à effet de champ micro-ondes en régime de fonctionnement fortement non-linéaire. Application aux oscillateurs à haute pureté spectrale", 9ème JNM, PARIS CNAM, 4-5-6 Avril, 5B7
- [28] **E.Robert**, "Les oscillateurs micro-ondes accordables électroniquement. Application aux oscillateurs commandables par varactor", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier soutenue le 10 Juillet 1986 à Toulouse.
- [29] **J.C. Sarkissian, L.Lapierre, M. Camiade, C. Tronche, R. Quéré**, "Méthodes de CAO pour l'analyse des diviseurs de fréquence analogiques en MMIC", Séminaires Antennes Actives - MMIC, Arles, 5/8 Avril 1994.
- [30] **Ph. André, J.M.Dienot, O.Llopis, R.Plana, M. Gayral, J. Graffeuil**, "Microwave Oscillator Design from Load Cycle Optimisation, Application to GaAs MESFET Oscillator", 24th European Microwave Conference, Cannes, 5-8 Septembre 1994.

CHAPITRE III

CONCEPTION ET REALISATION D'OSCILLATEURS MMIC A BASE DE MESFET GaAs



CHAPITRE III

CONCEPTION ET REALISATION D'OSCILLATEURS MMIC A BASE DE MESFET GaAs

I) INTRODUCTION :

Le chapitre précédent a eu pour objectif principal la mise en place d'une méthodologie générale de conception d'oscillateurs. Ce troisième chapitre en constitue la suite logique, puisque la méthode développée est appliquée ici à la conception d'un oscillateur libre MMIC à base de MESFET.

L'oscillateur monolithique conçu et présenté dans ce chapitre a été réalisé par la fonderie GEC-Marconi dans le cadre du programme européen VDA-Eurochip auquel est associé le pôle de formation en micro-électronique de Toulouse. La technologie monolithique proposée par cette fonderie est dans une première partie rapidement présentée.

Pour concevoir et optimiser notre oscillateur, nous avons utilisé le modèle fort signal du MESFET donné par le fondeur dans son manuel de conception. Ce modèle, grâce à l'utilisation d'une cellule (R,C), permet de prendre en compte de manière artificielle les effets thermiques et de pièges conditionnant le fonctionnement du MESFET. L'évaluation de la précision de prédiction de ce modèle constitue un des objectifs de ce travail. Nous en faisons ainsi la présentation dans une deuxième partie .

La troisième partie traite de la conception de l'oscillateur. Nous développons tout d'abord les raisons qui ont déterminé le choix de la topologie, ainsi que les performances simulées de l'oscillateur optimisé.

Le test du circuit et la confrontation des résultats de mesures avec la simulation sont présentés et nous conduit à mettre en défaut le modèle fondeur. Un nouveau modèle fort signal est alors élaboré à partir de mesures en impulsions prenant en compte les effets thermiques et de pièges de manière plus explicite que l'approche fondeur. Les rétro-simulations réalisées, contre toute attente, nous conduisent à des résultats en conformité avec le modèle fondeur. Une réflexion concernant la modélisation non linéaire des TEC est alors présentée qui apporte un réponse au désaccord observé entre simulation et mesure.

Enfin dans une dernière partie on s'intéresse au comportement en bruit de phase de notre oscillateur. Un résultat de simulation du bruit de phase est donné.

ID TECHNOLOGIE MONOLITHIQUE MISE EN OEUVRE :

Nous allons décrire dans ce paragraphe de manière succincte les principales caractéristiques de la technologie MMIC proposée par GEC-Marconi [1].

Cette technologie est une technologie monolithique microruban à MESFET, sur substrat d'Arséniure de Gallium, disposant de deux longueurs de grille, chacune associée respectivement à deux processus de fabrication ou "process" proposés par GEC-Marconi à ses clients :

- Le premier est qualifié de "process" F14. Il permet de disposer de transistors ayant une longueur de grille de $0.7 \mu\text{m}$ et opère jusqu'à 14 GHz.

- Le second correspond au "process" F20. Il rend possible la réalisation de circuits travaillant au delà de 20GHz. Les transistors ont une longueur de grille de $0.5 \mu\text{m}$.

Le tableau 3-1 donne les caractéristiques essentielles différenciant chacune des deux filières.

Filière	F14	F20
Fréquence d'utilisation limite	14 GHz	> 20 GHz
MESFET : longueur de grille	$0.7 \mu\text{m}$	$0.5 \mu\text{m}$
Liaison à la masse	par fils d'or microsoudés	par trou métallisé (via hole)

Tableau 3-1 : Caractéristiques principales différenciant chacun des deux processus de fabrication proposés par GEC-MARCONI

Ces caractéristiques ont déterminé tout naturellement notre choix pour le processus F20 présentant les meilleures performances fréquentielles et les meilleurs avantages (disponibilité des modèles).

Le processus F20 utilise 14 niveaux de masques. Les interconnexions sont réalisées à partir de deux niveaux de métallisation. L'accès au plan de masse se fait par trou métallisé. Des tunnels diélectriques sont également utilisés pour l'interconnexion (ponts à air non disponibles). Les circuits sont réalisés sur un substrat de GaAs qui présente au final une épaisseur de $200\mu\text{m}$.

Le tableau 3-2 fait un récapitulatif des principales caractéristiques des éléments du processus F20.

Type d'élément	Caractéristiques	Remarques
MESFET	<ul style="list-style-type: none"> - Longueur de Grille : $L = 0.5 \mu\text{m}$ - Nombre de doigts : 1, 2, 4 et 6 - Largeurs de grille par doigt : $50 \mu\text{m} < W < 175 \mu\text{m}$ (pas de $1 \mu\text{m}$) 	
Inductance spirale simple	<ul style="list-style-type: none"> - Spirale planar : niveau de métallisation supérieur (M3) - Gamme : 0.35 nH - 13 nH - Nombre de tour : 1-7 - Espacement interspirale : $12 \mu\text{m}$ 	
Inductance spirale empilée	<ul style="list-style-type: none"> - Spirale empilée : niveau de métallisation inférieur et supérieur (M2 et M3) - Gamme : 0.5 nH - 18 nH - Nombre de tour : 1-5 - Espacement interspirale : $12 \mu\text{m}$ 	<ul style="list-style-type: none"> - Surface occupée réduite par rapport à Inductance planar - Pertes plus importantes (faible Q)
Capacité MIM polyimide	<ul style="list-style-type: none"> - Diélectrique : composé polyimide et nitrure de Silicium - Gamme : 0.06 pF - 2.5 pF 	
Capacité MIM Nitrure de Silicium	<ul style="list-style-type: none"> - Diélectrique : nitrure de Silicium - Gamme : 1.3 pF - 59 pF 	
Capacité interdigitée	<ul style="list-style-type: none"> - Armatures : métallisation inférieure (M2) - Gamme: $< 0.5 \text{ pF}$ 	<ul style="list-style-type: none"> - Surface occupée importante pour des capacités $> 0.1 \text{ pF}$
Résistance	<ul style="list-style-type: none"> - Résistance carrée : $300 \Omega / \square$ - Gamme : $10 \Omega - 10 \text{ k}\Omega$ 	

Tableau 3-2 : Caractéristiques technologiques principales des éléments du "process" F20 de GEC-Marconi.

Le manuel de conception de GEC-Marconi, pour ce qui concerne le MESFET, propose des modèles petit signal source commune, dans la gamme des dimensions données dans le tableau 3-2, et pour une tension V_{ds} de 5V et un courant I_{ds} compris entre 10% de I_{dss} et I_{dss} .

GEC-Marconi fournit également aujourd'hui plusieurs modèles fort signal (Materka modifié, Cubique de Curtice, TOM et Tajima) de son MESFET standard, de dimension $4 \times 75 \mu\text{m}$ (4 doigts de grille de $75 \mu\text{m}$ de large).

Lorsque nous avons conçu nos circuits, un seul modèle fort signal du MESFET 4×75 était disponible (modèle cubique de Curtice) et pour un point de polarisation. Ce modèle utilisé pour nos conceptions est présenté dans le paragraphe suivant.

III) MODELE FORT SIGNAL DU MESFET UTILISE : MODELE FONDEUR

Le modèle fort-signal du MESFET utilisé pour la synthèse de nos oscillateurs nous a été donné dans le manuel de conception de la fonderie GEC-Marconi. Il est du type cubique de Curtice [1,2] complété d'une cellule (R,C) (RC et CRC) placée aux bornes de la source de courant principale $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ (Figure 3-1). Cette cellule permet d'assurer l'ajustement, et du réseau statique des caractéristiques de sortie, et des paramètres S pour un point de polarisation quelconque. Le modèle est donné pour le transistor standard de la fonderie, le MESFET $4 \times 75 \mu\text{m}$, au point de polarisation $V_{ds}=5\text{V}$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$. La topologie du modèle est présentée Figure 3-1.

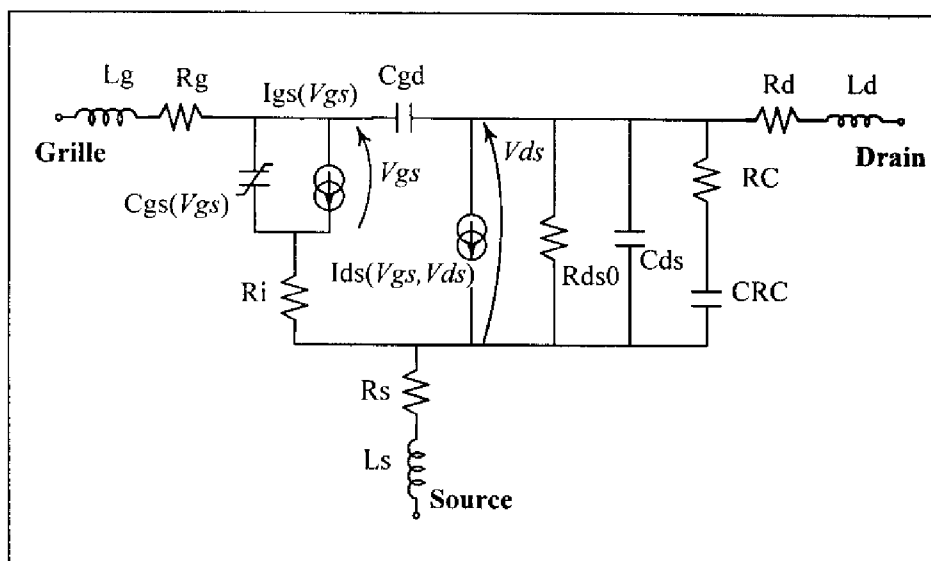


Figure 3-1 : Schéma du modèle utilisé : modèle constructeur.

La méthodologie utilisée pour concevoir nos oscillateurs impose d'accéder aux grandeurs intrinsèques du modèle, ce que ne nous permettent pas les modèles prédéfinis disponibles dans le simulateur MDS (tel que le modèle Cubique de Curtice). Le modèle du MESFET a donc dû être reconstruit. Chaque non-linéarité a ainsi été décrite séparément en utilisant un module prévu à cet effet dans le simulateur. Ce module appelé SDD [3] (Symbolically-Defined Device) permet au concepteur de définir ses propres non linéarités, il peut donc servir à l'élaboration de modèles originaux. Les équations analytiques décrivant la non-linéarité sont directement rentrées dans ces SDD. Ainsi, pour décrire le modèle du MESFET donné dans le manuel de conception de GEC-Marconi, comme le montre la figure 3-1, trois non-linéarités ont dû être définies. La simulation non-linéaire réalisée avec ce type de modèle (modèle "éclaté") présentent l'inconvénient d'être un peu

moins rapide que celle effectuée avec le même modèle mais déjà prédéfini dans le simulateur, compilé et donc plus rapide. Face à ce léger inconvénient, la souplesse d'utilisation du modèle "éclaté", nous permettant d'accéder au cycle de charge intrinsèque, a malgré tout prévalu.

Le modèle du MESFET ayant dû être redéfini sous forme "éclaté", il nous a paru bon de rappeler les équations permettant de le décrire. Ce modèle est composé de trois non-linéarités : $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$, $I_{gs}(V_{gs})$ et $C_{gs}(V_{gs})$.

Source de courant I_{ds} :

La source de courant $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ s'exprime selon les termes de l'équation Cubique de Curtice [2]:

$$I_{ds} = \left(A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3 \right) \tanh(\gamma V_{ds}) \quad (3-1)$$

$$\text{avec } V_1 = V_{gs} \left[1 + \beta_2 (V_{DS0} - V_{ds}) \right] \quad \text{pour } V_{ds} \geq 0$$

$A_0, A_1, A_2, A_3, \gamma, \beta_2$ et V_{DS0} , sont les paramètres d'ajustement du modèle.

$V_{gs} = V_{gs}(t-\tau)$, $V_{ds} = V_{ds}(t)$ avec τ , le retard sur V_{gs} à la commande du courant I_{ds} (il correspond au temps de transit des électrons sous la grille)

Source de courant I_{gs} :

$I_{gs}(V_{gs})$ décrit la diode Schottky d'entrée grille-source et permet de prévenir du passage en direct de celle-ci, elle a pour expression :

$$I_{gs} = I_{sat} \left(\exp \frac{V_{gs}}{N U_T} - 1 \right) \quad (3-2)$$

avec $U_T = kT/q$, I_{sat} , le courant de saturation et N , le facteur d'idéalité.

Capacité C_{gs} :

La capacité d'entrée C_{gs} s'écrit de la manière suivante :

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}}} \quad \text{si } V_{gs} < FC V_{bi} \quad (3-3a)$$

Elle est linéarisée pour $V_{gs} > FC V_{bi}$

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1-FC}} \left[1 + \frac{(V_{gs} - FC V_{bi})}{(2V_{bi}(1-FC))} \right] \quad (3-3b)$$

avec C_{gs0} , valeur de la capacité à $V_{gs} = 0V$

V_{bi} , potentiel de barrière

FC , coefficient de linéarisation

Pour nos conceptions deux points de polarisation ont été considérés :

- $V_{ds}=5V$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$

- $V_{ds}=5V$ et $I_{ds}= I_{dss}$

Le modèle fort signal du MESFET 4x75 à I_{dss} et $V_{ds}=5V$ a été déduit du modèle petit signal donné pour ce même point de polarisation dans le manuel de conception et du modèle fort signal donné à $I_{dss}/2$ et $V_{ds}=5V$.

Pour ce qui concerne le modèle fort signal disponible, la forme de chacune des non-linéarités est supposée indépendante du point de polarisation. Les non-linéarités définies à $I_{dss}/2$ et I_{dss} ont donc même expression et des valeurs de paramètres identiques.

L'obtention du modèle à I_{dss} consiste donc à ajuster le réseau statique des caractéristiques de sortie du MESFET déduit du modèle fort signal à $I_{dss}/2$, et les paramètres S du modèle petit signal à I_{dss} , ceci en optimisant la valeur des paramètres RC et CRC de la cellule (R,C).

Nous donnons dans le tableaux 3-3 les valeurs des paramètres de chacune des non-linéarités. Ses valeurs sont les mêmes quelque soit le point de polarisation considéré (I_{dss} ou $I_{dss}/2$). Nous donnons également les valeurs des éléments linéaires : résistances d'accès, R_g , R_s , R_d , inductances d'accès, L_g , L_s , L_d , résistance R_i et capacité C_{gd} linéarisées, retard à la commande τ , résistance d'ajustement R_{ds0} , cellule d'ajustement (RC,CRC). La valeur de l'ensemble des paramètres est donnée dans le manuel de conception exceptée pour la cellule (RC,CRC) qui a dû être ajustée aux paramètres S du modèle petit signal à I_{dss} .

Eléments	Vds = 5V	
	Ids = Idss/2	Ids=Idss
RC (Ω)	511	340 (ajusté)
CRC (pF)	1000	1000
Ri (Ω)	3.25	1.84
Cgd (fF)	27.2	23.4
Lg (pH)	28.57	
Ld (pH)	17.7	
Ls (pH)	15.75	
Rg (Ω)	1.6	
Rd (Ω)	1.2	
Rs (Ω)	2.38	
Rds0 (Ω)	1933	
τ (ps)	2.83	
Ids(Vgs,Vds)	$A_0=0.055$, $A_1=0.0553$, $A_2=0.0076$, $A_3=-0.003176$, $\gamma=2$, $\beta_2=0.0303$, $V_{DS0}=0.021$	
Igs(Vgs)	$I_{sat}=1.42 \cdot 10^{-10}$, $N=1.54$	
Cgs(Vgs)	$C_{gs0}=0.385$ pF , $V_{bi}=0.844$, $FC=-0.148$	

Tableau 3-3 : valeurs des paramètres du modèle fort signal du MESFET 4x75 pour deux points de polarisation à $V_{ds}=5V$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$ puis $I_{ds}=I_{dss}$.

IV) CONCEPTION D'UN OSCILLATEUR LIBRE MMIC A MESFET:

Pour concevoir cet oscillateur nous avons appliquée la méthodologie décrite dans le chapitre II du mémoire. L'exemple pris pour illustrer cette méthodologie a été emprunté à l'oscillateur à MESFET conçu ici. Concernant cet oscillateur, les différentes étapes permettant d'aboutir à sa synthèse ont donc déjà été expliquées en détail, et par conséquent nous n'y reviendrons pas. Nous ne présenterons ici essentiellement que les points concernant la démarche qui nous a amené à sélectionner la topologie, et les performances simulées de notre oscillateur.

IV-1) TOPOLOGIE DU CIRCUIT :

IV-1-1) Choix de la topologie :

La réalisation d'un oscillateur MMIC peut se faire selon plusieurs topologies. Parmi celles-ci on trouve celles ne présentant une impédance qu'à deux accès du transistor, ce sont les topologies source commune, drain commun, grille commune. Par rapport à notre méthodologie de conception consistant pour l'essentiel à optimiser le cycle de charge intrinsèque au transistor, elles ont l'inconvénient de n'offrir que deux degrés de liberté, deux impédances pour ajuster le cycle selon un objectif bien précis (Cf § IV-1, chap II). Ceci restreint notre champ de manoeuvre et ne nous permet pas de donner la forme que l'on souhaite au cycle de charge. La solution est alors de nous doter d'une troisième impédance, ce qui nous conduit tout naturellement à la contre réaction série qui est la topologie la plus utilisée par les concepteurs d'oscillateurs MMIC micro-ondes comme en témoigne l'ensemble des publications sur le sujet. On rencontre aussi parfois la contre-réaction parallèle, une impédance est rapportée entre drain et grille. Elle a l'inconvénient d'être un peu plus délicate à mettre en oeuvre. D'autres topologies classiques existent, un peu plus complexe, telles que l'oscillateur de Hartley, de Colpitts... généralement plus utilisées aux fréquences radio mais également applicables aux micro-ondes. Nous n'avons pas poursuivi d'investigations sur ce type de circuit, notre choix s'étant arrêté à la contre-réaction série. Cette dernière s'est imposée à nous comme la plus souple à optimiser, une des plus facile à mettre en oeuvre et permettant de tirer parti au mieux des performances des transistors utilisés.

IV-1-2) Oscillateur à contre-série :

La Figure 3-2 présente le schéma électrique de l'oscillateur à contre-réaction série conçu. La volonté de limiter l'encombrement du circuit au minimum a motivé le choix des circuits de polarisation, et du circuit d'adaptation de sortie.

1) Circuit d'adaptation :

Le circuit d'adaptation de sortie présente une structure en T comme nous le montre la figure 3-2. Celui-ci utilise l'inductance de choc du circuit de polarisation de drain et la capacité de liaison vers la charge. Il présente ainsi un encombrement optimisé.

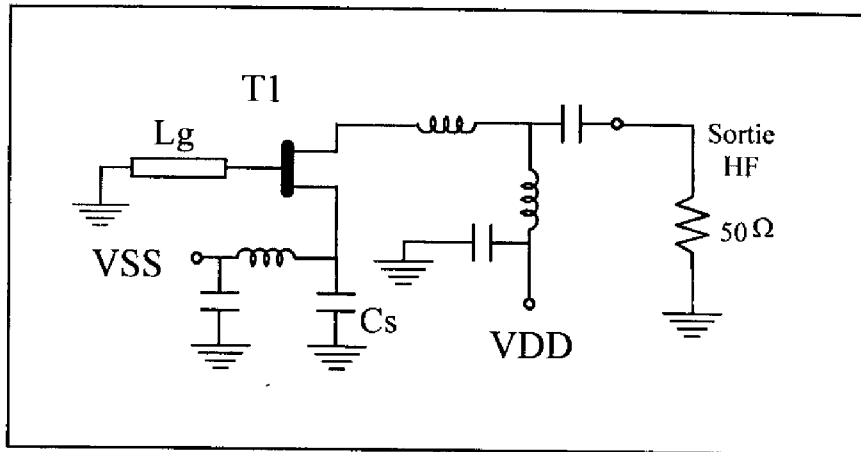


Figure 3-2 : schéma électrique de l'oscillateur conçu.

2) Circuits de polarisation :

La polarisation de la jonction grille source se fait sur la source du transistor à travers une inductance de choc et une résistance extérieure d'autopolarisation. Ceci a l'avantage, par rapport à un circuit de polarisation de grille classiquement placée sur la grille, de supprimer un élément qui aurait pu être une résistance de polarisation, l'inductance de choc sur la source ayant, malgré tout, été nécessaire. On réduit ainsi d'un élément le circuit de polarisation de grille, d'où, là aussi, un léger gain de place.

La structure du circuit de polarisation de drain est quant à elle dans son principe tout à fait classique. La polarisation se fait à travers une inductance de choc.

3) Circuits de destabilisation :

Concevoir un oscillateur consiste à rendre instable le dispositif actif utilisé. Ceci est réalisé essentiellement ici par la capacité de contre-réaction série de source, Cs, et la ligne microruban sur grille, jouant le rôle de l'inductance Lg (faible valeur). L'impédance de sortie contribue également à rendre le transistor instable, et à fixer le niveau de puissance et la fréquence d'oscillation.

Le circuit ayant été décrit, nous en présentons les performances attendues.

IV-2) RESULTATS DE SIMULATION :

Comme nous l'avons précisé dans le paragraphe III, le transistor standard de la fonderie GEC-Marconi, le MESFET 4x75 μm , et son modèle fort signal disponible (cubique de Curtice) ont été utilisés pour concevoir notre oscillateur.

La fréquence d'oscillation a été, au départ, arbitrairement choisie à 12 GHz. Mais des modifications de dernières minutes, au moment du contrôle des règles de dessin et avant l'envoi du circuit en fonderie ont eu pour conséquence de légèrement décaler la fréquence d'oscillation optimisée, à une fréquence de 11.9 GHz. La fréquence de 12 GHz ayant été fixée de manière arbitraire et le circuit devant partir au plus tôt, il ne nous a pas été possible de réajuster celle-ci. Ceci n'a eu d'autre part aucune incidence sur l'objet de la conception qui était de mettre en oeuvre la méthodologie développée et d'évaluer la précision du modèle fort signal utilisé ainsi que les capacités de prédiction du simulateur.

Le choix du point de polarisation $V_{ds}=5\text{V}$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$ (26 mA) a entièrement été déterminé par le modèle fourni par le fondeur. Notre oscillateur a ainsi été optimisé pour ce point de polarisation. Nous avons veillé tout au long de l'optimisation à conserver un courant de drain égal à $I_{dss}/2$ et une tension entre le drain et la source du transistor égale à 5V (Prise en compte de la chute de tension dans les "selfs" de choc). Ainsi la puissance d'alimentation, P_{dc} , nécessaire est d'environ 140 mW. La tension V_{gs} à $I_{dss}/2$ est de -0.8V.

Les figures 3-3 et 3-4 montrent le cycle de charge intrinsèque du MESFET optimisé au point de polarisation donné ci-dessus. La figure 3-4 présente également le cycle de charge de l'oscillateur polarisé à I_{dss} obtenu à partir du modèle donné dans le paragraphe III, ainsi que pour indication le cycle de charge correspondant à la limite inférieure d'oscillation déduit du modèle à $I_{dss}/2$ et par conséquent à considérer avec réserve.

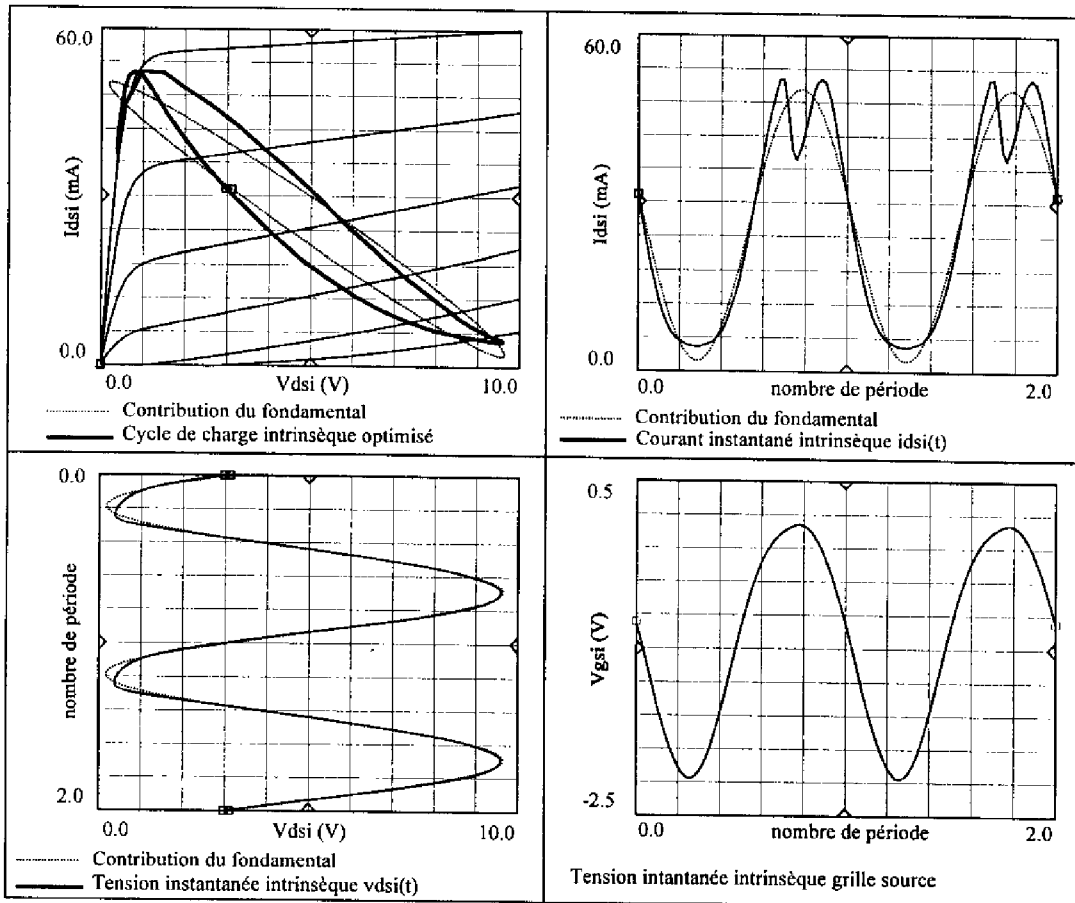


Figure 3-3 : Cycle de charge intrinsèque optimisée.

Contribution de la fréquence fondamentale. Formes d'onde intrinsèques au transistor.

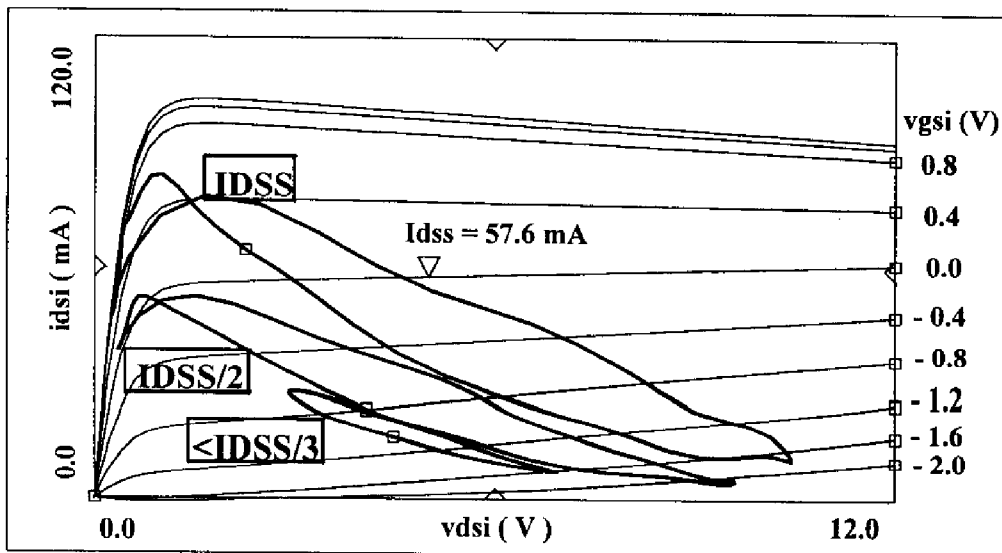


Figure 3-4 : Cycles de charge de l'oscillateur pour trois différents points de polarisation:
 $V_{ds} = 5V$ et successivement $I_{ds}=I_{dss}$, $I_{ds}=I_{dss}/2$ (Cycle de charge optimisé)
 et $I_{ds} < I_{dss}/3$ (limite d'oscillation inférieure)

La figure 3-5 présente les performances attendues de l'oscillateur à $I_{dss}/2$ et à I_{dss} .

A $I_{dss}/2$ l'analyse prédit ainsi une fréquence d'oscillation de 11.9 GHz pour une puissance de sortie de 14.5 dBm, soit 28.2 mW. Le rendement correspondant est de 20%. L'harmonique 2 affiche une puissance de -39 dBm, ce qui la situe à environ 53 dBc du fondamental. Le pushing ($\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{SS}}$) analysé présente une valeur de 560MHz/V, le pulling ($\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta R_{out}}$) de 20MHz/ Ω .

A I_{dss} , la fréquence d'oscillation simulée est de 11.77 GHz, la puissance de sortie est de 15.3 dBm (~ 34 mW). L'harmonique 2 est à -15dBm. Le pushing calculé est de 200 MHz/V. Le pulling par contre est sensiblement identique.

Sur la figure 3-6, nous présentons le dessin des masques du circuit final. L'oscillateur occupe une surface de 1020 μm par 1530 μm , soit 1.56 mm^2 . Il a été réalisé sur une puce de 2 mm par 2mm sur laquelle ont également été placés quelques éléments de test : deux transistors ainsi que le dispositif à résistance négative inclu dans notre oscillateur (oscillateur sans circuit d'adaptation).

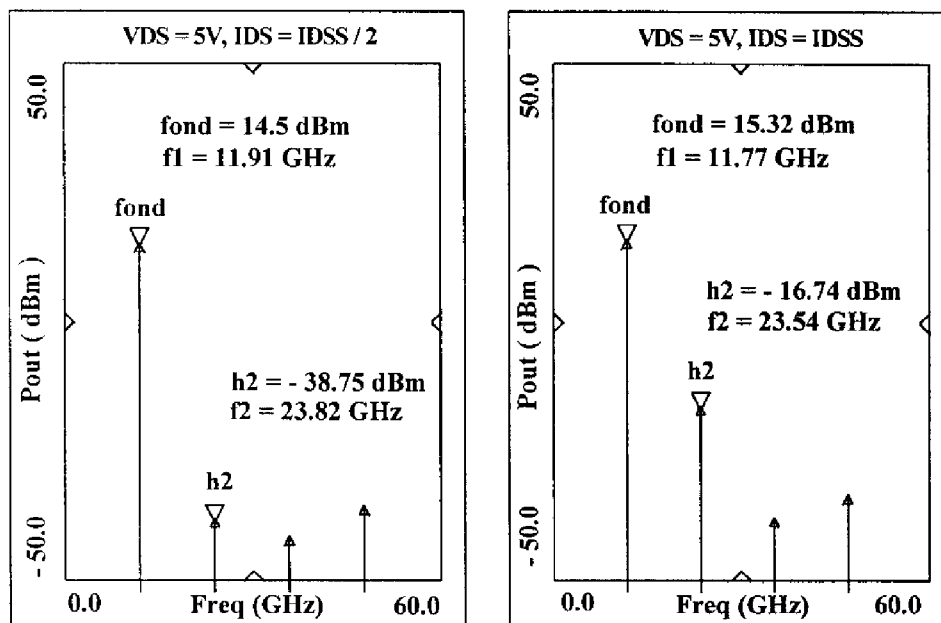


Figure 3-5 : Performances simulées et attendues de l'oscillateur.

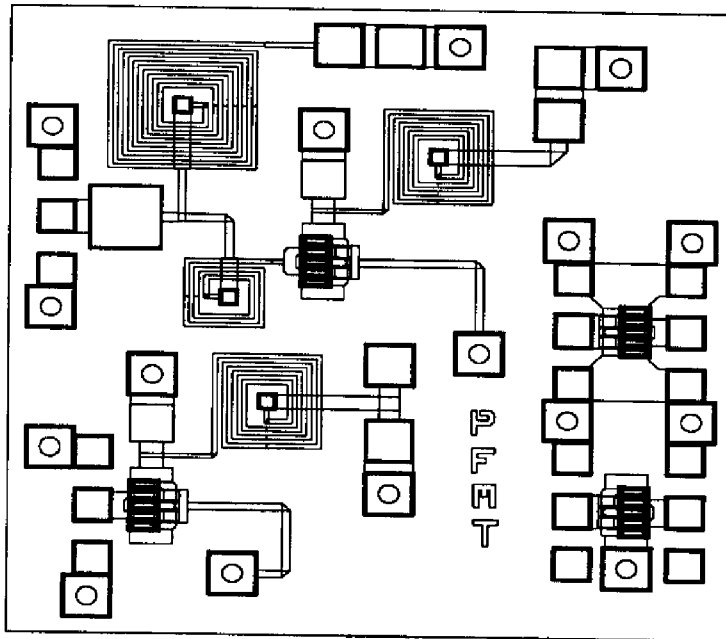


Figure 3-6 : Dessin des masques de l'oscillateur.

V) TEST DU CIRCUIT - RESULTATS DE MESURES:

Les circuits réalisés par GEC-Marconi ont été reçus un peu plus de 4 mois après l'envoi du dessin des masques. 10 puces nous sont ainsi parvenues. Chacune d'entre elle a pu être testée selon une procédure que nous allons maintenant décrire .

V-1) TEST DU CIRCUIT :

Le test des puces s'est fait à l'aide d'une station sous pointe Cascade Microtech. Une pointe HF Picoprobe masse-signal-masse d'espacement $150 \mu\text{m}$ a été utilisée pour mesurer le signal de l'oscillateur ainsi que deux pointes continu pour polariser le transistor. Des accumulateurs ont servi à la polarisation. Un analyseur de spectre de la série HP 70000 permettant la mesure de signaux de fréquence comprise entre 0 et 22 GHz a été utilisé. Nous pouvons constater d'ors et déjà qu'il ne nous permettra pas d'accéder à la mesure de l'harmonique 2 ($\sim 24\text{GHz}$). Le circuit de sortie permettant de prélever le signal est constitué d'une pointe HF, de deux isolateurs, et d'un câble SMA via l'analyseur de spectre.

La figure 3-7 présente le circuit de polarisation mis en place.

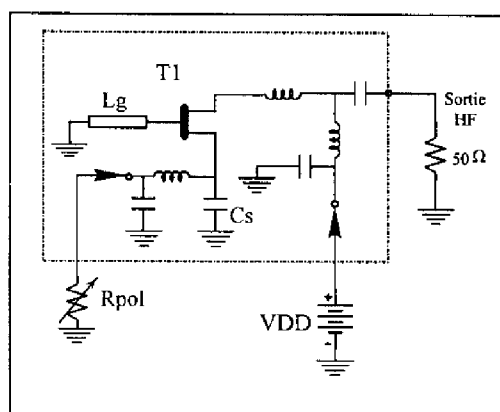


Figure 3-7 : mise en évidence du circuit de polarisation

Un tel système de polarisation a nécessité une évaluation systématique des tensions et des courants de polarisation appliqués au transistor afin de nous placer au mieux dans les conditions de simulation à savoir point de polarisation V_{ds} de 5V entre le drain et la source du transistor et courant appliqué fixé à $I_{dss}/2$ ou I_{dss} selon le cas.

Enfin, il a été procédé à l'estimation des pertes dans le circuit de sortie. Elles ont été évaluées à la fréquence de 12 GHz supérieures à 2.5 dB.

V-2) RESULTATS DE MESURES ET COMPARAISON AVEC LA SIMULATION :

Les mesures de nos circuits nous ont amené à observer une grande dispersion sur le courant de saturation I_{dss} du MESFET utilisé dans l'oscillateur. Les valeurs relevées étaient ainsi comprises à $V_{ds}=5V$ entre 46 mA et 62 mA. Celles-ci se situent malgré tout sensiblement à l'intérieure de la fourchette donnée par le fondeur pour une tension V_{ds} de 3V et présentant une variation de I_{dss} pouvant aller de 30 mA à 60 mA. Ces différences observées sur le courant de saturation entraînent ainsi quelques dispersions sur le niveau de puissance des oscillateurs mesurés. La tension de seuil du transistor a été relevée quant à elle comprise entre -2V et -2.5V, ce qui là aussi reste dans les spécifications fondeur.

Les figures 3-8 et 3-9 présentent les meilleures performances en puissance de sortie obtenues à I_{dss} et à $I_{dss}/2$ sur l'ensemble des oscillateurs testés. Le courant de saturation I_{dss} du transistor est ici d'environ 60mA. La puissance d'alimentation délivrée à I_{dss} est ainsi de 300 mW et celle à $I_{dss}/2$ de 150 mW.

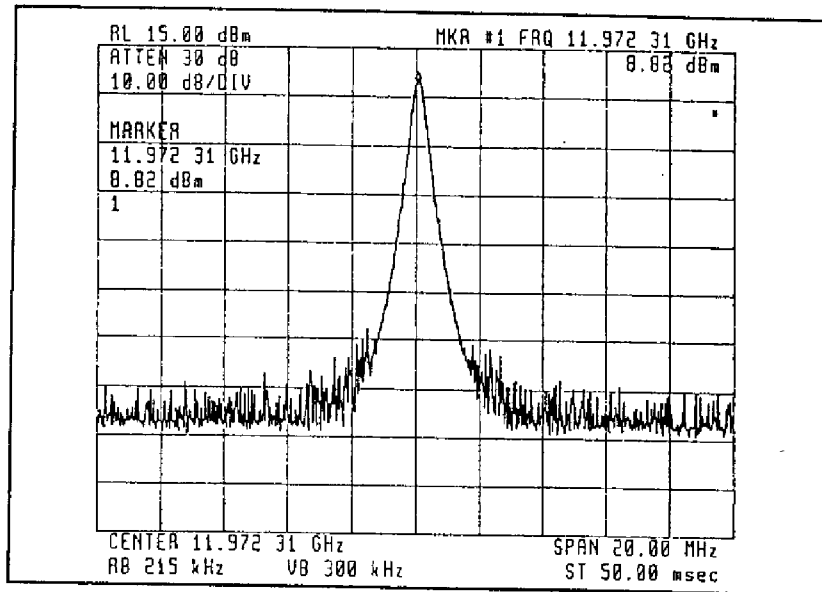


Figure 3-8 : Spectre mesuré d'un des oscillateurs à $I_{dss}/2$.

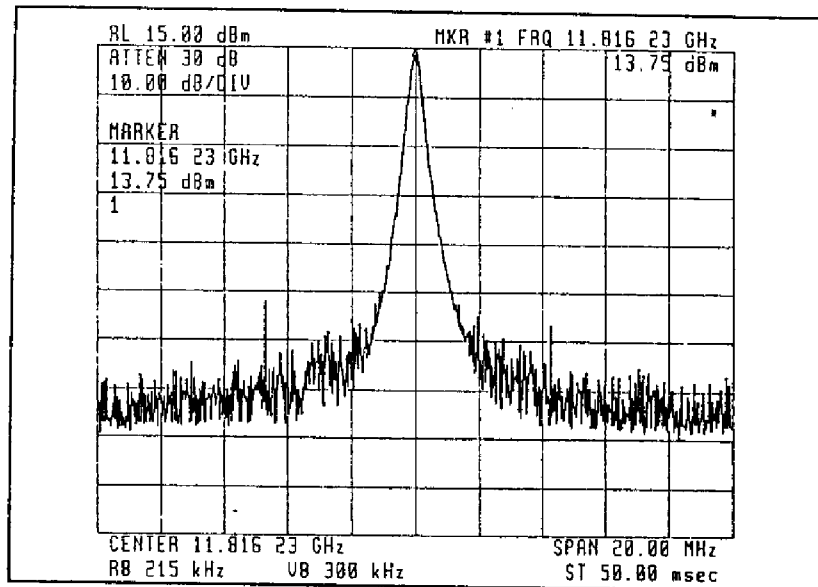


Figure 3-9 : Spectre mesuré d'un des oscillateurs à I_{dss} .

La fréquence d'oscillation mesurée à $I_{dss}/2$ (30 mA) est de 11.97 GHz, pour une puissance affichée par l'analyseur de spectre de 8.82 dBm (7.62 mW). Si l'on tient compte des pertes du circuit de sortie, alors la puissance effectivement délivrée est d'environ 11.3 dBm, soit 13.5 mW. Pour ce point de polarisation, les fréquences d'oscillation mesurées sur l'ensemble des circuits s'étendent dans une gamme comprise entre 11.88 GHz et 12.1 GHz. La puissance effective varie quant à elle de 9.5dBm à 11.3 dBm (8.9 mW - 13.5 mW). Cette dispersion sur les niveaux de puissance est essentiellement le fait de la dispersion

existant sur les courants de saturation. Par contre, par rapport à ce qui avait été prévu par la simulation (28.2 mW) nous constatons un écart sur les niveaux de puissance assez important (écart minimum d'environ 15 mW) malgré des valeurs de I_{dss} généralement plus fortes que celle du transistor utilisé dans la simulation. Les fréquences mesurées quant à elles sont sensiblement proches de la fréquence qui était attendue (écart maximum de 1.7%). Enfin, le rendement de l'oscillateur pour ce point de polarisation est assez faible, d'environ 9%.

A I_{dss} , l'oscillateur testé de la figure 3-9 affiche une fréquence d'oscillation de 11.816 GHz, et une puissance de sortie de 13.75 dBm (23.7 mW), soit 16.25 dBm (42mW) après correction. La gamme des fréquences mesurées sur l'ensemble des oscillateurs testés pour ce point de polarisation s'étend de 11.8 GHz à 11.88 GHz. L'écart par rapport à la simulation est au maximum de 1%. La fréquence d'oscillation est toujours supérieure à celle qui avait été simulée. Les valeurs de puissance de sortie effective se situent dans une fourchette comprise entre 15 dBm et 16.25 dBm, soit entre 31.5 mW et 42 mW. La puissance de sortie mesurée présente ainsi des valeurs parfois supérieures à celle simulée.

L'accord entre simulation et mesure obtenu à I_{dss} est, comme nous avons pu le constater, tout à fait satisfaisant. A $I_{dss}/2$, nous observons un bon accord sur la prévision de la fréquence d'oscillation, mais un désaccord important entre les niveaux de puissance de sortie simulés et mesurés. Or $I_{dss}/2$ est notre point de polarisation nominal, celui pour lequel l'optimisation de l'oscillateur a été réalisée. Le désaccord observé est ainsi d'autant plus critique pour notre conception. Il nous a conduit à remettre en question le modèle utilisé.

Ce dernier a été élaboré à partir d'une mesure statique du réseau de caractéristique de sortie. L'ajustement de ce réseau et simultanément des paramètres S est rendu possible grâce à l'utilisation d'une cellule (R,C) qui permet de prendre en compte l'influence sur le comportement du transistor des effets thermiques et des effets de pièges [4]. Cette approche prend ces phénomènes en considération seulement après coup et de manière assez artificielle. Elle constitue malgré tout une astuce permettant de contourner le problème.

Nous pensons qu'une approche différente, ayant déjà fait, à priori ses preuves par ailleurs [5,6,7] permettra de combler le manque du modèle fondeur concernant la prévision de la puissance de sortie de notre oscillateur. Celle-ci consiste à procéder à l'extraction du réseau de sortie à partir de mesures en impulsion. Le problème rencontré lors de la modélisation fort signal concernant les effets thermiques et de pièges est ainsi pris en compte en amont et non plus considéré après coup. Nous espérons ainsi confirmer, sur une réalisation bien concrète, l'intérêt des caractérisations en impulsions et les limites de l'approche fondeur.

VD) ELABORATION D'UN MODELE FORT SIGNAL DU MESFET UTILISE :

L'élaboration d'un modèle fort signal de MESFET procède selon plusieurs techniques, certaines sont couramment utilisées aujourd'hui. Nous n'allons donc pas rentrer dans le détail du sujet qui a largement été abordé, notamment dans [5,6,7]. Nous en rappellerons de manière succincte les grandes étapes, nous insisterons sur les plus importantes, celles qui les distinguent de l'approche fondeur et présenterons les résultats validant d'un point de vue statique et dynamique le modèle. Celui-ci sera ensuite réinjecté dans la simulation. Nous en tirerons alors les conclusions qui s'imposent.

VI-1) ELABORATION DU MODELE :

Le transistor qui a servi à l'élaboration du modèle a été pris parmi les transistors de test intégrés sur la puce (figure 3-6). Nous l'avons choisi avec un courant de saturation aussi proche que possible de la valeur typique donnée par le fondeur. Cette modélisation fort signal est réalisée au point de polarisation $V_{ds}=5V$ et $I_{ds} = I_{dss}/2$. Sur le transistor sélectionné, nous avons procédé à la mesure des paramètres S , à la caractérisation en impulsions du réseau de caractéristiques de sortie ($I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$) et de la diode schottky $I_{gs}(V_{gs})$, et à une caractérisation dynamique BF de la capacité $C_{gs}(V_{gs})$. Toutes les mesures réalisées sur le MESFET l'ont été sur tranche à l'aide d'une station sous pointes (Cascade Microtech).

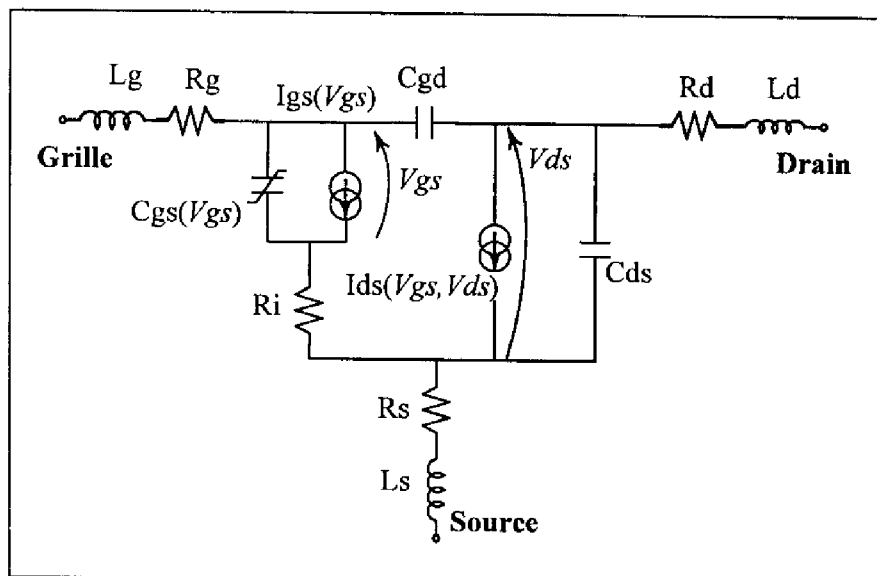


Figure 3-10 : Topologie du modèle adoptée.

La figure 3-10 présente la topologie retenue du modèle. On remarquera que comme pour le modèle constructeur, la non-linéarité C_{gd} a été linéarisé en première approximation. La non-linéarité représentative du courant d'avalanche a également été négligée du fait que le transistor travaille dans une zone éloignée de l'avalanche (nous avons mesuré cette dernière à 16V, l'excursion du cycle de charge ne dépasse pas 12V). Enfin, les éléments d'ajustement RC, CRC, et R_{ds0} ont été supprimés, la démarche adoptée pour la modélisation n'en justifiant pas la présence. Comme pour le modèle constructeur nous n'avons retenu que 3 non-linéarités : $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$, $I_{gs}(V_{gs})$, $C_{gs}(V_{gs})$.

VI-1-1) Détermination des éléments linéaires du modèle :

La première étape de la modélisation consiste tout d'abord à élaborer un modèle petit signal. Celui-ci nous permet d'accéder aux valeurs des éléments linéaires (L_g , L_d , L_s , R_g , R_d , R_s , C_{gd} , R_i , C_{ds}) du modèle présenté figure 3-10. Ces valeurs se déduisent à l'aide d'un logiciel d'optimisation de manière classique par ajustement des paramètres de dispersion (paramètres S) mesurés du transistor (Figure 3-11).

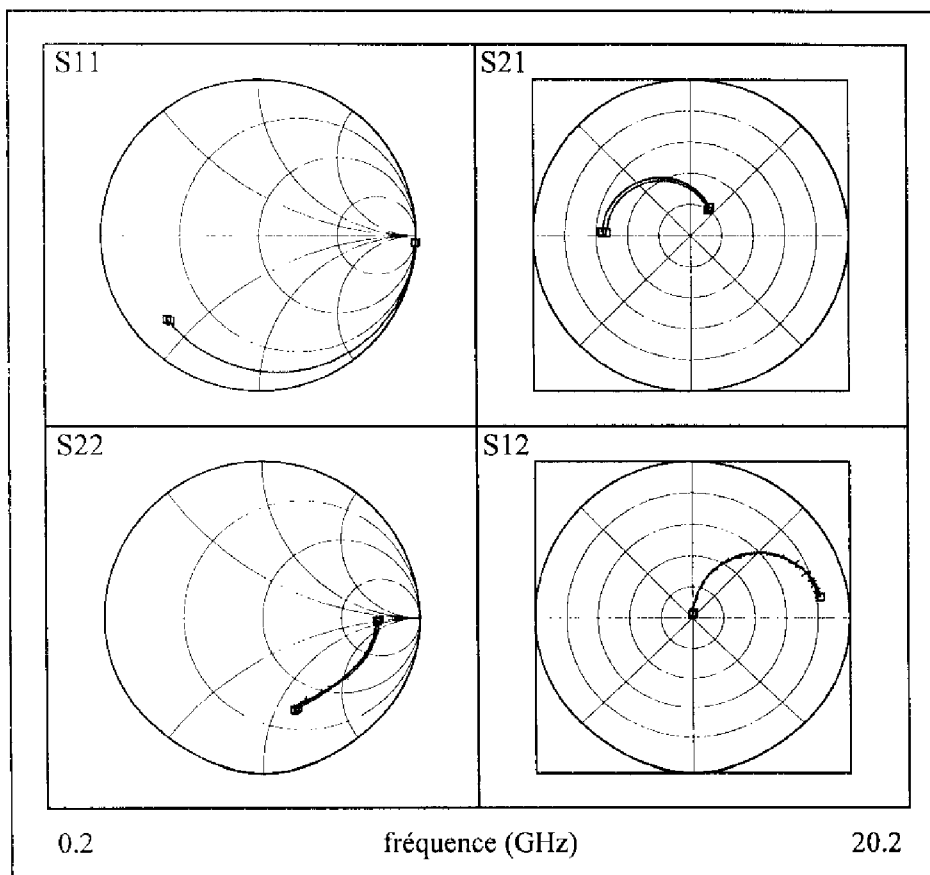


Figure 3-11 : Paramètres S mesurés et ajustement du modèle

VI-1-2) Capacité $C_{gs}(V_{gs})$:

La mesure de la variation de la capacité C_{gs} en fonction de la tension de grille appliquée, V_{gs} , s'est faite à l'aide d'un capacimètre. La figure 3-12 présente l'évolution mesurée de C_{gs} en fonction de V_{gs} qui est comparée à celle que donne le modèle constructeur. On constate que le modèle constructeur n'ajuste la capacité mesurée qu'entre 0V et -1V. Pour décrire les variations de $C_{gs}(V_{gs})$ nous avons ainsi préféré prendre une expression analytique polynomiale plutôt que la relation classiquement utilisée (équation 3-3a).

$$C_{gs} = A + B V_{gs} + C V_{gs}^2 + D V_{gs}^3 + E V_{gs}^4 \quad \text{si } V_{gs} > V_t \quad (3-4a)$$

$$C_{gs} = C_{gsV_t} \exp[\alpha(V_{gs} - V_t)] \quad \text{si } V_{gs} < V_t \quad (3-4b)$$

$$\text{avec } C_{gsV_t} = A + B V_t + C V_t^2 + D V_t^3 + E V_t^4$$

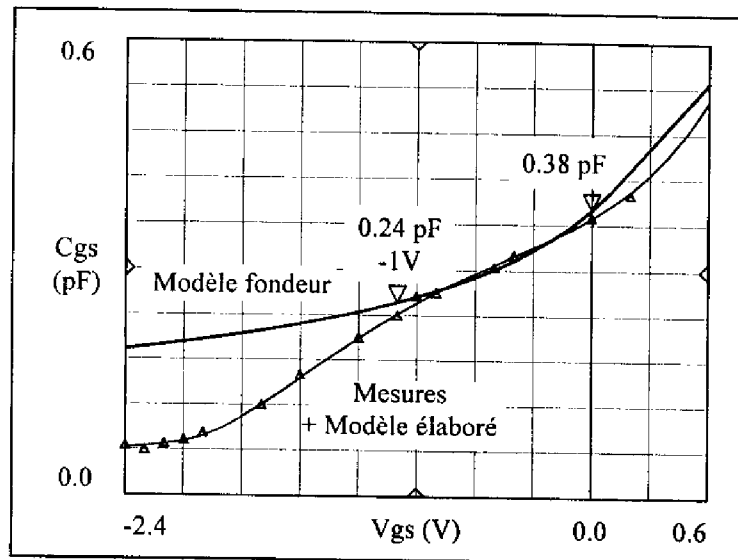


Figure 3-12 : $C_{gs}(V_{gs})$, comparaison modèle fondeur et modèle polynomial utilisé pour ajuster les mesures.

VI-1-3) Source de courant $I_{gs}(V_{gs})$:

L'expression analytique utilisée pour décrire cette non-linéarité est identique à celle utilisée par le modèle fondeur. La mesure de celle-ci s'est faite en utilisant un banc de caractérisation en impulsions. Cet aspect de la caractérisation est développé dans le paragraphe qui suit.

VI-1-4) Source de courant I_{ds} (V_{gs}, V_{ds}) :

Cette non-linéarité est déterminée comme la précédente par des mesures en impulsions. Ce type de mesure permet de fixer l'état thermique du transistor ainsi que l'état des pièges présents notamment à l'interface substrat - couche active et perturbant le courant I_{ds} de canal.

Les pièges sont des défauts ou impuretés du réseau cristallin le plus souvent localisés en surface ou à une interface. Ceux-ci capturent ou relâchent des porteurs. Ils peuvent de cette manière perturber le nombre de porteurs participant au courant circulant dans le canal. Des constantes de temps de capture ou d'émission leur sont associées. La fréquence du signal c'est à dire la fréquence d'excitation des porteurs est un paramètre important : si les porteurs ont des mouvements de va et vient très rapides (fréquence microonde) les pièges n'ont normalement pas le temps d'être excités. La polarisation fixe la valeur moyenne du courant et en conséquence l'état des pièges, rempli ou vide, et donc l'état du transistor de ce point de vue.

Pour s'affranchir correctement des phénomènes de pièges lors de la caractérisation, il convient de choisir des largeurs d'impulsion (200 ns dans notre cas) telles que les pièges n'aient pas le temps d'être excités. La période des impulsions est quant à elle choisie de manière à ce que le composant ait le temps de dissiper l'énergie emmagasinée. On s'affranchit ainsi au mieux des phénomènes d'échauffement. Le transistor se trouve ainsi placé dans un état approchant celui de son fonctionnement aux fréquences micro-ondes.

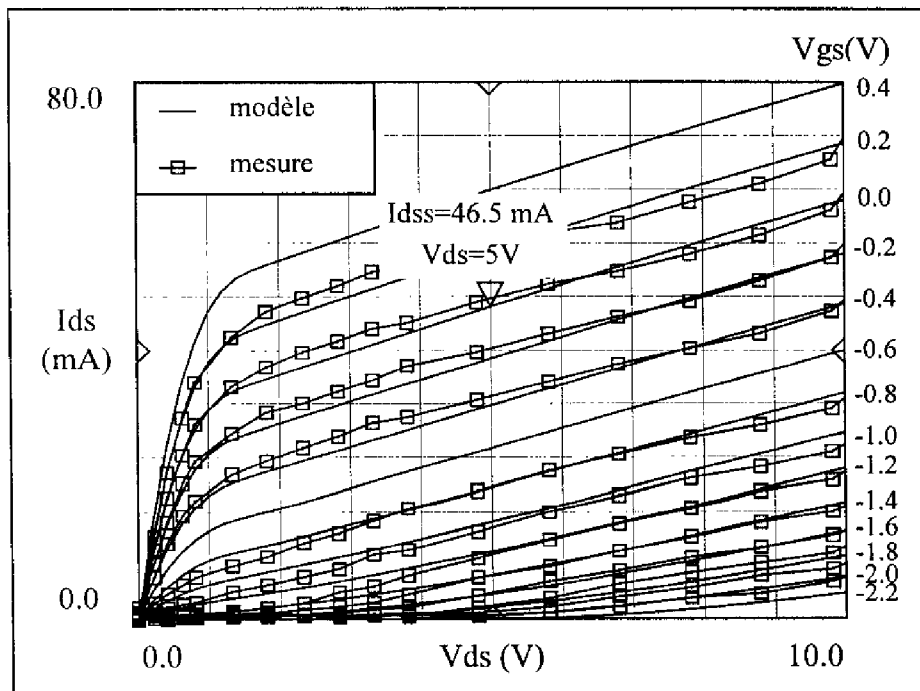


Figure 3-13 : Mesures en impulsions du réseau des caractéristiques de sortie du transistor et ajustement correspondant réalisé à partir du modèle de Tajima [10] modifié [11]

La mesure se fait en fixant tout d'abord le point de repos qui fixe l'état du transistor (état thermique, état des pièges (rempli ou vide)). Autour de ce point, on réalise avec les impulsions un balayage permettant de relever la caractéristique $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ du transistor. La figure 3-13 présente le réseau des caractéristiques de sortie du transistor mesuré en impulsions.

Pour ajuster ce réseau nous avons choisi de prendre le modèle de Tajima [10] modifié [11]. En effet le modèle Cubique de Curtice, initialement choisi, ne nous a pas permis d'ajuster correctement les caractéristiques de sortie impulsionnelles.

Expression de Tajima modifiée : (3-5)

$$I_{ds}(V_{gs}(t - \tau), V_{ds}(t)) = I_{d0} F_g F_d$$

$$I_{ds}(t) = 0 \quad \text{si } V_{gsn} < 0$$

$$I_{d0} = \frac{I_{dss}}{K} \quad \text{avec} \quad K = 1 - \frac{1}{m} [1 - \exp(-m)]$$

$$F_g = V_{gsn} - \frac{1}{m} [1 - \exp(-m V_{gsn})]$$

$$\text{avec } V_{gsn} = 1 + \frac{V_{gs}(t - \tau) - V_{bi}}{V_p}$$

$$F_d = 1 - \exp(-V_{dsn} - a V_{dsn}^2 - b V_{dsn}^3)$$

$$\text{avec } V_{dsn} = \frac{V_{ds}(t)}{V_{dsp} \left(1 + w \frac{V_{gs}(t - \tau)}{V_p} \right)} \quad \text{et}$$

$$V_p = V_{p0} + p V_{ds}(t) + V_{bi}$$

Les paramètres à déterminer pour ajuster le réseau de sortie sont : a, b, m, p, w, I_{dss} , V_{p0} , V_{dsp} , V_{bi} et τ (temps de transit des porteurs dans le canal). La Figure 3-13 présente le résultat de l'ajustement réalisé sur les caractéristiques de sortie. Le modèle ajuste simultanément les paramètres S mesurés et le réseau de sortie. L'extraction de la non-linéarité intrinsèque s'est bien entendue faite en tenant compte des résistances d'accès du transistor.

VI-2) VALIDATION DU MODELE :

VI-1-1) Ps(Pe) :

La validation dynamique d'un modèle fort signal se fait généralement à travers la mesure de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée ($P_s(P_e)$) du transistor, chargé en entrée et en sortie sur 50Ω et pour une fréquence donnée. On confronte alors le modèle fort signal obtenu à cette mesure. La figure 3-14 présente le $P_s(P_e)$ mesuré et simulé du transistor chargé sur 50Ω à la fréquence de 4 GHz et au point de polarisation $V_{ds}=5V$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$. La Figure 3-15 présente ce même type de tracé, mais à la fréquence de 12GHz, proche de celle de notre application.

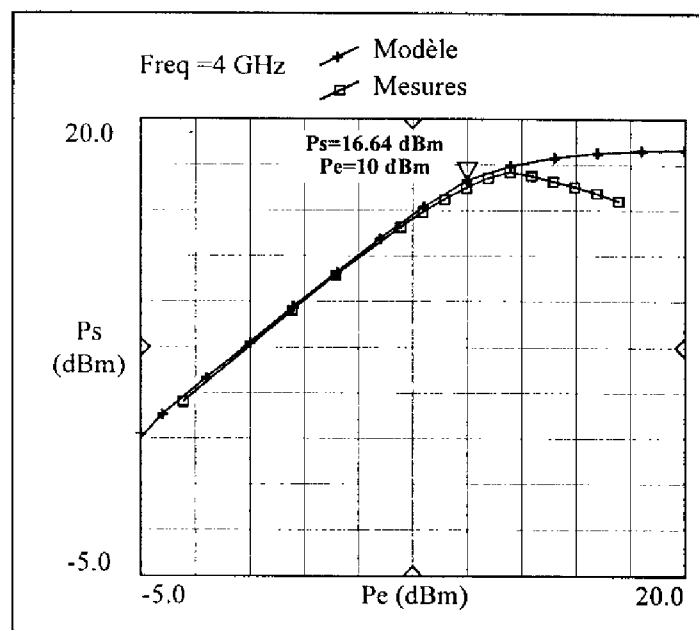


Figure 3-14 : Validation dynamique du modèle à travers la mesure du $P_s(P_e)$ à 4GHz et à $V_{ds}=5V$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$;

Cette confrontation mesure-simulation amène plusieurs remarques. Les mesures de puissance ont été réalisées, comme on peut le constater sur les figures 3-14 et 3-15, bien au delà du point de compression à 1dB et même au delà des compressions qui sont généralement présentées sur ce type de mesure dans la littérature. L'ajustement des caractéristiques est correctement réalisé dans la région de fonctionnement linéaire à 4GHz comme à 12 GHz. Par contre, dans les régions de fonctionnement non-linéaire, on remarque un désaccord qui se profile puis s'accroît au fur et à mesure que la compression augmente.

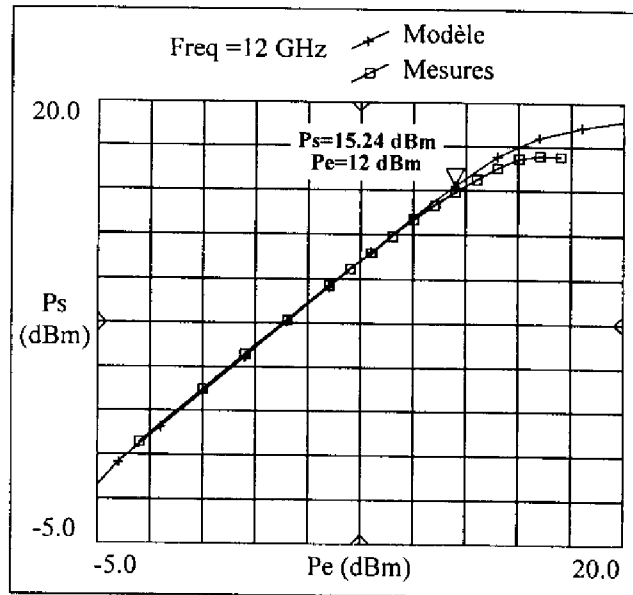


Figure 3-15 : $P_s(P_e)$ à 12GHz, $V_{ds}=5V$, $I_{ds}=I_{dss}/2$

Ce désaccord concernant le $P_s(P_e)$ a pu également être observé dans la littérature sur des modélisations fort signal de Transistor à Effet de Champ (TEC) s'appuyant sur une approche identique. Lorsque nous avons réalisé la mesure, nous avons constaté au fur et à mesure de la compression une autopolarisation du transistor entraînant donc un décalage du point de polarisation. On a pu également observer l'apparition d'un courant sur la grille dès le début de la compression atteignant des valeurs jusqu'à environ $600 \mu A$.

Le point de polarisation étant différent, l'état du transistor par rapport aux effets thermiques et de pièges est donc également différent. Le réseau de caractéristiques de sortie ne doit donc plus nécessairement présenter la même forme et de part ce fait les simulations qui sont réalisées à partir du modèle élaboré ne peuvent pas prédire de manière exacte le comportement du transistor. Ce phénomène d'autopolarisation est bien entendu connu. La solution couramment envisagée pour l'anticiper est le modèle multipolarisation. L'extraction d'un tel modèle fait appel à un nombre de caractérisations en impulsions et en paramètres S important.

M.Campovecchio fait état en [9,13] de limitations concernant les modèles de TEC élaborés de manière classique et utilisés dans des applications fortement non-linéaires. Il attribue les différences généralement observées sur les $P_s(P_e)$ au caractère distribué de la région de grille non pris en compte dans une modélisation non linéaire classique de TEC, et met en évidence cette lacune à travers l'élaboration d'un modèle non linéaire à grille distribuée.

Nous reviendrons par la suite plus en détail sur ces deux problèmes très différents puisque l'un remet en cause les conditions de caractérisation en vu de l'extraction d'un modèle non-linéaire, l'autre le modèle non-linéaire lui-même.

VI-1-2) Oscillateur :

Cette étape de modélisation non-linéaire a initialement été menée pour confronter l'approche fondeur à l'approche "caractérisation en impulsions". Cette partie constitue une validation ultime du modèle élaboré.

Ainsi, pour procéder à cette dernière validation, nous avons réinjecté le modèle du transistor, réalisé à $V_{ds}=5V$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$, dans notre oscillateur et lancé une rétro-simulation. Les résultats de cette analyse sont présentés figure 3-16. On remarque qu'au fondamental ceux-ci sont peu différents des résultats obtenus avec le modèle fondeur (Cf. Figure 3-5). Ceci nous amène à conclure que pour cette application bien précise, les deux approches, prenant en compte les effets de pièges et les effets thermiques à leur manière sur le comportement fort signal du TEC, de façon implicite et artificielle avec la cellule (R,C) ou de façon plus explicite avec les mesures en impulsion, sont cohérentes entre elles.

Le modèle de fonderie présente par rapport au modèle élaboré ici pour un seul transistor le gros avantage d'être issu d'études statistiques réalisées sur chacun de ses paramètres. Il doit donc nécessairement offrir une fiabilité plus grande qu'un modèle élaboré de manière ponctuelle comme ici.

L'approche consistant à utiliser une cellule (R,C) donne par rapport au "modèle en impulsions" dans ce cas particulier des résultats cohérents mais nous continuons à penser que l'approche "mesures en impulsions", de par son principe, en plaçant le transistor dans un état qui devrait être le sien en fonctionnement micro-onde est à la base plus rigoureuse. Elle est ainsi préférable à l'autre et doit lui être privilégiée lorsque cela est possible.

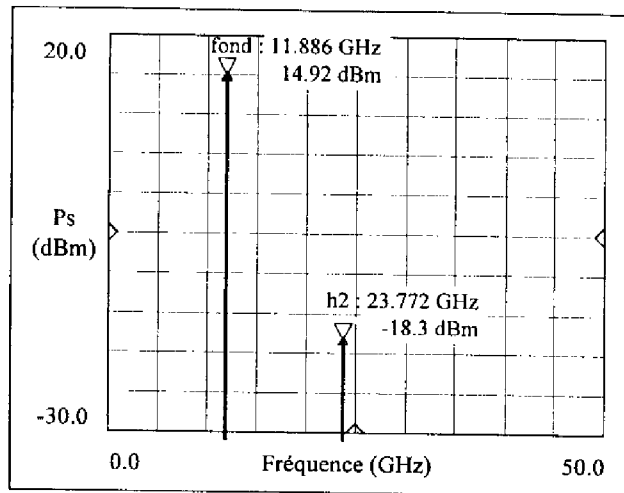


Figure 3-16 : résultats de simulation obtenu avec le modèle de Tajima élaboré à partir de mesures en impulsions

Le désaccord également observé sur ce dernier modèle nous a conduit à mener une réflexion sur la mise en oeuvre des techniques de caractérisation actuellement utilisées pour l'extraction de modèles fort signal de Transistors à Effet de Champ et sur le modèle lui même, afin d'expliquer d'une part les différences constatées et d'autre part les limites des approches classiques utilisées pour la modélisation non-linéaire de TEC.

VI-2) LIMITES CONCERNANT LA MODELISATION NON LINEAIRE DES TEC :

VI-2-1) Problème de l'autopolarisation :

L'utilisation de caractérisations en régime impulsionnel pour un point de polarisation donné doit normalement nous permettre de caractériser le transistor dans un état proche de celui qui serait le sien en fonctionnement micro-ondes. En régime de forts signaux apparaît souvent, de manière plus ou moins marquée, un phénomène d'autopolarisation. Les signaux mis en jeu sont écrêtés, leur valeur moyenne s'en trouve modifiée, on observe alors un déplacement du point de polarisation. L'autopolarisation est la manifestation directe des limitations qu'imposent aux signaux les non-linéarités du dispositif actif considéré. Pour fonctionner, un oscillateur utilise dans son principe ces propriétés de limitation. Il travaille donc généralement en régime de compression et une autopolarisation plus ou moins accentuée peut s'observer.

Celle-ci entraîne, comme nous l'avons expliqué, un changement d'état du transistor. Son état thermique n'est ainsi pas le même en fonctionnement qu'initialement au repos. Le nombre de pièges à l'interface substrat semi-isolant-couche active mis en jeu et perturbant la circulation du courant I_{ds} dans le canal n'est également plus le même. Ainsi, si l'on ne

peut anticiper le déplacement du point de polarisation, nous pouvons penser que l'approche consistant à faire des mesures en impulsions pour extraire un modèle fort signal pour un point de polarisation unique devient inadéquate dans le sens où l'état réel du transistor en fonctionnement n'est pas pris en compte. Une modélisation multipolarisation s'impose alors.

Or un autre problème survient. Le point de fonctionnement résultant de l'autopolarisation ne peut être atteint en polarisant le transistor de manière classique, c'est à dire lorsque celui-ci est au repos et non pas en régime de fonctionnement fort signal. Le point de fonctionnement issu de l'autopolarisation est dépendant de la puissance fort signal mise en jeu dans le transistor c'est à dire du niveau du signal appliqué.

Concrètement, considérons le transistor au repos et polarisons le de manière à lui donner le point de repos (V_{gs0} , V_{ds0} , I_{ds0}). A chaque triplet (V_{gs} , V_{ds} , I_{ds}) est associé un état particulier du transistor (état thermique, état des pièges). Plaçons ensuite notre transistor dans un régime de fonctionnement fort signal, en attaquant par exemple son entrée avec un signal de forte amplitude de telle manière que l'on puisse observer une autopolarisation. Cette dernière entraîne alors un déplacement du point de repos qui devient point de fonctionnement. Le transistor se trouve alors polarisé au point (V_{gs1} , V_{ds1} , I_{ds1}). Maintenant essayons d'agir sur les alimentations pour ramener notre point de fonctionnement à sa position initiale de repos (V_{gs0} , V_{ds0} , I_{ds0}). La manipulation se révèle impossible. On pourra ainsi ramener V_{gs} en V_{gs0} , V_{ds} en V_{ds0} mais I_{ds} restera différent de I_{ds0} . Cela signifie de manière pratique que la multipolarisation, transistor au repos, ne permet pas de couvrir tous les points de polarisation susceptibles d'être occupés par le transistor en régime de fonctionnement fort signal. Si l'on suppose que chaque combinaison (V_{gs} , V_{ds} , I_{ds}) correspond à un état privilégié du transistor, la multipolarisation telle qu'elle est pratiquée ne nous permet pas de prendre en compte tous les états de fonctionnement du transistor comme on aurait pu le penser. Pour se faire il est nécessaire de considérer également le niveau du signal appliqué ou la puissance dynamique mise en jeu, responsable de l'entrée du transistor en régime de compression et par voie de conséquence de l'autopolarisation.

Le sens de déplacement du point de polarisation lorsqu'il y a autopolarisation est en outre conditionné par les impédances présentées à chacun des accès du transistor. Les conditions de charge du transistor constituent ainsi un paramètre supplémentaire qui s'ajoute aux deux autres paramètres constitués par le point de polarisation considéré et le niveau des signaux mis en jeu. On constate ici toute la complexité d'une modélisation non-linéaire précise.

Il serait ainsi intéressant de mettre en évidence l'influence de l'autopolarisation sur le comportement fort signal du transistor et de déterminer dans quelle mesure il devient

nécessaire de la prendre en compte. Pour cela il faudrait, par exemple, caractériser en régime impulsionnel le réseau de caractéristiques de sortie ($I(V)$) du transistor dans son état de fonctionnement fort signal et non plus au repos comme on le fait habituellement et considérer les changements de forme du réseau négligeables ou non négligeables par rapport à la forme du réseau transistor au repos.

Une telle procédure de mesure a été mise en oeuvre, mais les résultats obtenus se sont révélés entachés d'une erreur due à une répercussion de l'autopolarisation sur chacune des impulsions, et donc à l'acquisition non plus de valeurs instantanées du réseau de caractéristiques de sortie mais de valeurs moyennes (ou quasi statiques). Pour mener à bien une telle acquisition il serait nécessaire de couper, lors de la mesure dans l'impulsion, le signal HF appliqué, ce qui complique encore le système à mettre en oeuvre pour prendre en compte les effets de l'autopolarisation sur l'état du transistor.

VI-2-1) Limites liées à la nature distribuée de la grille du transistor:

Un autre problème, auquel nous avons déjà fait allusion, survient également. Il concerne la modélisation précise de la région de grille du transistor. Le modèle localisé classique faisant intervenir une diode $I_{gs}(V_{gs})$ et une capacité $C_{gs}(V_{gs})$ (Cf. figure 3-10) n'est pas suffisant pour représenter le comportement réel du transistor en régime de fonctionnement fortement non linéaire. En effet le modèle ne décrit pas de manière satisfaisante le phénomène de propagation du signal le long des doigts de grille du transistor.

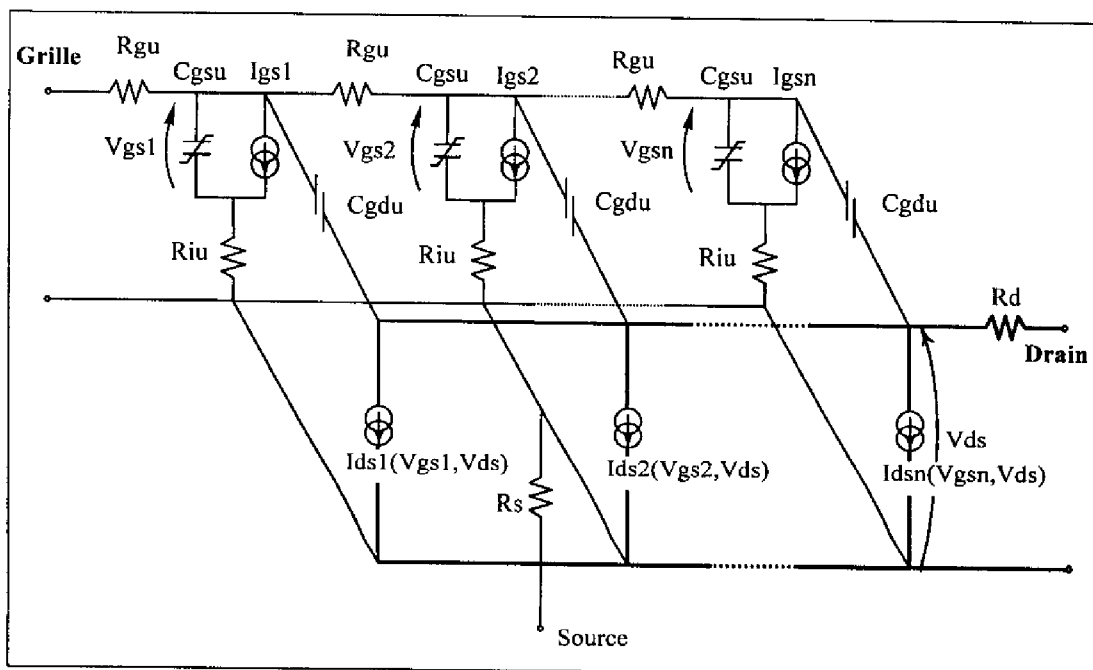


Figure 3-17 : schéma de principe d'un modèle non linéaire de TEC à grille distribuée

Afin de prendre en compte ce phénomène de propagation (dont l'influence augmente avec la fréquence et la taille du transistor), une modélisation distribuée et non plus seulement localisée de la région de grille se révèle nécessaire comme l'ont montré M.Campovecchio et J.Portilla [9,13,14] à travers l'élaboration d'un modèle électrique non-linéaire distribué dont nous présentons figure 3-17 le schéma de principe. Ils ont ainsi montré qu'un tel modèle permettait de mieux ajuster le régime de compression des mesures de $P_s(P_e)$ et présentait ainsi un comportement du transistor moins optimiste mais plus réaliste que le modèle localisé.

Ainsi, nous avons constaté que la non prise en compte du phénomène d'autopolarisation et de la nature distribuée de la grille limitait la précision de prédiction des modèles non linéaires de TEC. Nous pensons que ces deux phénomènes difficiles à considérer dans la modélisation du TEC lorsque celui-ci fonctionne en régime fortement non linéaire sont responsables des différences observées entre simulation et mesures sur le niveau de puissance de notre oscillateur.

Des investigations plus poussées sont en cours concernant le problème de l'autopolarisation qui, s'il n'est pas critique ici, peut le devenir dans le cas des diviseurs de fréquence à TEC par exemple. Certains d'entre eux dans leur principe utilisent en effet le phénomène d'autopolarisation pour déclencher la division de fréquence

VII) COMPORTEMENT EN BRUIT DE PHASE DES OSCILLATEURS :

VII-1) MESURE DU BRUIT DE PHASE :

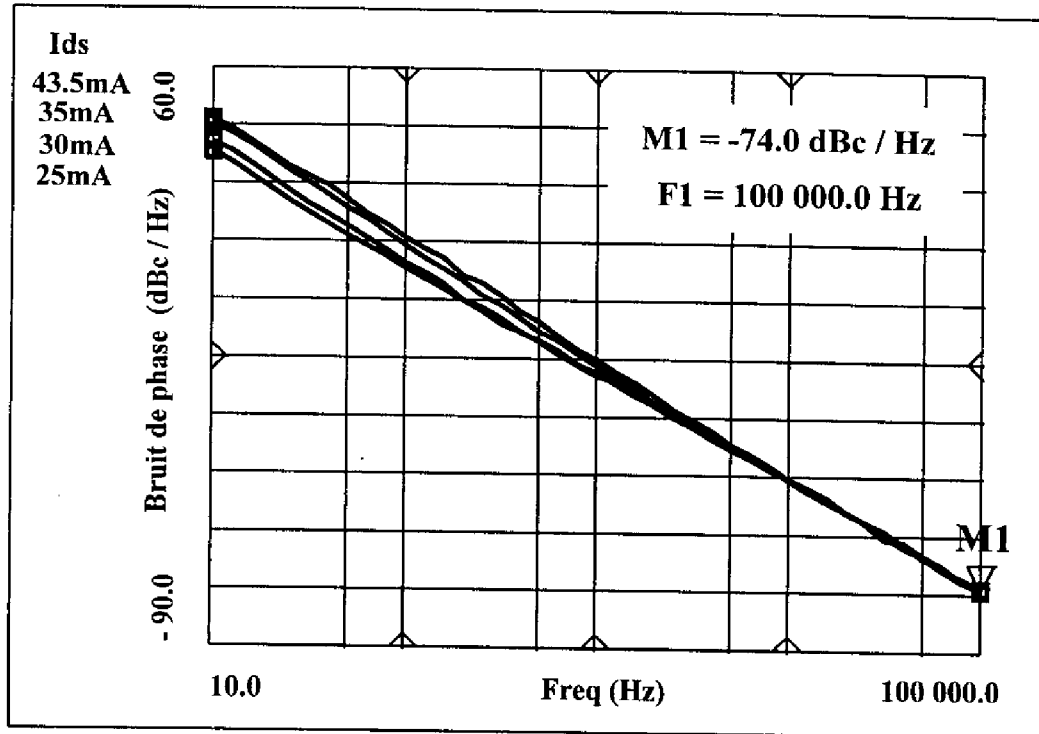


Figure 3-18: Spectre de bruit de phase mesuré pour différentes valeurs de courant à $V_{ds} = 5V$

Le bruit de phase de notre oscillateur a initialement été évalué à l'analyseur de spectre à 100kHz de la porteuse. Il a été mesuré sur plusieurs puces à I_{dss} et à $I_{dss}/2$. Ainsi à I_{dss} selon la puce considérée, nous avons relevé un bruit de phase compris entre -73 dBc/Hz et -77 dBc/Hz à 100kHz de la porteuse. A $I_{dss}/2$, ce bruit de phase a été mesuré dans une fourchette sensiblement identique de -72 dBc/Hz à -77dBc/Hz. Cela situe ses performances en moyenne proche de -75dBc/Hz à 100kHz de la porteuse (valeur moyenne classiquement relevée sur les oscillateurs MMIC à 100 kHz de la porteuse).

L'évaluation du comportement en bruit de phase de l'oscillateur a été précisée par un ensemble de mesures réalisées avec le banc de mesure de fluctuation de phase présenté dans le chapitre I. La figure 3-18 présentent les spectres de bruit de phase obtenus à l'issu de cette caractérisation à $V_{ds} = 5V$ et pour un courant I_{ds} variant de 25mA ($\sim I_{dss}/2$) à I_{dss} .

Les valeurs affichées à 100kHz de la porteuse, quelque soit la valeur du courant, sont de l'ordre de -74 dBc/Hz. Cette mesure est en accord avec l'analyseur de spectre. Nous pouvons remarquer qu'entre 1kHz et 100kHz les spectres relevés se superposent presque. Une différence plus marquée apparaît en dessous de 1kHz où l'on observe une amélioration du bruit de phase au fur et à mesure que l'on pince le transistor. Entre 1kHz et 100kHz la pente des spectres, quel'qu'ils soient, est sensiblement de -30 dB par décade. Elle traduit la présence de bruit en $1/f$ converti.

VII-2) MESURE ET MODELISATION DU BRUIT BASSE FREQUENCE DU MESFET UTILISE :

La mesure des densités spectrales de bruit en tension (la forte impédance d'entrée du TEC rendant généralement la composante de bruit en courant négligeable) a été réalisée sur tranche sur les transistors de test placés sur la puce (Figure 3-6) et à l'aide d'un banc de mesure développé au laboratoire [5]. La figure 3-19 représente les sources de bruit associées au transistor et ramenées à son entrée. La source de bruit en courant vis à vis de la source de bruit en tension peut être négligée pour la raison donnée ci-dessus.

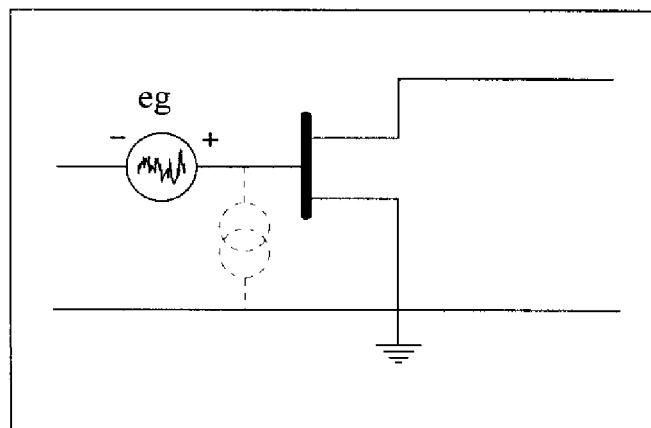


Figure 3-19 : schéma équivalent en bruit du MESFET

Les mesures de bruit en tension ramené à l'entrée du transistor effectuées à $V_{ds}=5V$ pour différentes valeurs de courant I_{ds} variant de 20 mA à I_{dss} sont données sur la figure 3-20. Nous pouvons constater qu'à 100kHz, les spectres se rejoignent. A cette fréquence la valeur de la densité spectrale de bruit en tension se trouve comprise entre $2.10^{-15} V^2/Hz$ et $4.10^{-15} V^2/Hz$, ce qui constitue une performance moyenne pour un MESFET [5]. Entre 1kHz et 10 kHz, les spectres présentent une décroissance sensiblement proche de $1/f^2$. Cette évolution de la densité spectrale de bruit en tension traduit la présence d'un spectre Lorentzien et donc l'existence d'un plateau de G-R à des fréquences inférieures à 750 Hz et

ceci pour chacune des polarisations considérées. Pour une fréquence supérieure à 10 kHz les spectres tendent vers un décroissance en $1/f$. Nous observons de manière générale une diminution du bruit basse fréquence lorsqu'on pince le transistor, cette tendance s'est constatée de la même manière sur le bruit de phase mais de façon moins marquée. Par contre aucune décroissance en $1/f^2$ n'est observée sur les spectres de bruit de phase. La présence de bruit de G-R n'apparaît pas contrairement aux spectres de bruit BF. Ceci amène à penser que le bruit basse fréquence du transistor au repos et en état de fonctionnement fort signal n'est pas le même. C'est ce qui a été montré par J. Verdier et O. Llopis dans [12].

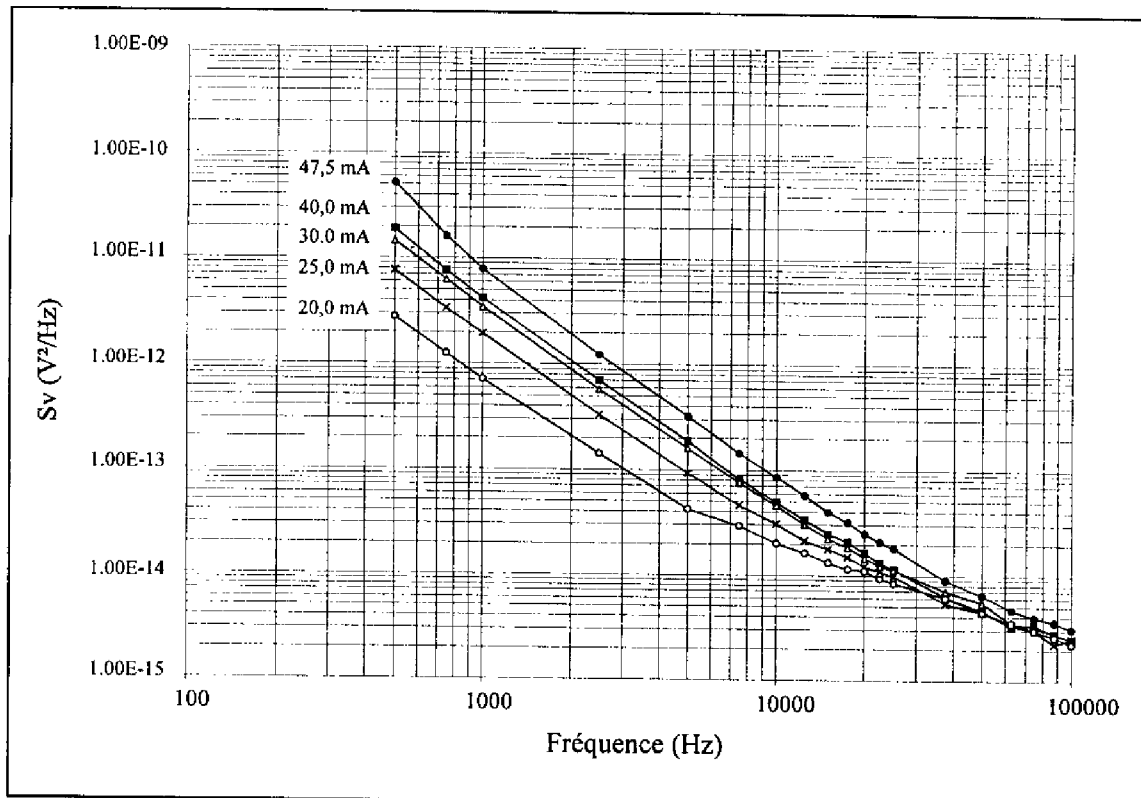


Figure 3-20 : Densité spectrale mesurée du bruit en tension du MESFET 4x75 à $V_{ds}=5V$ et en fonction du courant de drain I_{ds} .

Malgré cette constatation nous avons procédé à l'extraction du générateur équivalent de bruit en tension ramené à l'entrée du transistor au point de repos $V_{ds}=5V$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$. Le modèle a été obtenu selon [5] par ajustement de la densité spectrale de bruit en tension mesurée. L'expression analytique de ce modèle est telle que :

$$S_v(f) = \frac{Bf}{f} + \frac{C01/f01}{1 + (f/f01)^2} + \frac{C02/f02}{1 + (f/f02)^2} \quad (3-6)$$

Cette relation prend en compte la contribution d'une source de bruit en $1/f$ et de deux sources de bruit de G-R présentant une forme de spectre lorentzien. Les valeurs des paramètres réalisant l'ajustement sont telles que :

$$B_f = 1.641 \cdot 10^{-11}, C_{01} = 5.214 \cdot 10^{-10}, F_{01} = 2.256 \cdot 10^5, C_{02} = 6.664 \cdot 10^{-8}, F_{02} = 39.52$$

Ce modèle a été intégré au simulateur MDS pour procéder à l'analyse du bruit de phase à $V_{ds}=5V$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$ de l'oscillateur conçu.

VII-3) SIMULATION DU BRUIT DE PHASE :

L'acquisition de la version du simulateur MDS permettant l'analyse du bruit de phase s'est faite bien après l'envoi en fonderie de nos circuits. Nous n'avons donc pas pu procéder au moment de la conception à une évaluation des performances en bruit de phase de notre oscillateur. Cette analyse a été réalisée après coup. La figure 3-22 présente les résultats de simulation obtenus à partir du modèle de bruit BF élaboré précédemment pour les deux modèles fort signal du MESEET et au point de polarisation $V_{ds}=5V$ et $I_{ds}=I_{dss}/2$. Ces résultats d'analyse sont comparés au bruit de phase mesuré.

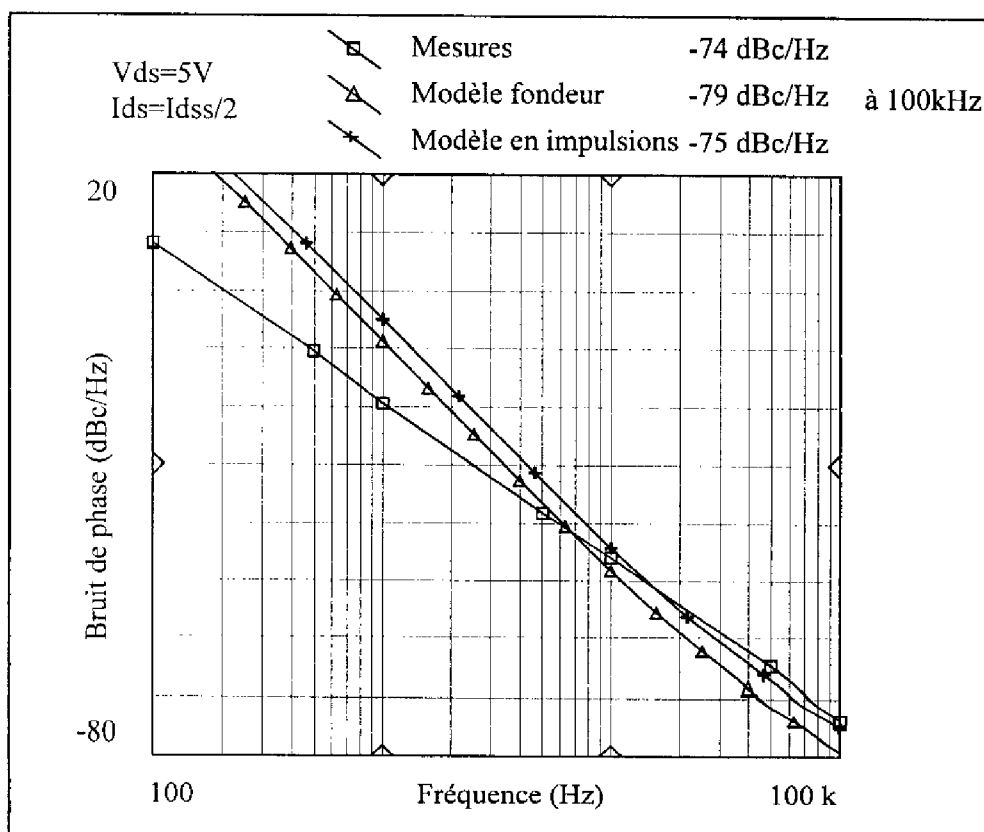


Figure 3-21 : Bruit de phase simulé et mesuré

Les résultats de simulation que ce soit avec le modèle fondeur ou le modèle en impulsions restent cohérents avec le modèle de bruit BF rentré dans MDS. Jusqu'à 10 kHz nous observons bien une décroissance du spectre de -40dB par décade correspondant à la contribution de la composante de bruit en $1/f^2$ converti. Au delà de 10kHz la forme du spectre tend vers une décroissance de -30 dB par décade qui est l'expression du bruit en $1/f$ converti. Les différentes contributions du bruit basse fréquence mesuré se retrouvent donc bien dans le bruit de phase. Si l'on compare maintenant les spectres de bruit de phase simulés au spectre mesuré, on observe dans leur forme une différence importante mais envisagée dès le départ. Le bruit de phase mesuré ne présente qu'une composante en $1/f$.

Par contre, nous pouvons remarquer que les niveaux de bruit de phase simulés ici affichent des valeurs tout à fait réalistes. A 100 kHz de la porteuse les performances simulées sont pour le modèle fondeur de -79 dBc/Hz et pour le modèle en impulsions de -75dBc/Hz. Ces résultats peuvent étonner si l'on considère les doutes émis concernant les capacités de prédiction des modèles fort signal utilisés et le fait que les niveaux de bruit BF sont certainement différents lorsque le transistor est en régime de fonctionnement fort signal.

VIII) CONCLUSION :

Nous avons dans ce chapitre mis en oeuvre la méthodologie de conception développée dans le deuxième chapitre. Un oscillateur libre MMIC à base de MESFET à la fréquence de 11.9 GHz a été conçu à l'aide de cette méthode. Nous avons présenté les résultats de mesures que nous avons confrontés à la simulation. Des différences sont apparues sur les niveaux de puissance d'oscillation mesurés et simulés qui nous ont conduit à émettre des doutes sur les capacités de prédiction du modèle fondeur utilisé pour notre conception. Nous avons alors élaboré un modèle fort signal du MESFET utilisé à partir de mesures en impulsions de manière à mieux contrôler les phénomènes de pièges et thermiques conditionnant le fonctionnement du transistor. Cette approche présente l'intérêt de se distinguer de l'approche fondeur. Ce dernier fournit en effet un modèle d'une part issu d'étude statistiques devant garantir une fiabilité par rapport aux dispersions technologiques, et d'autre part, élaboré à partir de mesures statiques du réseau de caractéristiques de sortie. Il prend en compte artificiellement les effets de pièges et thermiques à travers l'utilisation d'une cellule (R,C). L'extraction d'un modèle fort signal en impulsions nous a permis de confronter notre approche à celle du fondeur. Elles se sont révélées donnant sensiblement les mêmes résultats. Ceci nous a conduit à mener une réflexion sur la mise en oeuvre des techniques de caractérisations actuellement utilisées pour l'extraction de modèle non-linéaire de Transistors à Effet de Champ et sur la limite de validité de ces derniers.

Les différences observées entre simulations et mesures sur notre oscillateur ont ainsi été attribuées au phénomène d'autopolarisation et à la nature distribuée de la région de grille du TEC, dont l'influence n'est prise en compte ni dans l'une ni dans l'autre des deux approches. Ceci a permis de mettre en évidence les limites concernant la modélisation en régime de forts signaux de TEC. Nous apportons ainsi une contribution au problème, révélé dans toute sa complexité ici, de la modélisation non-linéaire en vue d'applications analogiques hyperfréquences.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la présentation des performances en bruit de phase de notre oscillateur. Une comparaison simulation-mesure est présentée. Elle permet de constater les insuffisances concernant la modélisation en bruit BF des TEC. Malgré tout, nous obtenons des résultats à 100 kHz de la porteuse tout à fait réalistes.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **GEC-Marconi**, Materials Technology, "GaAs IC Foundry Design Manual, Process F20/F14"
- [2] **W.R. Curtice and M. Ettenberg**, " A Nonlinear GaAs FET Model for Use on the Design of Output Circuits for Power Amplifiers", IEEE MTT, vol MTT-33, N°12, December 1985, pp 1383-1394.
- [3] **Hewlett Packard**, "Component Catalog, Volume 4 - Microwave Library Components", Manuels d'utilisation MDS version 6 Avril 1994.
- [4] **C.Camacho-Penalosa, C.S.Aitchison**, "Modelling frequency dependence of output impedance of a microwave MESFET at low frequencies", Electronics Letters, 6th June 1985.
- [5] **Thierry Parra**, "Modélisation du transistor MESFET GaAs utilisé en régime de forts signaux. Application à la conception d'un limiteur de puissance monolithique à distorsion de phase minimale", thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse le 26 Septembre 1991.
- [6] **J.M. Dienot**, "Banc automatique de caractérisation en régime impulsionnel de transistors à effets de champ", Rapport de stage de DEA, LAAS-CNRS, Toulouse, Juin 1990.
- [7] **J.P.Teyssier**, "Caractérisations en impulsions des transistors microondes : application à la modélisation non-linéaire pour la CAO des circuits", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 13 Janvier 1994.
- [8] **Robert Plana**, " Bruit de fond dans les transistors à effet de champ et bipolaires pour micro-ondes", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse le 12 Février 1993.
- [9] **M.Campovecchio, C.Sommet, J.Portilla, R.Quéré**, "Limitations des modèles actuels de pour des applications fortement non linéaires", 8èmes JNM, BREST, 12-13-14 Mai 1993.
- [10] **Y. Tajima**, "Design of broad-band power GaAs FET amplifiers", IEEE MTT, Vol32, N°3, March 1984.
- [11] **F.Dupis**, "Analyse temporelle et conception d'oscillateurs micro-ondes à faible bruit de phase", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 1987.

[12] **J.Verdier, O.Llopis, R.Plana et J.Graffeuil**, "Etude du bruit basse fréquence dans les composants à effet de champ micro-ondes en régime de fonctionnement fortement non-linéaire. Application aux oscillateurs à haute pureté spectrale", 9ème JNM, PARIS CNAM, 4-5-6 Avril 1995, 5B7.

[13] **M.Campovecchio**, " Méthodes de conception d'amplificateurs de puissance microondes large bande à transistors à effet de champ. Application aux amplificateurs distribués en technologie MMIC", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges soutenue le 29 Janvier 1993.

[14] **J.Portilla Rubin**, "Modélisation électrique des transistors à effet de champ pour la CAO des circuits microondes linéaires et non linéaires", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges soutenue le 23 Février 1994.

CHAPITRE IV

CONCEPTION ET REALISATION D'OSCILLATEURS MMIC A BASE DE TBH GaAlAs/GaAs



CHAPITRE IV

CONCEPTION ET REALISATION D'OSCILLATEURS MMIC A BASE DE TBH GaAlAs/GaAs

1) INTRODUCTION :

L'idée d'une hétérostructure a été énoncée dans les années 50, les progrès technologiques ont rendu la réalisation possible du Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH) dans les années 70. Celui-ci, ces dix dernières années, dans le domaine des micro-ondes, a fait l'objet d'investigations étendues afin d'en déterminer les potentialités par rapport à une variété multiple d'applications, en particulier pour les circuits intégrés monolithiques micro-ondes [1-7]. Un événement récent d'importance, concernant l'histoire de ce transistor, s'est produit en 1992 avec l'ouverture à l'exploitation commerciale, par TRW, et pour la première fois, d'une fonderie MMIC à TBH GaAlAs/GaAs. Cette ouverture, symbolique en soi, démontre la maturité atteinte par ce transistor qui vient ainsi concurrencer ses homologues bipolaire Silicium, MESFET, HEMT et HEMT Pseudomorphe dans le domaine des micro-ondes et de l'intégration monolithique.

Le travail présenté dans ce dernier chapitre prend part à un multiprojet, initié par le LAAS, regroupant plusieurs partenaires industriels et universitaires (ATES, CNET, CNES, Dassault Electronique, AIME, IRCOM Limoges, LAAS) et visant à évaluer les potentialités de la filière MMIC à TBH GaAlAs/GaAs de TRW. Plusieurs circuits ont pu être réalisés dans ce cadre par chacun des partenaires [8]. Nous présentons pour notre part les résultats concernant les oscillateurs MMIC que nous avons conçus [12,15,16].

Par rapport à cette fonction, le TBH est perçu comme possédant des qualités qui théoriquement doivent permettre de réaliser des oscillateurs à bonne pureté spectrale en technologie MMIC [1-3,6,7]. Les raisons en sont les suivantes :

Le TBH est à structure verticale. La conséquence en est que le flux de porteurs qui circule dans la région active se trouve isolé de la surface et de l'interface avec le substrat qui sont généralement les endroits où les effets de piégeage sont les plus importants. Le bruit du transistor provoqué par ces effets se trouve donc fortement réduit. Le transistor bipolaire est enfin connu pour présenter un faible bruit en $1/f$. Le TBH est donc théoriquement moins bruyant que ses homologues à effet de champ possédant une structure planar et fortement soumis aux effets de surface et d'interface. Il se présente donc

potentiellement comme un bon candidat à la réalisation d'oscillateurs à faible bruit de phase [19,21-26].

Il possède en outre une puissance de sortie par unité de surface supérieure aux transistors à effet de champ. Ce qui suppose donc des applications à consommation réduite.

Enfin, vis à vis du transistor bipolaire Silicium et bien que celui ci ait tendance aujourd'hui à monter en fréquence [9,10,11,20], il présente le gros avantage de travailler à des fréquences du même ordre de grandeur que le MESFET, approchant et atteignant comme certaines réalisations en témoignent le domaine millimétrique [3,23].

Ces quelques caractéristiques énumérées ici démontrent tout l'intérêt suscité par ce type de transistor pour son application à la fonction oscillateur.

A l'origine de ce travail, trois objectifs ont été définis :

- tout d'abord, appliquer la méthodologie élaborée dans le chapitre 2 à la conception d'oscillateurs à base de transistor bipolaire afin d'en confirmer la souplesse et l'efficacité d'utilisation,

- ensuite, évaluer la précision de prédiction des modèles fournis par TRW concernant la fréquence d'oscillation et le niveau de puissance de sortie des oscillateurs conçus pour des fréquences supérieures à 5GHz,

- et enfin essayer d'apprécier au mieux les potentialités de cette filière par rapport à la réalisation de source à faible bruit de phase.

Nous présentons ainsi dans une première partie la technologie utilisée pour nos applications, un descriptif rapide en est fait dans lequel ses caractéristiques principales sont énumérées. Le modèle constructeur du TBH utilisé pour nos conceptions est ensuite développé. Nous expliquons rapidement de quelle manière il a été intégré dans la bibliothèque du simulateur utilisé.

A l'aide de la méthodologie élaborée dans le chapitre 2, trois oscillateurs ont été conçus et réalisés : un oscillateur libre, ce même type d'oscillateur mais complété d'un étage tampon de sortie et enfin un oscillateur contrôlé en tension (OCT). Les performances attendues puis mesurées du premier oscillateur sont tout d'abord présentées. Son comportement en bruit de phase est également considéré. De la même manière sont présentées les performances de l'oscillateur à buffer. Nous terminons ensuite par l'oscillateur contrôlé en tension. De cet ensemble de comparaisons et d'analyses sont tirées les premières conclusions concernant la technologie mise en oeuvre.

II) TECHNOLOGIE MONOLITHIQUE MISE EN OEUVRE :

La fonderie TRW permet la fabrication de circuits intégrés monolithiques à partir de Transistors Bipolaires à Hétérojonction GaAlAs/GaAs à contacts de base autoalignés sur le mesa d'émetteur (Self-Aligned Base Metal (SABM) process) et possédant des largeurs d'émetteur de 2 ou 3 μm . Les circuits sont réalisés sur un substrat de 3 pouces de diamètre et initialement d'environ 600 μm d'épaisseur, affiné au cours du processus de fabrication pour obtenir 100 μm . En plus des TBH, la technologie proposée par TRW permet au concepteur de disposer de diodes Schottky ainsi que de diodes PIN.

Parmi les éléments passifs disponibles, on trouve des résistances à film mince Nickel-Chrome, des capacités MIM (Métal-Isolant-Métal) et interdigitées, ainsi que des inductances spirales. Le film mince NiCr à partir duquel sont réalisées les résistances possède une résistance de surface par carré de $100\Omega/\square$. Pour des capacités de valeur supérieure à 0.5 pF, les capacités MIM sont généralement utilisées. Elles permettent de réaliser des valeurs de capacités de 300 pF par mm^2 . Pour des valeurs plus faibles sont utilisées les capacités interdigitées. Les inductances spirales nous permettent d'obtenir des valeurs d'inductance jusqu'à 17 nH.

Cette technologie destinée à des applications hyperfréquences se caractérise d'autre part, par l'utilisation d'interconnexions par pont à air (minimisation capacité parasite), de lignes de transmission à substrat fin (100 μm), et d'accès au plan de masse par trous métallisés (via holes). Les interconnexions entre les différents éléments constituant le circuit peuvent se faire à l'aide de deux niveaux de métallisation. Le processus de fabrication d'un circuit monolithique nécessite 15 étapes de masquages. Une vue en coupe d'un TBH est montrée figure 4-1 sur laquelle a été mis en évidence l'autoalignement des contacts de base sur le mesa d'émetteur, ce qui permet essentiellement de réduire la résistance de base externe parasite.

Les modèles électriques, donnés dans le manuel de conception de la fonderie de chacun des éléments énumérés ont été intégrés à la bibliothèque du simulateur. Par contre, les dessins des masques de chacun de ces éléments ont été fournis sur bande par le fondeur, et ont pu être directement utilisés lors de l'élaboration des masques du circuit.

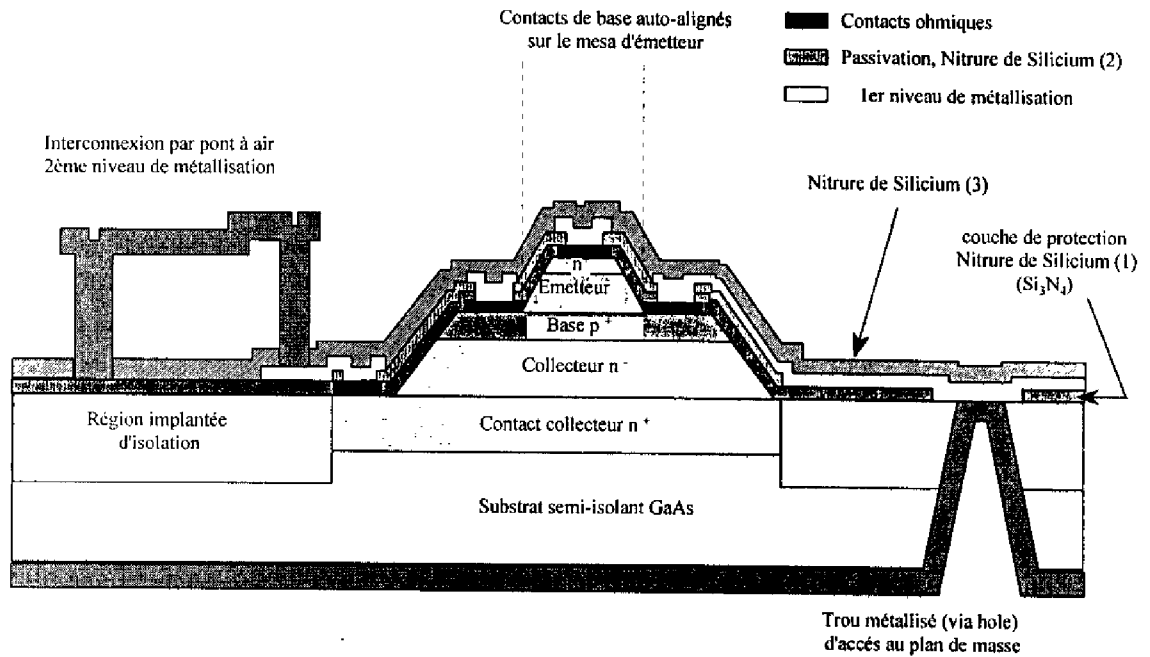


Figure 4-1 : Technologie TRW - Vue en coupe d'un TBH

III) MODELE DU TBH :

Le modèle utilisé pour la conception de nos oscillateurs est celui fourni par le fondeur [13,14]. Il constitue une extension du modèle de Gummel-Poon du transistor bipolaire à homojonction sur Silicium utilisé dans SPICE. Le modèle du TBH est obtenu en rajoutant au modèle du transistor bipolaire une diode entre base et émetteur ainsi que deux capacités parasites base-collecteur et collecteur-émetteur (C_{bep} et C_{bcp}). La topologie du modèle rentré dans MDS est donnée Figure 4-2. Il fait intervenir 10 non-linéarités, chacune caractéristique d'un phénomène particulier du fonctionnement statique ou/et dynamique du transistor. Nous allons donner dans ce qui va suivre l'expression de chacune de ces non-linéarités et expliquer succinctement, de manière informelle, les phénomènes représentés par chacune d'elle.

Le besoin d'accéder aux tensions et courants intrinsèques du transistor nous a contraint à reconstruire le modèle fourni par TRW non-linéarité après non-linéarité comme le fait apparaître le schéma de la Figure 4-2, ceci afin de pouvoir appliquer la méthodologie de conception définie dans le chapitre 2 à nos oscillateurs. C'est la raison pour laquelle les

équations classiques du modèle sont présentées. Celui-ci est venu compléter la bibliothèque du simulateur utilisé.

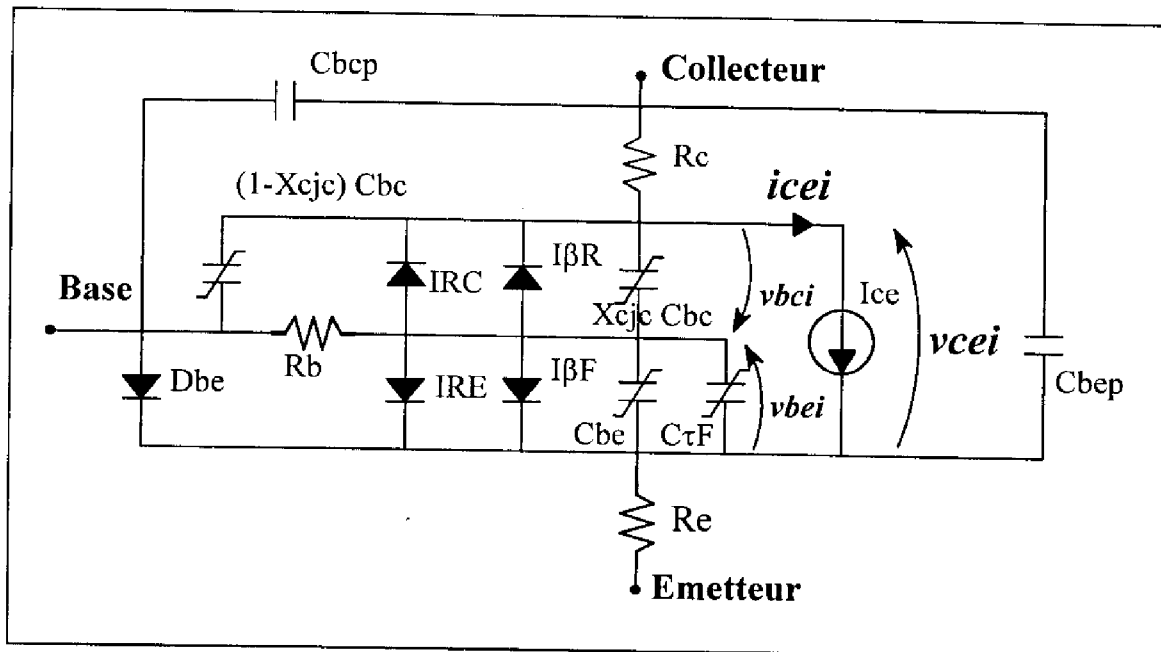


Figure 4-2 : Modèle constructeur du TBH utilisé

Non-linéarités associées au modèle SPICE du transistor bipolaire :

Considérons, la Figure 4-2 représentative du modèle.

Courant Ice :

La source de courant principale I_{ce} issue directement de l'effet transistor est constituée des deux sources de courant I_{cc} et I_{ee} .

En fonction de ces deux sources, nous avons :

$$I_{ce} = I_{cc} - I_{ee} \quad (4-1)$$

Le courant collecteur direct I_{cc} est la fraction récupérée sur le collecteur du courant d'électron injecté de l'émetteur dans la base . I_{cc} a pour expression :

$$I_{cc} = \left(1 - \frac{v_{bcj}}{V_{AF}}\right) \cdot I_s \cdot \left(\exp \frac{v_{bej}}{NF U_t} - 1\right) \quad (4-2)$$

où v_{bej} et v_{bcj} sont respectivement les tensions de commande intrinsèques base-émetteur et base-collecteur, I_s est le courant de saturation, V_{AF} la tension d'Early directe et NF le coefficient de non-idéalité directe. $U_t = k T/q$.

Le modèle prend en compte le phénomène de modulation de la largeur de base (effet Early) par introduction sur le courant de saturation I_s de la tension d'Early. L'effet Early rend le courant direct I_{cc} dépendant de la tension v_{bei} .

L'expression du courant d'électron inverse de la jonction base-collecteur est analogue à l'expression du courant direct I_{cc} . Nous avons :

$$I_{ce} = \left(1 - \frac{v_{bei}}{VAR}\right) \cdot I_s \cdot \left(\exp \frac{v_{bei}}{NR U_t} - 1\right) \quad (4-3)$$

avec VAR, la tension d'Early inverse, NR, le facteur de non-idéalité inverse.

Jonction base-émetteur :

La jonction base-émetteur du transistor est définie à l'aide de deux diodes en parallèle. Une première diode représente la fraction de courant récupérée sur la base et ne participant pas par conséquent à l'effet transistor. Le courant associé à cette diode s'écrit :

$$I_{\beta_F} = \frac{I_s}{\beta_F} \left(\exp \frac{v_{bei}}{NF U_t} - 1\right) \quad (4-4)$$

dans cette expression apparaît le gain en courant direct, β_F , de la configuration émetteur commun.

La deuxième diode prend en compte les phénomènes de recombinaisons à l'interface, dans les zones de charge d'espace et en surface du transistor par rapport au courant global, ceci à faible niveau de courant. L'évolution de ces courants de recombinaison peut être modélisée par une diode classique sur la jonction base-émetteur du transistor et de manière similaire, comme nous le précisons plus loin, sur la jonction base-collecteur. Nous avons:

$$I_{RE} = I_{SE} \cdot \left(\exp \frac{v_{bei}}{NE U_t} - 1\right) \quad (4-5)$$

avec I_{SE} , le courant de saturation, NE le facteur d'idéalité de la diode modélisant cet effet.

Le courant total de la jonction base-émetteur est tel que :

$$I_{be} = I_{\beta_F} + I_{RE} \quad (4-6)$$

Jonction base-collecteur :

A la jonction base-collecteur, on retrouve des expressions analogues aux précédentes et faisant également intervenir deux diodes en parallèle. Ainsi, de la même manière nous avons :

$$I\beta_R = \frac{I_s}{\beta_R} \left(\exp \frac{v_{bci}}{NR U_t} - 1 \right) \quad (4-7)$$

où apparaît le gain en courant inverse β_R

$$I_{RC} = ISC \cdot \left(\exp \frac{v_{bci}}{NC U_t} - 1 \right) \quad (4-8)$$

Le courant total entre base et collecteur a pour expression :

$$I_{bc} = I\beta_R + I_{RC} \quad (4-9)$$

Le modèle non-linéaire du TBH fait également apparaître des non-linéarités spécifiquement dynamiques prenant en compte les phénomènes de stockage et de destockage de charges.

Les capacités de transition des jonctions, représentées par C_{be} et C_{bc} , sont dues à la présence de charges stockées de part et d'autre des zones de charges d'espace respectivement des jonctions base-émetteur et base-collecteur.

Capacité de transition base-collecteur :

Le modèle de la capacité de déplétion base-collecteur est distribué aux bornes de la résistance R_b par l'intermédiaire d'un paramètre $XCJC$. L'expression générale de cette capacité est de la forme :

$$C_{bcR} = \frac{CJC}{\left(1 - \frac{v_{bci}}{VJC} \right)^{(-MJC)}} \quad \text{lorsque } v_{bci} < FC \cdot VJC \quad (4-10a)$$

$$C_{bcF} = \frac{CJC}{(1 - FC)^{(1+MJC)}} \cdot \left[1 - FC \left(1 + MJC + MJC \frac{v_{bci}}{VJC} \right) \right] \quad \text{pour } v_{bci} > FC \cdot VJC \quad (4-10b)$$

avec VJC , barrière de potentiel de la jonction base-collecteur
 CJC , la valeur de la capacité de déplétion base-collecteur à 0V
 MJC , coefficient dont la valeur est comprise entre 1/3 (jonction graduelle) et 1/2 (jonction abrupte)
 FC , facteur de linéarisation de la capacité

En la distribuant de part et d'autre de R_b , nous obtenons Cbc_1 telle que :

$$Cbc_{R1} = Cbc_R \cdot XCJC \quad \text{si } v_{bci} < FC \cdot VJC \quad (4-11a)$$

$$Cbc_{F1} = Cbc_R \cdot XCJC \quad \text{si } v_{bci} > FC \cdot VJC \quad (4-11b)$$

et Cbc_2 telle que :

$$Cbc_{R2} = Cbc_R \cdot (1-XCJC) \quad \text{si } v_{bci} < FC \cdot VJC \quad (4-12a)$$

$$Cbc_{F2} = Cbc_R \cdot (1-XCJC) \quad \text{si } v_{bci} > FC \cdot VJC \quad (4-12b)$$

Capacité de transition base-émetteur :

La capacité de transition base-émetteur, Cbe , s'écrit sous une forme identique à Cbc :

$$Cbe_R = \frac{CJE}{\left(1 - \frac{v_{bei}}{VJE}\right)^{(-MJE)}} \quad \text{quand } v_{bei} < FC \cdot VJE \quad (4-13a)$$

$$Cbe_F = \frac{CJE}{(1-FC)^{(1+MJE)}} \cdot \left[1 - FC \left(1 + MJE + MJE \frac{v_{bei}}{VJE}\right)\right] \quad \text{si } v_{bei} > FC \cdot VJE \quad (4-13b)$$

avec VJE , barrière de potentiel, CJE , capacité à 0V, MJE coefficient similaire à MJC , de la jonction considérée.

Capacités de diffusion :

A ces phénomènes de charges accumulées aux bornes des régions déplétées s'ajoutent un phénomène de diffusion dû aux charges totales en transit dans les régions actives. Celles-ci s'expriment en fonction des temps de transit des porteurs et des courants injectés par les jonctions. Des capacités de diffusion leurs sont associées. Le modèle proposé par TRW ne considère que la capacité de diffusion base-émetteur ou capacité de diffusion directe faisant intervenir le temps de transit direct τ_F et prenant en compte le stockage de charges dû aux effets de transit de porteurs.

Cette capacité s'exprime de la manière qui suit

$$C\tau_F = \tau_F \cdot \left(1 - \frac{v_{bci}}{VAF} - \frac{v_{bei}}{VAR}\right) \frac{I_s}{NF \cdot Ut} \exp\left(\frac{v_{bei}}{NF \cdot Ut}\right) \quad (4-14)$$

Excès de phase :

Le modèle prend enfin en compte un phénomène appelé excès de phase qui traduit l'existence d'un retard à la commande de la source de courant I_{ce} . Ce retard est modélisé par l'intermédiaire du paramètre PTF.

L'excès de phase est relié à PTF et τ_F et s'exprime ainsi :

$$\tau = \tau_F \text{ PTF} \frac{\pi}{180} \quad (4-15)$$

Il n'apparaît pas de manière explicite sur le schéma de la Figure 4-2.

Diode base - émetteur :

La diode base-émetteur, Dbe, se rajoute au modèle SPICE du transistor bipolaire. Elle prend en compte les phénomènes de recombinaison de porteurs dont le périmètre base-émetteur est le siège. Son modèle est celui d'une diode classique.

Nous venons de faire rapidement le descriptif du modèle du TBH que nous avons utilisé pour concevoir nos oscillateurs. Ce modèle a été publié par Grossman et al en Mars 1992 [13]. TRW, dans le manuel de fonderie, précise ne l'avoir utilisé que pour des applications jusqu'à 5 GHz. Il ne nous le garantit donc que jusqu'à cette fréquence. Grossman mentionne dans son article qu'au delà de cette fréquence, des limitations concernant la précision précise du comportement fort signal du transistor peuvent apparaître.

Ces différentes considérations montre l'intérêt de la poursuite d'un travail prospectif visant à évaluer la précision de prédiction du modèle à des fréquences de travail supérieures à 5 GHz, et pour des fonctions possédant des régimes de fonctionnement fortement non-linéaires.

IV) CONCEPTION ET REALISATION DE PLUSIEURS OSCILLATEURS : [12,15,16]

La méthodologie utilisée pour la conception de nos oscillateurs est la même que celle développée au chapitre 2. Elle consiste ainsi essentiellement à optimiser le cycle de charge intrinsèque au transistor et s'applique de la même manière au TBH et au MESFET. Le cycle de charge est prélevé aux bornes de la source de courant principale Ice (Figure 4-2). Il est la représentation instantanée du courant collecteur intrinsèque $i_{cei}(t)$ en fonction de la tension collecteur-émetteur intrinsèque $v_{cei}(t)$, et rend compte de la manière dont s'effectue le transfert de puissance vers la charge. Nous ne reviendrons donc pas sur la méthode de conception. Nous renvoyons pour cela au chapitre 2. Nous ne présenterons que les résultats de simulation des oscillateurs optimisés.

La topologie choisie pour nos oscillateurs est dans tous les cas une topologie de type contre-réaction série. La raison de notre choix tient au fait que c'est une des topologies les plus fiables et par conséquent la plus utilisée par les concepteurs d'oscillateur. Elle constitue donc une bonne référence quant à l'évaluation des performances de la technologie

utilisée par rapport à la fonction oscillateur. D'autre part, la place disponible pour la réalisation des circuits étant réduite et la fabrication de ceux-ci se déroulant au cours d'un "run" unique, il ne nous a pas été possible de varier les topologies. La fiabilité éprouvée de la contre-réaction série a ainsi prévalu. Enfin, l'étude prospective présentée dans le troisième chapitre concernant le choix de la topologie d'un oscillateur à base de MESFET a également été prise en considération.

La fréquence de travail de nos oscillateurs a été en partie déterminée par les restrictions mentionnées par le fondeur concernant les garanties de validité du modèle fort signal au delà de 5 GHz. Celle-ci avait été choisie au départ à 9GHz. Pour recevoir les circuits nous avons dû attendre plus d'un an. Entre temps le fondeur nous a fait parvenir un modèle avec des valeurs de paramètres modifiées par rapport au modèle initial. La prise en compte de ces nouveaux paramètres a entraîné un décalage de la fréquence à 8.6GHz que nous n'avons pas jugé utile de recalculer celle-ci ayant été choisie par nous même de manière tout à fait arbitraire. Elle nous permet de poursuivre un travail prospectif concernant l'évaluation de la précision de prédiction des modèles à des fréquences supérieures à 5GHz et par rapport à la fonction oscillateur. Elle n'est d'autre part pas éloignée de cette fréquence de manière trop critique afin de garantir à nos conceptions une relative chance de succès.

IV-1) OSCILLATEUR LIBRE A 8.6 GHZ :

IV-1-1) Optimisation - Résultats de simulation :

Le transistor choisi pour nos conceptions est un TBH de 4 doigts d'émetteur de $2\mu\text{m}$ par $10\mu\text{m}$ dont le modèle a été donné dans le paragraphe précédent. La valeur de chacun des paramètres du modèle est donnée dans le tableau 4-1. Des mesures de paramètres S réalisées sur un transistor échantillon de dimension identique à celui utilisé ici, avant le lancement de la fabrication des circuits, nous a donné quelques informations concernant ses performances fréquentielles. Ainsi pour le point de polarisation suivant : $V_{ce} = 3\text{V}$ et $I_{ce} = \frac{I_{c_{max}}}{2} = 8\text{mA}$, nous avons pu déterminer une fréquence de transition, F_T , de 30 GHz et une fréquence maximale d'oscillation, F_{max} , de 65 GHz. Ces deux déterminations situent les potentialités de cette technologie dans la gamme des ondes millimétriques.

La figure 4-3 présente le schéma électrique de l'oscillateur conçu. Le circuit d'adaptation de sortie est identique à celui de l'oscillateur à MESFET réalisé précédemment. C'est un circuit d'adaptation utilisant l'inductance de choc du circuit de polarisation collecteur et la capacité de liaison vers la charge. La polarisation de base se fait à travers une résistance d'environ $3\text{ k}\Omega$. La capacité de contre-réaction sur l'émetteur, et l'inductance, présentée par la ligne sur la base, contribuent à rendre instable le transistor et à fixer la fréquence

d'oscillation. Les valeurs des éléments du circuit données sur le schéma de la Figure 4-3 sont essentiellement indicatives, elles ne modélisent pas l'oscillateur de manière stricte mais permettent d'apprécier avec une bonne précision l'ordre de grandeur de chacun des éléments mis en jeu dans celui-ci.

Le point de polarisation du circuit a été fixé par rapport aux spécifications limites données par le constructeur, à savoir une tension collecteur-émetteur V_{ce} n'excédant pas 5V et un courant collecteur maximal au continu, $I_{c_{max}}$, de 16 mA. La tension de polarisation V_{ce} a ainsi été choisie à 4V. Le courant de base a été fixé à 300 μA , soit un courant I_{ce} d'environ 14 mA. Ceci correspond à un gain statique en courant de l'ordre de 47. La puissance de polarisation ($P_{dc} = I_{ce} V_{ce}$) fournie au circuit est ainsi de 56 mW, si l'on suppose négligeable la puissance consommée sur la base.

<i>Paramètres Transistor</i>			Fract°de capa intrinsèque	XCJC	0.288
Courant saturat° C	IS	$1.46.10^{-23} A$	Potentiel de jonct° B E	VJE	1.45 V
Courant saturat°recomb B	ISE	$2.28.10^{-22} A$	Coef de gradualité B E	MJE	0.61
Courant saturat° recomb. C	ISC	$1.93.10^{-14} A$	Potentiel de jonct° B C	VJC	1.18 V
Facteur d'idéalité (FI) C	NF	1.06	Coef de gradualité B C	MJC	0.5
FI B	NE	1.25	Facteur linéarisat° capa	FC	0.6
FI E	NR	1	Résistance B totale	RB	7.07 Ω
2e FI B Inverse	NC	1.95	Résistance C totale	RC	10.44 Ω
Gain courant direct	BF	600	<i>Paramètres diode Base Emetteur</i>		
Gain courant Inverse	BR	2	Courant Saturat°B Sndaire	IS	$4.21.10^{-15} A$
Temps de transit direct	TF	4.81 ps	F I B Secondaire	N	2.149
Facteur de phase en excès	PTF	60	<i>Paramètre résistance d'Emetteur</i>		
Tension d'Early directe	VAE	1000 V	Résistance contact E	RE	1.68 Ω
Tension d'Early Inverse	VAE	700 V	<i>Paramètres Capacités Parasites (CP)</i>		
Capacité B E à 0V	CJE	219 fF	CP BC	CBC	0.867 fF
Capacité totale B C à 0V	CJC	79.8 fF	CP CE	CCE	3.55 fF

Tableau 4-1 : Valeurs des paramètres du TBH utilisé, le 2x10QED de TRW

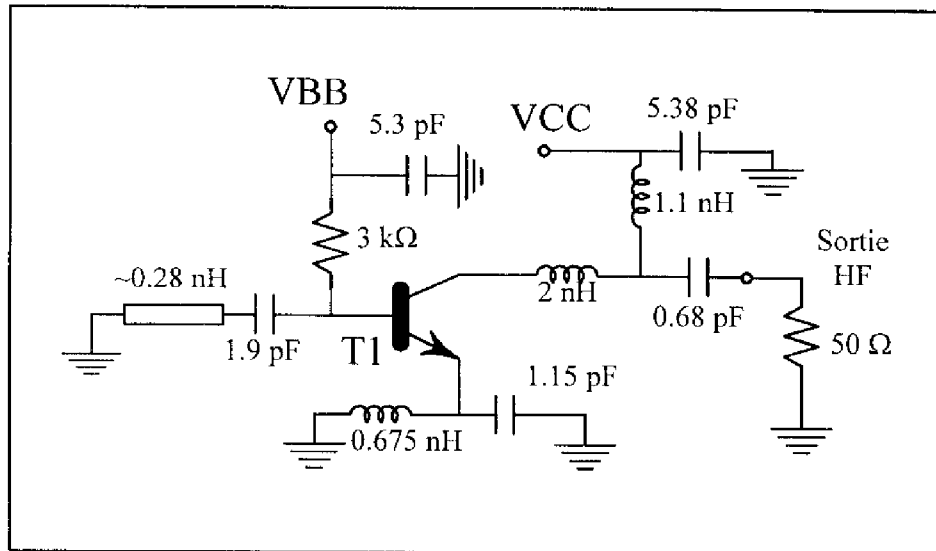


Figure 4-3 : Schéma électrique de l'oscillateur

La Figure 4-4(a) représente le cycle de charge intrinsèque du transistor que l'on a optimisé en puissance en veillant à maximiser son excursion et à minimiser sa surface.

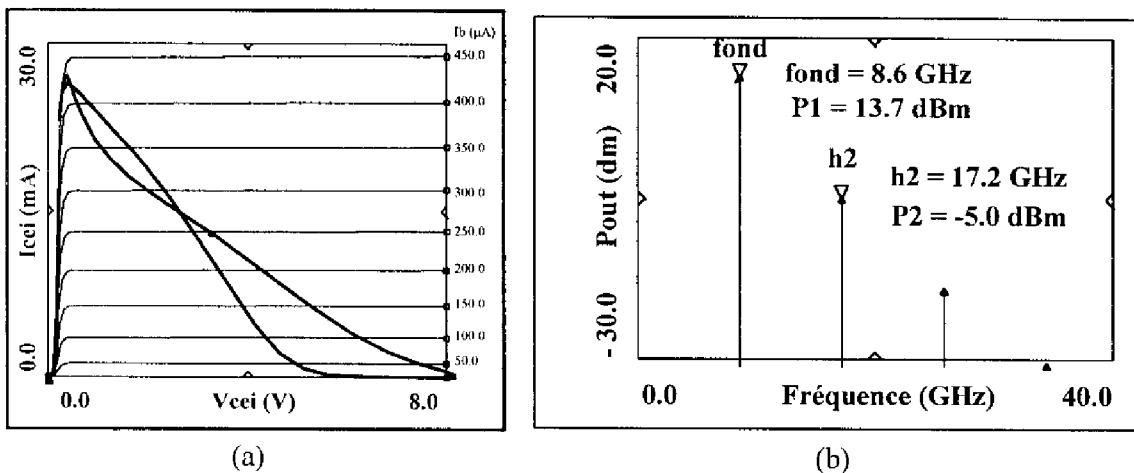


Figure 4-4 : (a) Cycle de charge optimisé du transistor.

(b) Spectre correspondant simulé de l'oscillateur

Les performances de l'oscillateur ainsi optimisé sont présentées sur le spectre simulé de la Figure 4-4(b). La fréquence d'oscillation est de 8.6 GHz, pour une puissance de sortie attendue de 13.7 dBm (23.4 mW), soit un rendement en puissance d'environ 41.8 % ($\eta = P_{osc} / P_{dc}$). L'harmonique 2 présente un niveau de puissance de -5dBm (~ 0.3 mW), ce qui le situe à 18.7 dBc du fondamental. La forme d'onde du signal sur la charge est représentée Figure 4-5. Lors de l'optimisation, on a veillé à centrer la fréquence d'oscillation au milieu de la plage de fréquence à résistance négative. L'oscillateur présente

d'autre part un "pulling" ($\frac{\Delta F_{osc}}{\Delta R_{out}}$) de 2MHz/ Ω et un "pushing" ($\frac{\Delta F_{osc}}{\Delta I_b}$) d'environ 240MHz/mA.

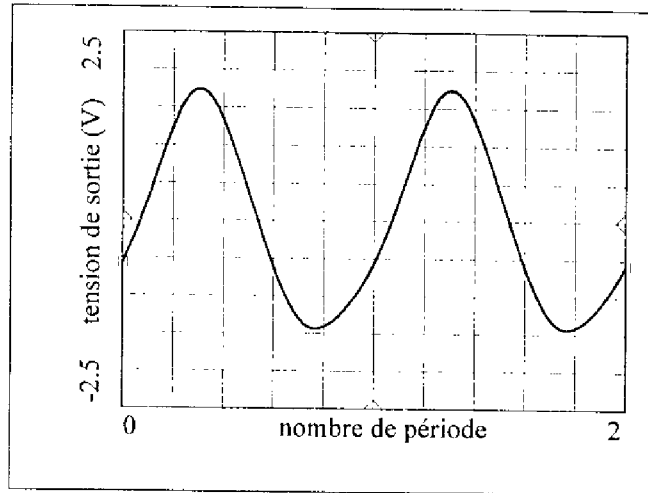


Figure 4-5 : Forme d'onde du signal d'oscillation ,
tension de sortie.

La Figure 4-6 présente le dessin des masques du circuit conçu et envoyé au fondeur. L'oscillateur occupe une surface de 730 μm par 990 μm , soit 0.72 mm^2 qu'il est intéressant de comparer à la surface double (1020x1530 μm^2 , soit 1.56 mm^2) occupée par l'oscillateur à MESFET présenté dans le chapitre 3 et sensiblement de même topologie que celui-ci.

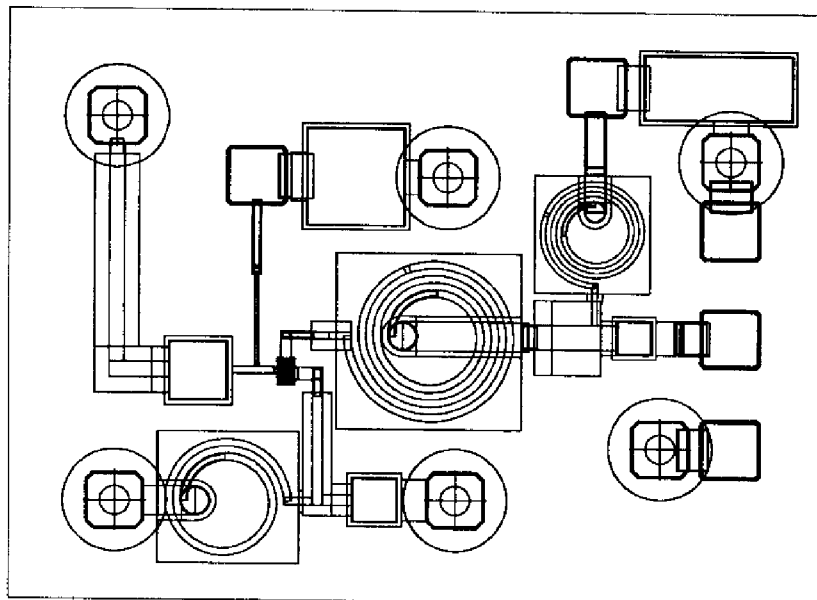


Figure 4-6 : Dessin des masques de l'oscillateur

IV-1-2) Résultats de mesures - Comparaison avec la simulation :

Les performances de l'oscillateur mesurées sont présentées Figure 4-7. Les mesures ont été réalisées sur tranche à partir d'une station KarlSuss PM8. Le circuit a été polarisé avec des accumulateurs à l'aide de pointes aiguille continu à une tension V_{ce} de 4V et un courant de base de 300 μ A. Le courant au collecteur a été mesuré à une valeur de 15 mA, soit un gain en courant de 50, légèrement supérieur par conséquent au gain du transistor utilisé en simulation. La puissance continue fournie à l'oscillateur est ainsi d'environ 60mW.

La fréquence et la puissance d'oscillation mesurées à l'analyseur de spectre sont respectivement de 8.61 GHz et de 12.2 dBm (16.6 mW) et donc en parfait accord avec la simulation. En effet, si l'on prend en compte les pertes dans le circuit de mesure de sortie constitué d'une pointe HF, de deux isolateurs et d'un câble SMA et évaluées à environ 2dB à la fréquence d'oscillation, on obtient une puissance de sortie effective de 14.2dBm (26.6 mW) conforme et supérieure à la puissance simulée. Le gain en courant plus important des transistors explique ce résultat. L'oscillateur présente un rendement en puissance excellent de 43.8 %.

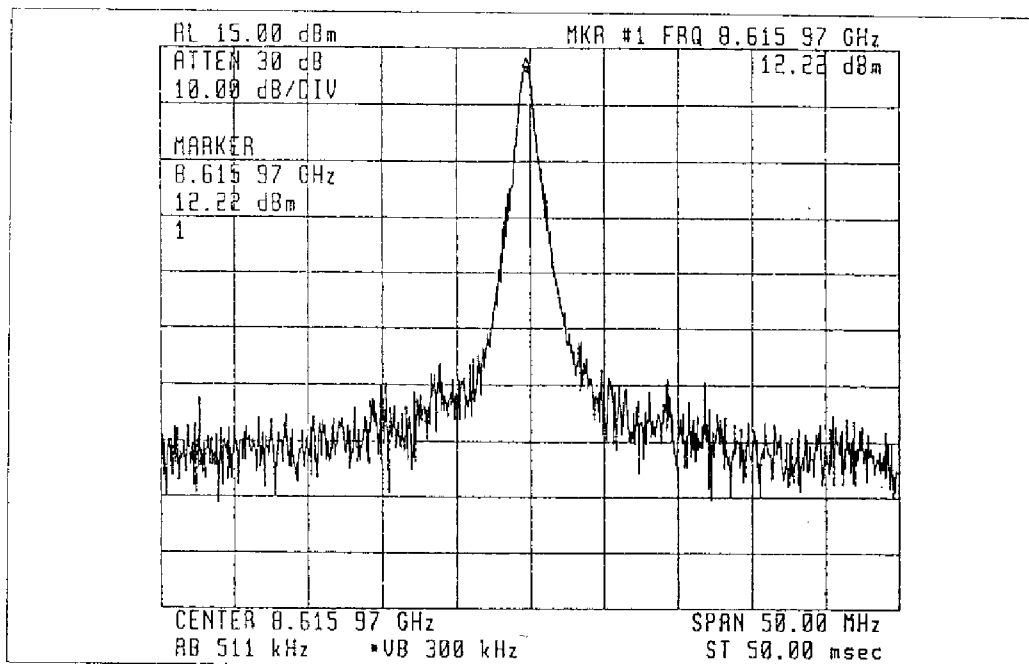


Figure 4-7 : Spectre mesuré de l'oscillateur

La figure 4-8 permet de constater l'écart existant entre l'harmonique 2 et le fondamental. Cet écart est d'environ 20dBc, ce qui situe le niveau de puissance de l'harmonique 2 inférieur à -6dBm (~ 0.25 mW). Ce résultat est encore une fois meilleur que celui simulé.

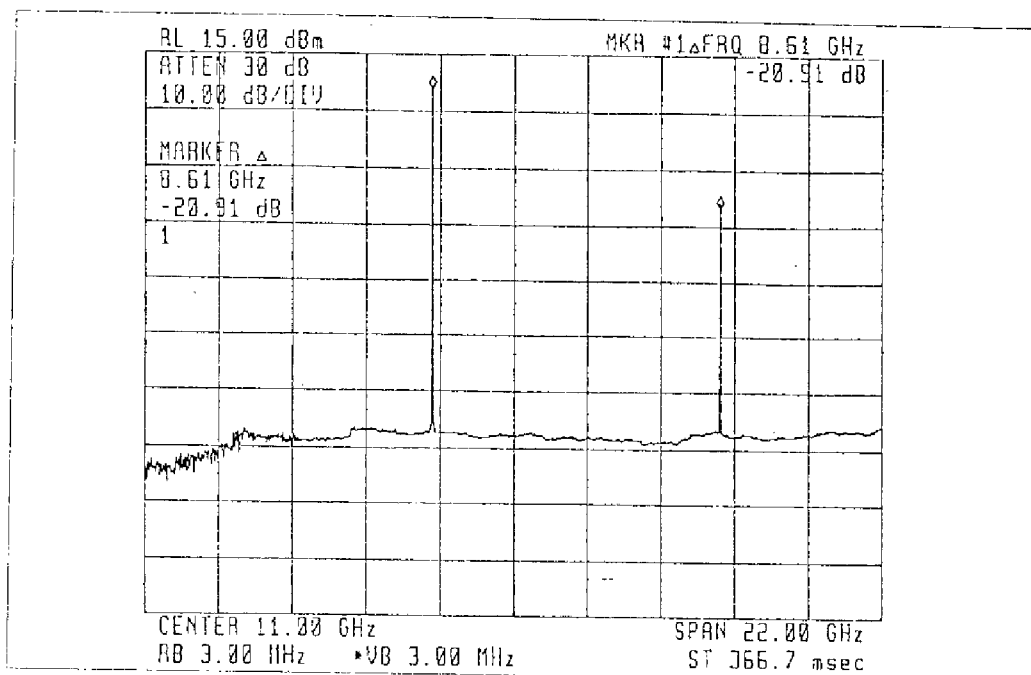


Figure 4-8 : Mise en évidence de l'écart entre le niveau de l'harmonique 2 et celui du fondamental

Globalement les performances affichées par les oscillateurs libres à 8.6 GHz testés sont en parfait accord avec les résultats de simulation, elles sont mêmes sensiblement meilleures que ceux-ci. Le gain en courant des transistors supérieur à celui du transistor simulé expliquerait ce dernier point. Ces premiers résultats, excellents, amènent à penser que les modèles donnés par TRW sont suffisants pour prévoir les performances (fréquence et puissance) d'une fonction non-linéaire, tout au moins d'un oscillateur, au delà de 5GHz. Ils démontrent d'autre part la bonne stabilité de la technologie mise en oeuvre, et en souligne la maturité.

IV-1-3) Comportement en bruit de phase :

Des mesures de fluctuations de phase de cet oscillateur sur tranche à l'aide d'une station sous pointe Cascade Microtech ont été réalisées sur le banc de mesure de bruit de phase présenté dans le premier chapitre. Pour se préserver de perturbations extérieures éventuelles et stabiliser au mieux la fréquence d'oscillation, ces mesures ont été effectuées dans une cage de Faraday. Des accumulateurs ont également été utilisés ainsi que des capacités de découplage placées au plus près des pointes "continu". La Figure 4-9 présente un des spectres mesurés. A 100 kHz de la porteuse, nous pouvons relever un bruit de phase simple bande de -66 dBc/Hz. Cette mesure est conforme à celle réalisée à l'analyseur de spectre comprise entre -64 dBc/Hz et -68 dBc/Hz toujours à 100 kHz de la porteuse.

Les performances en bruit de phase présentées par cet oscillateur sont médiocres si l'on compare à une valeur typique de -75dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse obtenue en général sur des oscillateurs monolithiques micro-ondes. Ces résultats confortent les premières mesures de bruit basses fréquences qui avait été effectuées sur un TBH $2\times 10\text{QED}$ fourni par TRW et momentanément disponible au laboratoire juste avant l'envoi en fonderie des circuits. Ces mesures, présentées Figure 4-10, ont été réalisées, à faible courant, au point de polarisation, $I_b = 50\ \mu\text{A}$, $I_{ce} = 4.6\ \text{mA}$ et $V_{ce} = 2\text{V}$. Elles font apparaître un bruit en tension convenable, si l'on compare à un transistor à effet de champ de fonderie (Cf. Chapitre 3). Par contre, le bruit en courant affiche des valeurs relativement élevées. Ainsi, à 100 kHz , la densité spectrale de bruit en courant est de $10^{-20}\ \text{A}^2/\text{Hz}$, soit $28\ \text{dB}$ au dessus du plancher de bruit de grenaille ($2qI_b = 1.6.10^{-23}\text{A}^2/\text{Hz}$). La présence de centres DX profonds existant dans les semi-conducteurs composés comportant de l'Aluminium explique en partie le mauvais comportement en bruit basse fréquence des TBH GaAlAs/GaAs et par voie de conséquence le comportement en bruit de phase médiocre de nos oscillateurs [17].

Si l'on considère de manière plus attentive le spectre de bruit de phase, et comme cela est souligné sur la Figure 4-9, nous pouvons mettre en évidence entre 10kHz et 100kHz une pente décroissante de 20dB par décade révélant la présence d'un piège de génération-recombinaison, directement responsable ici du mauvais comportement en bruit de phase de notre oscillateur. Une pente de $30\ \text{dB}$ par décade entre 100Hz et 1kHz est également identifiable et traduit la présence de bruit en $1/f$. La prolongation de cette pente conduit à un bruit de phase à 100 kHz de la porteuse inférieur à $-80\ \text{dBc/Hz}$. Ce résultat constitue une bonne performance pour un oscillateur MMIC. Il permet d'autre part d'apprécier les potentialités offertes par la technologie utilisée ici vis à vis de la fonction oscillateur, sachant que le bruit ramené par le piège de G-R pourrait être réduit en optimisant la topologie de l'oscillateur et en particulier le circuit de polarisation de base de telle manière qu'il tende à minimiser l'effet des générateurs de bruit en courant et tension du transistor [18].

L'oscillateur conçu ici peut constituer la base d'une étude prospective visant à connaître les performances en bruit de phase ultimes réalisables avec la technologie TRW à TBH GaAlAs/GaAs. Il conviendrait pour cela de modéliser en bruit le TBH utilisé. L'étude serait ensuite réalisée avec les moyens d'analyse du bruit de phase décrits dans le chapitre 2, la première étape consistant à retrouver les performances en bruit de phase de l'oscillateur mesuré ici.

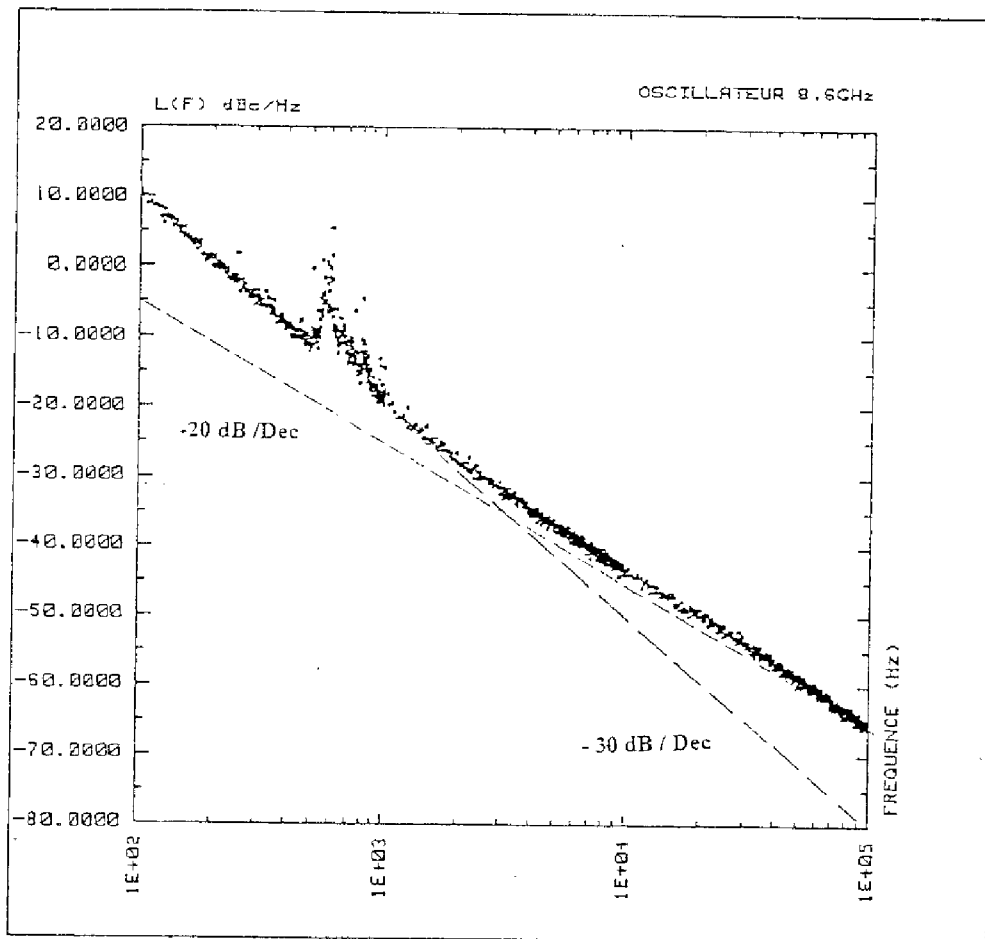


Figure 4-9 : Bruit de phase de l'oscillateur

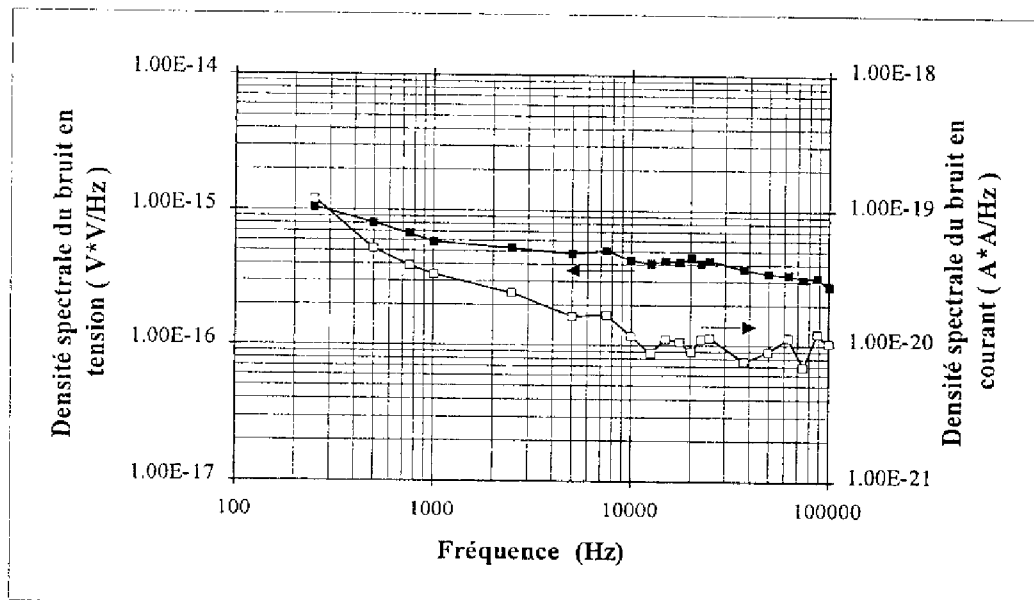


Figure 4-10 : Bruit basse fréquence.

IV-2) OSCILLATEUR LIBRE A 8.6 GHZ AVEC ETAGE TAMPON DE SORTIE :

A l'oscillateur libre présenté précédemment a été rajouté un étage tampon de sortie dont l'objet est de préserver au mieux l'étage oscillateur de variations de charges éventuels. Son rôle consiste essentiellement à minimiser les effets de "pulling".

IV-2-1) Optimisation - Résultats de simulation :

La Figure 4-11 présente le schéma électrique de l'oscillateur à "buffer". Le transistor utilisé dans l'étage tampon de sortie est le même que celui de l'étage oscillateur. Le rôle essentiel de l'étage de sortie n'est donc pas d'amplifier mais d'isoler l'oscillateur de la charge.

Le circuit a été modifié de la manière suivante. La topologie de contre-réaction série de l'oscillateur a été conservée. Le circuit d'adaptation inter-étage est constitué d'un circuit réactif adaptatif en T ainsi que d'un atténuateur résistif en L. Le circuit réactif est similaire à l'adaptation de sortie de l'oscillateur simple étage. Il utilise ainsi l'inductance de polarisation collecteur du premier transistor et la capacité de découplage inter-étage. L'atténuateur utilise la résistance de polarisation de base du deuxième transistor.

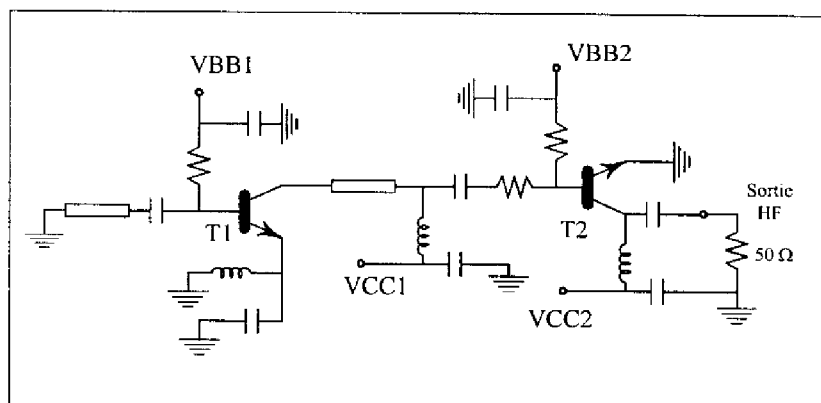


Figure 4-11 : Schéma électrique de l'oscillateur

La surface occupée par l'oscillateur a ainsi pu être minimisée. C'est la raison pour laquelle un atténuateur en L a été privilégié au profit d'un atténuateur classiquement utilisé en T. L'étage tampon est constitué d'un transistor en émetteur commun. Son circuit d'adaptation de sortie a également été simplifié à l'extrême puisqu'il utilise l'inductance de polarisation collecteur du deuxième transistor et la capacité de découplage de sortie. Ces contraintes de surface nous ont conduit d'autre part à nous placer en limite de validité des modèles de capacité MIM. La capacité de liaison inter-étage possède ainsi une valeur de 0.25pF, la capacité de liaison de sortie une valeur de 0.2pF. Pour des valeurs inférieures à 0.5pF le

fondeur conseille d'utiliser les capacités interdigités, mais la surface occupée par celles-ci étant trop importante, le choix d'utiliser les capacités MIM s'est imposé.

La polarisation de chacun des transistors a comme précédemment été choisie en fonction des spécifications limites en courant et tension fournies par le fondeur. Elle a été fixée à des valeurs identiques pour chacun des deux TBH. Vce a été fixée à 4V, Ib à 300 μ A ce qui conduit à un courant collecteur Ice d'environ 14 mA. La puissance fournie à chacun des deux transistors est de 56 mW, soit une puissance globale fournie à l'oscillateur de 112 mW.

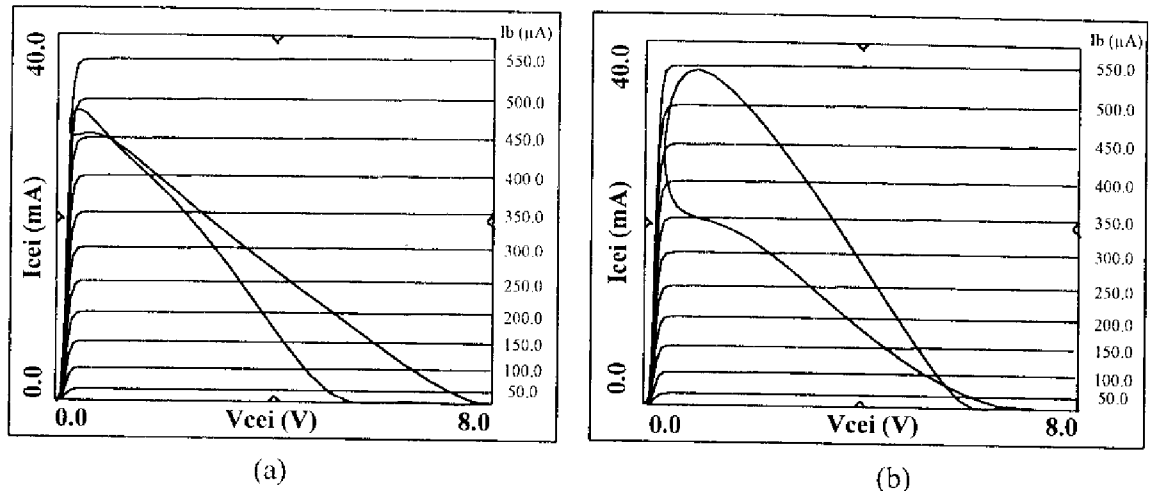


Figure 4-12 : Oscillateur libre avec étage tampon de sortie

(a) et (b), Cycles de charge intrinsèques optimisés respectivement du transistor T1 de l'oscillateur et du transistor T2 de l'étage tampon de sortie

L'optimisation de la structure a porté sur les cycles de charge intrinsèques à chacun des deux transistors. La Figure 4-12 montre les cycles de charge intrinsèques optimisés des transistors T1 et T2 respectivement de l'étage oscillateur et de l'étage tampon. La topologie simplifiée du circuit d'adaptation en sortie de buffer, comme on peut le constater sur la Figure 4-4 (b) n'a pas permis d'optimiser au mieux la surface du cycle. Nous avons donc plutôt cherché à privilégier l'excursion maximale du cycle. La Figure 4-13 présente les performances attendues de l'oscillateur conçu. La fréquence du fondamental est de 8.6GHz, sa puissance de sortie de 13.9 dBm (24.5 mW). Le rendement correspondant est ainsi de 21.9%, soit environ la moitié de celui de l'oscillateur précédent. Le niveau de puissance de l'harmonique 2 est porté à -16.8 dBm (21 μ W), ce qui le situe à 30 dBc du fondamental. L'harmonique 3 présente par contre un niveau de puissance plus élevé à -7.6 dBm (0.17 mW) (21 dBc du fondamental). La forme d'onde du signal est donnée Figure 4-14.

Enfin le "pulling" simulé de l'oscillateur est d'environ 230 kHz/ Ω et son "pushing" de 510 MHz/mA. Quelques commentaires peuvent d'ors et déjà être fait concernant ces deux résultats. Tout d'abord, nous pouvons constater que l'étage tampon de sortie joue

parfaitement son rôle puisque le pulling de cet oscillateur par rapport au précédent a pu être diminué presque d'un facteur 10; de 2MHz/ Ω il est ainsi passé à 230kHz/ Ω . Si l'on compare toujours à l'oscillateur précédemment conçu nous constatons par contre un pushing de valeur dégradée. Dans l'hypothèse de l'existence d'une relation de cause à effet entre pushing et bruit de phase, on peut donc penser que l'oscillateur présentera également des caractéristiques dégradées en bruit de phase par rapport à l'oscillateur simple.

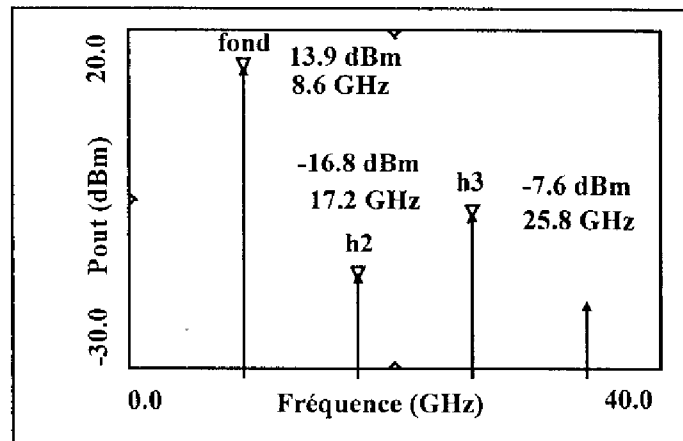


Figure 4-13 : Spectre simulé de l'oscillateur

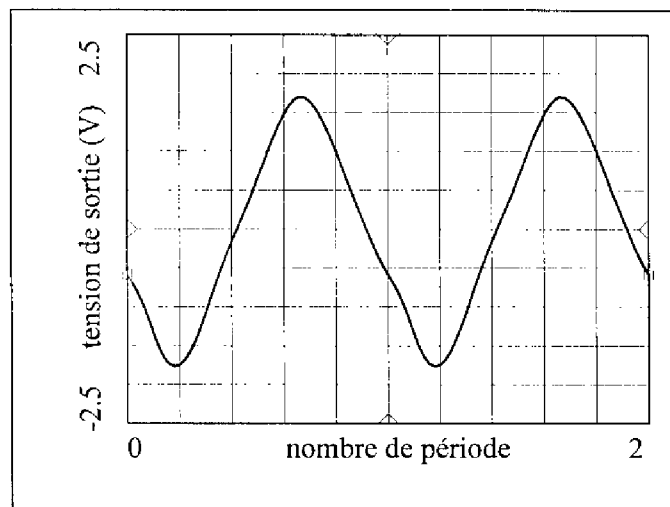


Figure 4-14 : Forme d'onde du signal d'oscillation: tension de sortie

La Figure 4-15 présente le dessin des masques du circuit optimisé. La place occupée par l'oscillateur est ici d'environ 725 μm par 1110 μm , soit 0.8 mm^2 .

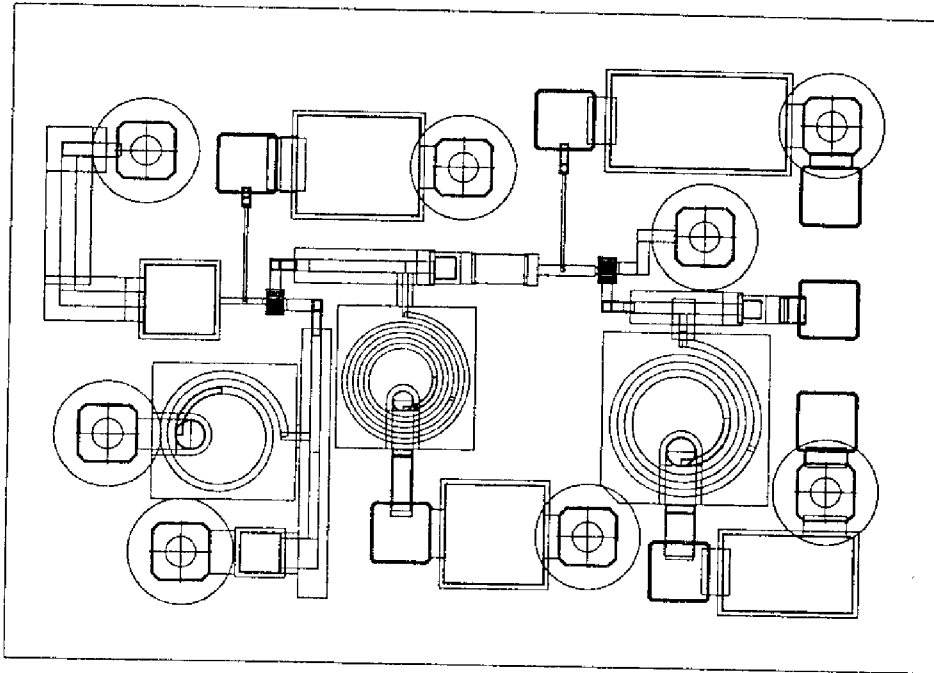


Figure 4-15 : Dessin des masques de l'oscillateur à "buffer".

IV-2-2) Résultats de mesures - Comparaison avec la simulation :

La caractérisation de cet oscillateur a été faite dans les mêmes conditions de manipulation que celles décrites précédemment pour l'oscillateur simple. Le spectre mesuré sur un des oscillateurs testés est donné Figure 4-16.

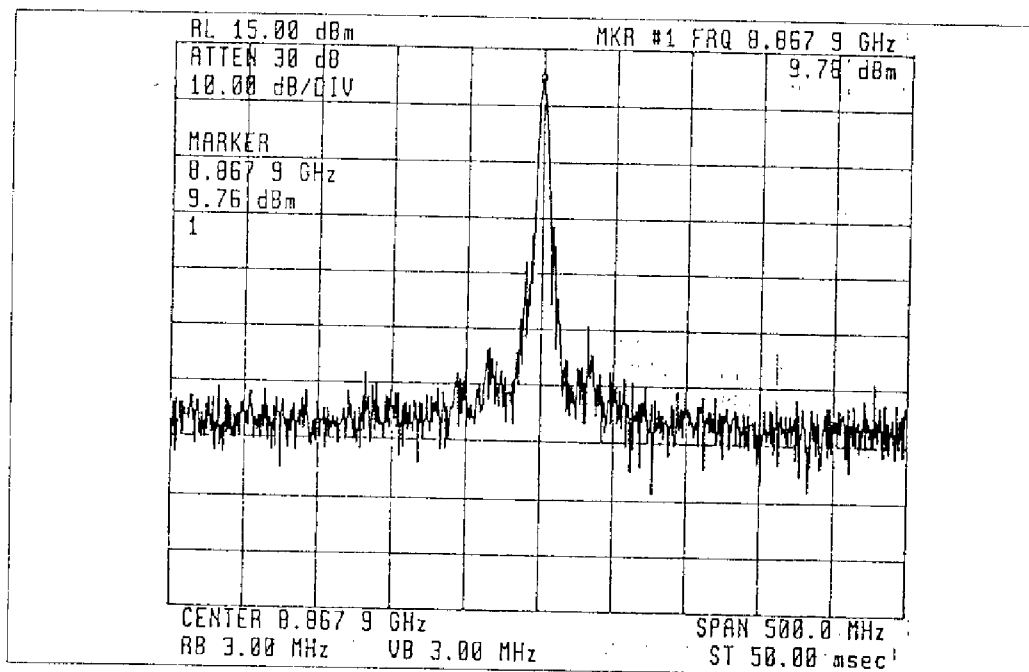


Figure 4-16 : Spectre mesuré de l'oscillateur

La fréquence d'oscillation a ainsi été mesurée à sensiblement 8.87GHz, pour une puissance de sortie affichée de 9.76 dBm (9.46 mW). En considérant les pertes de 2dB dans le circuit de mesure de sortie, on obtient une puissance effective de 11.76 dBm, soit 15 mW. Le rendement correspondant est ainsi de 13.4 %. Pour plusieurs oscillateurs testés, les écarts existant sur la fréquence d'oscillation ont été évalués inférieur à 50 MHz (8.87-8.91 GHz), sur la puissance de sortie de l'ordre de 0.5 dB.

La Figure 4-17 montre l'écart de niveau existant entre l'harmonique 2 et le fondamental. Celui-ci est inférieur à 21 dB. Ce qui porte l'harmonique 2 à une puissance de -9.2 dBm (0.12 mW).

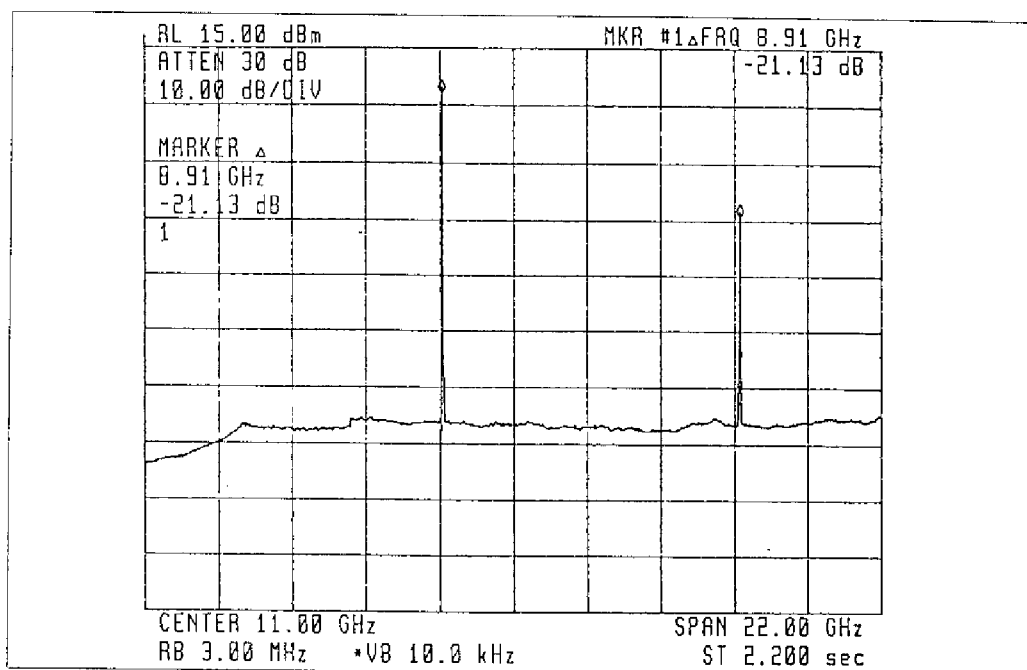


Figure 4-17 : Evaluation de l'écart existant entre l'harmonique 2 et le fondamental.

Nous pouvons constater qu'il existe une différence d'environ 300 MHz entre la fréquence d'oscillation mesurée et la fréquence simulée ainsi qu'un écart d'environ 2.2 dB (9.5 mW) sur la puissance mesurée et simulée. L'utilisation de capacité MIM en limite de validité de modèle semble être responsable de cette différence puisque l'oscillateur simple réalisé précédemment présente des caractéristiques parfaitement conformes à la simulation.

IV-2-3) Comportement en bruit de phase :

L'oscillateur à "buffer" considéré ici affiche un bruit de phase d'environ -60 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse. Cette mesure a été réalisée à l'analyseur de spectre. Conformément aux conclusions tirées de l'analyse du "pushing" faite en simulation cet oscillateur possède des performances en bruit de phase dégradées par rapport à l'oscillateur simple précédemment réalisé.

IV-3) OSCILLATEUR CONTROLE EN TENSION (OCT) :

La dernière conception et réalisation de ce chapitre concerne un oscillateur accordé en tension. Dans la continuité des deux réalisations précédentes, nous avons conservé la topologie de l'oscillateur simple complété de son étage isolateur de sortie. La complexité de l'oscillateur présenté ici a été ainsi poussée un peu plus loin; deux éléments d'accord sur base et sur émetteur ont été ajoutés à l'oscillateur à buffer précédent, avec l'intention d'obtenir une plage d'accord aussi large que possible. Les premières simulations consistant à faire varier les valeurs de l'inductance de base et de la capacité d'émetteur de l'étage oscillateur ont permis de constater que l'oscillateur à buffer ainsi accordé pouvait présenter des plages d'accord de largeur potentiellement très intéressante, la difficulté étant de trouver l'élément d'accord permettant de couvrir au mieux cette plage.

IV-3-1) Choix de l'élément d'accord :

Comme nous l'avons déjà souligné, la fonderie à TBH GaAlAs/GaAs de TRW propose trois dispositifs actifs : le TBH, la diode Schottky, et la diode PIN. L'élément d'accord a dû être choisi parmi ces trois composants.

Les informations que nous avons concernant le rapport $C(0V)/C_{min}$ des diodes PIN polarisées en inverse faisait état de valeurs faibles sensiblement de l'ordre de 1.2. D'autre part, aucun modèle de diodes PIN n'était fourni dans le manuel de fonderie. Ces deux raisons nous ont conduit à écarter cet élément.

Pour les diodes Schottky, la capacité de jonction à 0V du modèle donné dans le manuel TRW affiche une valeur typiquement de l'ordre de 35 fF, valeur trop faible pour espérer permettre un accord convenable de notre oscillateur. Ce dispositif actif s'est ainsi trouvé également rejeté.

Notre choix s'est donc porté sur un TBH à quatre doigts d'émetteur de 3 μm par 20 μm , sensiblement plus gros que celui utilisé jusqu'à présent, mais présentant, comme nous le montre la Figure 4-18, un rapport de capacité tout à fait intéressant parmi les transistors disponibles, et le mieux adapté à notre application. L'analyse du modèle du TBH considéré ici, en inverse, nous fait ainsi espérer un rapport de capacité $C(0V)/C(-7V)$ de l'ordre de 2.8. La résistance série du modèle simplifié, extrait de l'analyse du TBH polarisé en inverse et présenté Figure 4-18, a été évaluée à 4.8 Ω , soit un facteur de surtension à 9 GHz très faible, compris entre 4 et 12 respectivement à 0V et -7V (Figure 4-19). Ce facteur de surtension laisse d'ors et déjà présager d'une qualité spectrale des oscillations assez pauvre. L'optimisation de l'oscillateur s'est déroulée avec une inconnue concernant la tension de claquage des jonctions base-collecteur et base-émetteur qui nous a conduit à rester prudent sur la dynamique d'accord du transistor. L'optimisation de l'oscillateur a donc été réalisée pour une tension d'accord comprise entre 0 et -2V.

Les paramètres du modèle fort signal du transistor sont donnés en annexe 1.

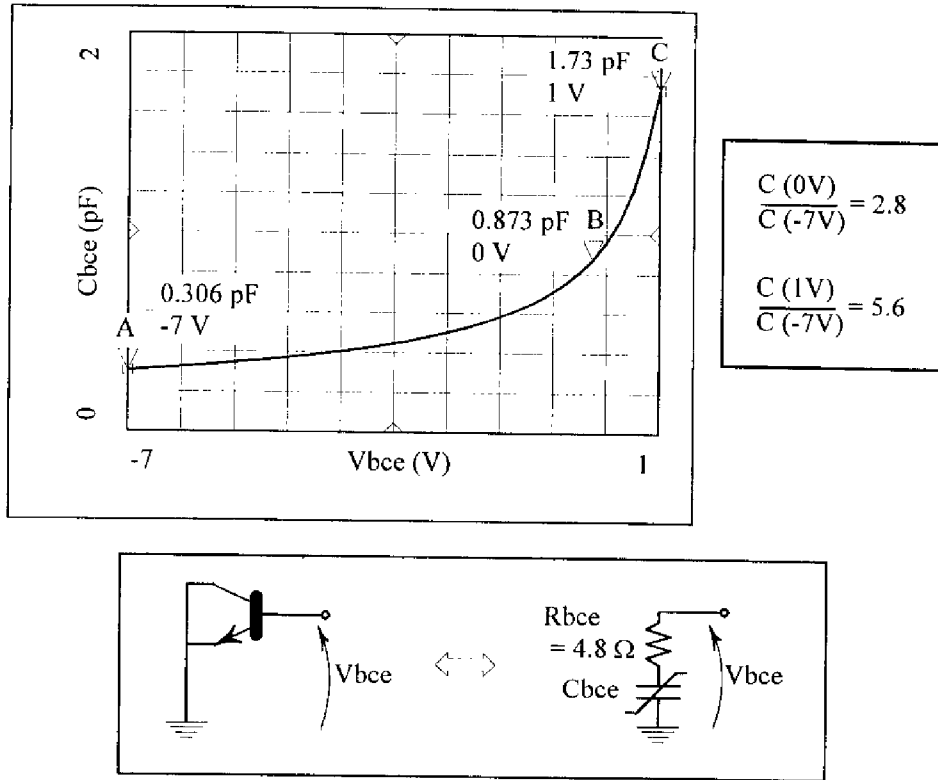


Figure 4-18 : Capacité C_{bce} présentée par le modèle du TBH 3x20QED polarisé en inverse, émetteur et collecteur étant reliés à la masse.

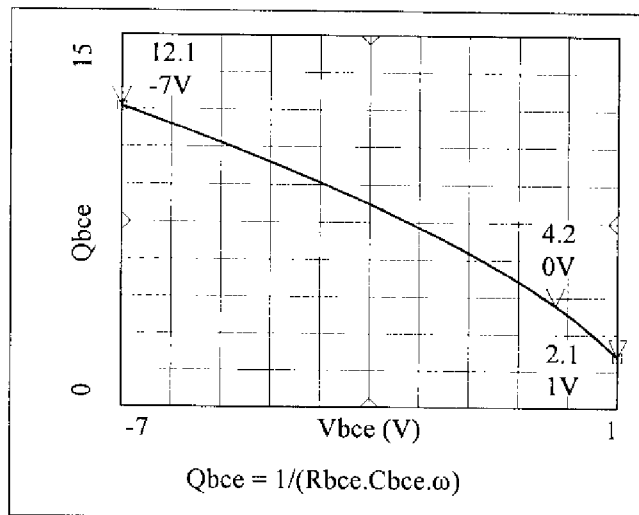


Figure 4-19 : Facteur de surtension Q_{bce} de l'élément d'accord évalué à 9GHz.

IV-3-2) Optimisation - Résultats de simulation :

La Figure 4-20 nous montre de quelle manière les éléments d'accord ont été intégrés dans l'oscillateur à buffer. Les polarisations des transistors de l'oscillateur précédent ont été conservées. La valeur de la tension collecteur-émetteur pour les deux transistors est ainsi de 4V, le courant I_b de $300 \mu\text{A}$ et le courant I_{ce} correspondant de 14 mA. La conception de cet oscillateur a consisté à reprendre l'oscillateur précédemment optimisé et à insérer sur la base et l'émetteur du transistor T1 les circuits d'accord que l'on a réglé de manière à ce qu'ils présentent chacun des impédances telles que la plage fréquentielle d'oscillation soit sensiblement centrée à 9 GHz. Le réglage sera en fait réalisé autour de 8.9 GHz comme le montre les résultats de simulation de la Figure 4-21. Les contraintes d'encombrement comme pour l'oscillateur à "buffer" nous ont conduit à conserver des valeurs de capacité MIM de liaison inter-étages et de sortie inférieures à 0.5 pF.

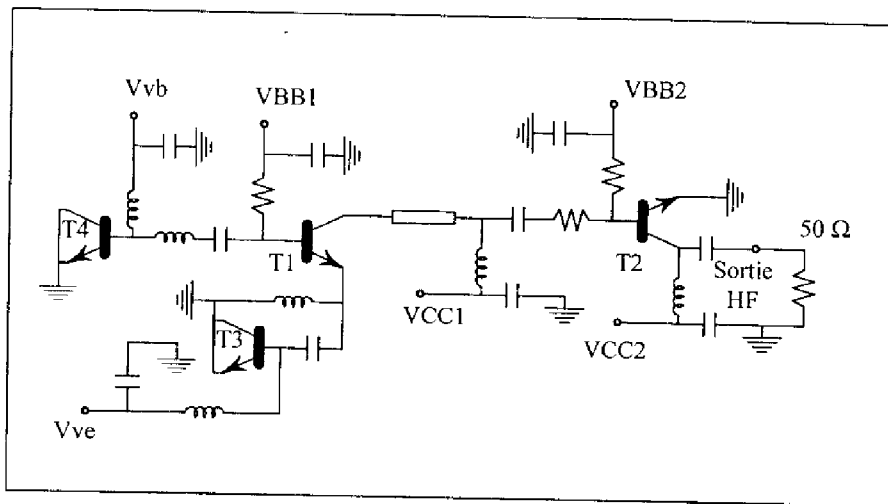


Figure 4-20 : Schéma électrique du VCO

Comme nous l'avons précisé dans le paragraphe précédent, l'optimisation de l'oscillateur s'est faite, de manière prudente, en considérant une tension d'accord comprise entre 0V et -2V, les tensions de claquage des jonctions du transistor utilisé comme varactor n'étant pas connues. Ainsi, pour une tension de varactor comprise entre 0 et -2V la plage d'accord centrée autour de 8.9 GHz est attendue supérieure à 1 GHz pour une puissance de sortie comprise entre 8.9 et 10.7 dBm.

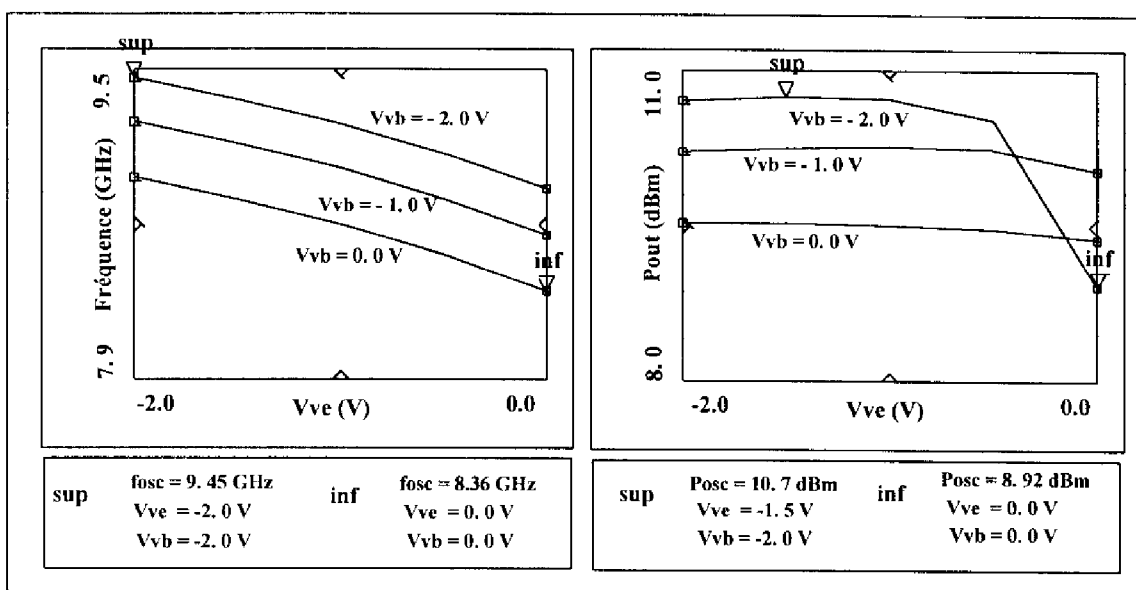


Figure 4-21 : Plage d'accord attendue et niveau de puissance pour Vve et Vvb variant de 0V à -2V

Le dessin des masques de l'oscillateur contrôlé en tension est donné Figure 4-22. La surface occupée par le circuit est de 780 μm par 1560 μm , soit 1.22 mm^2 .

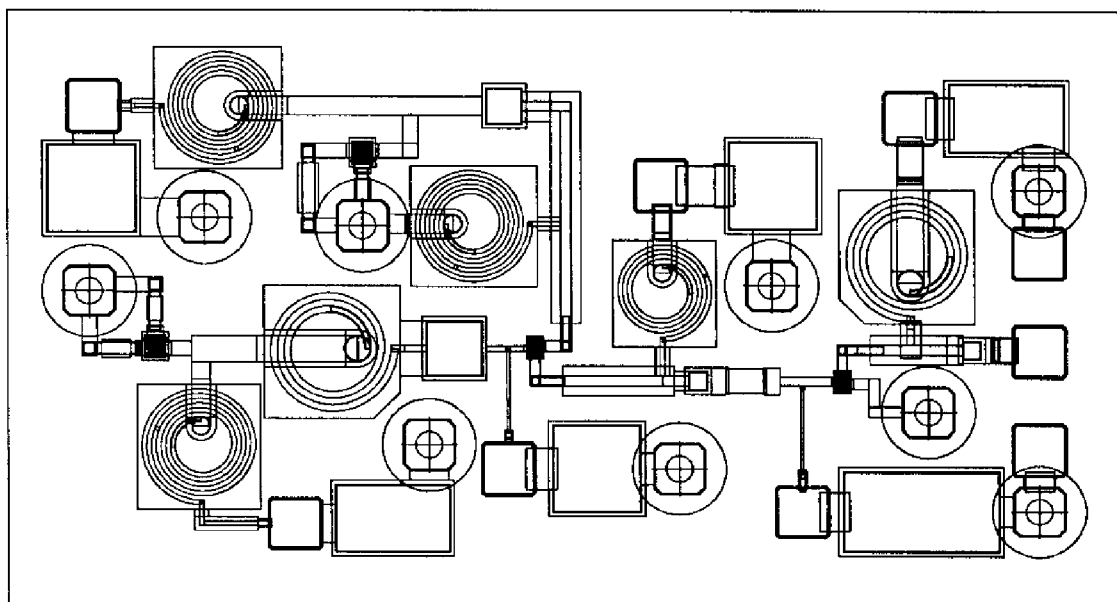


Figure 4-22 : Dessins des masques de l'OCT

IV-3-3) Résultats de mesures - Comparaison avec la simulation :

Le test électrique de l'oscillateur contrôlé en tension a pu être réalisé. Pour polariser l'oscillateur, six pointes aiguilles "continu" sont nécessaires. Celles ci agissent comme autant d'antenne en perturbant le circuit. De ce fait la mesure de l'oscillateur s'est révélée particulièrement délicate. Des modulations sur le signal d'oscillation sont apparues ainsi que des phénomènes chaotiques. Pour venir à bout de ces perturbations de grandes précautions ont dû être prises concernant la liaison du circuit à la masse. La longueur des fils de polarisation a été minimisée. Des capacités de découplage ont été placées au plus près de chacune des pointes. Dans ces conditions, l'accord de l'oscillateur sur le varactor d'émetteur s'est fait sans aucun problème. Par contre l'accord sur l'élément de base n'a pu être réalisé; le simple fait de poser la pointe sur le plot de polarisation correspondant faisant disparaître l'oscillation. Plusieurs OCT ont ainsi été testés, le même problème s'est présenté sur chacun d'eux sans qu'il ait pu être supprimé. Afin de trouver une réponse à ce problème des investigations plus poussées doivent être menées. Nous envisageons notamment de faire monter l'oscillateur dans un boîtier afin de le préserver au mieux des perturbations extérieures et d'utiliser également des tés de polarisation au niveau de chacune des amenées d'alimentation sur transistor et sur varactor, l'inductance de choc sur le varactor de base ne semblant pas correctement jouer son rôle. Ce blindage, autour de l'oscillateur, favorisera, nous l'espérons, au mieux le démarrage de l'oscillation et permettra de réaliser l'accord sur la base du transistor T1.

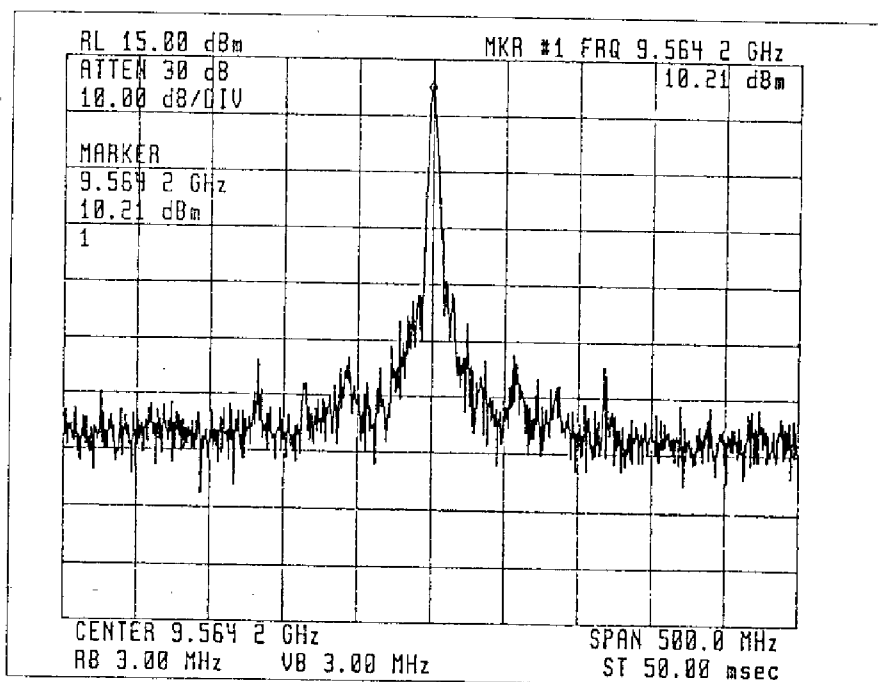


Figure 4-23 : Un spectre mesuré de l'OCT pour une tension de 0V sur l'accord d'émetteur

Malgré ces problèmes de perturbations électromagnétiques inhérents aux tests sous pointes et particulièrement sensibles ici, en raison notamment de la faiblesse du facteur de surtension du circuit, nous sommes en mesure de présenter les résultats concernant l'accord sur émetteur de l'OCT (Figure 4-24). L'accord a été réalisé entre 0.6V et -7V. La plage d'accord obtenue entre 0.6V et -7V est d'environ 800 MHz, elle est de 530 MHz entre 0V et -7V et enfin de 230 MHz entre 0V et -2V (plage de simulation) avec une fréquence centrale d'environ 9.6 GHz. La puissance de sortie effective mesurée sur toute la plage est comprise entre 9.4 dBm et 11.3 dBm. L'accord en fréquence se fait entre 9.2 GHz et 10 GHz pour une tension varactor variant de 0.6 V à -7V.

Afin de comparer au mieux les résultats de test avec la simulation, une analyse a été à nouveau réalisée sur cet oscillateur en nous plaçant dans des conditions identiques aux mesures. Cette analyse a ainsi été faite entre 0.6 et -7V. Les résultats comparatifs sont présentés sur les figures 4-24 et 4-25. La largeur de la plage d'accord obtenue en simulation est de 1.57 GHz, celle obtenue en mesure comme nous l'avons vu est d'environ 800 MHz, soit moitié moins que ce qui aurait pu être prévu. La fréquence centrale simulée est de 8.86 GHz, celle mesurée de 9.6 GHz. L'écart existant entre ces deux fréquences est d'environ 700 MHz. Enfin, la plage d'accord simulée se trouve comprise entre sensiblement 8 GHz et 9.6 GHz, tandis que celle mesurée va de 9.2 GHz à 10 GHz. Ces comparaisons montrent qu'une grande différence existe entre la prévision et la mesure. Une différence apparaît également sur les niveaux de puissance obtenus. La simulation prévoit en effet une puissance de sortie variant entre environ 9 dBm et 9.6 dBm, soit une excursion de l'ordre de 0.6 dB, tandis que la variation de la puissance mesurée présente un pic à 0V de 11.3 dBm et une excursion d'environ 1.8 dB.

La première idée concernant ce écart important, observé surtout sur la fréquence, a été de remettre en question le modèle du transistor utilisé comme varactor et polarisé en inverse. Disposant de transistors élémentaires sur ce même run, nous avons pu procéder à la mesure en inverse des capacités de jonction placées en parallèle avec émetteur et collecteur à la masse. La mesure de ces capacités est présentée Figure 4-26. Elle fait apparaître un rapport de capacité $C(0V)/C(-7V)$ de 1.6, par conséquent plus faible que celui donné par le modèle. Les potentialités des transistors concernant la dynamique d'accord apparaît d'ors et déjà plus réduites. De cette mesure a été extrait un modèle du transistor polarisé en inverse plus proche de la réalité. Celui-ci est présenté Figure 4-27.

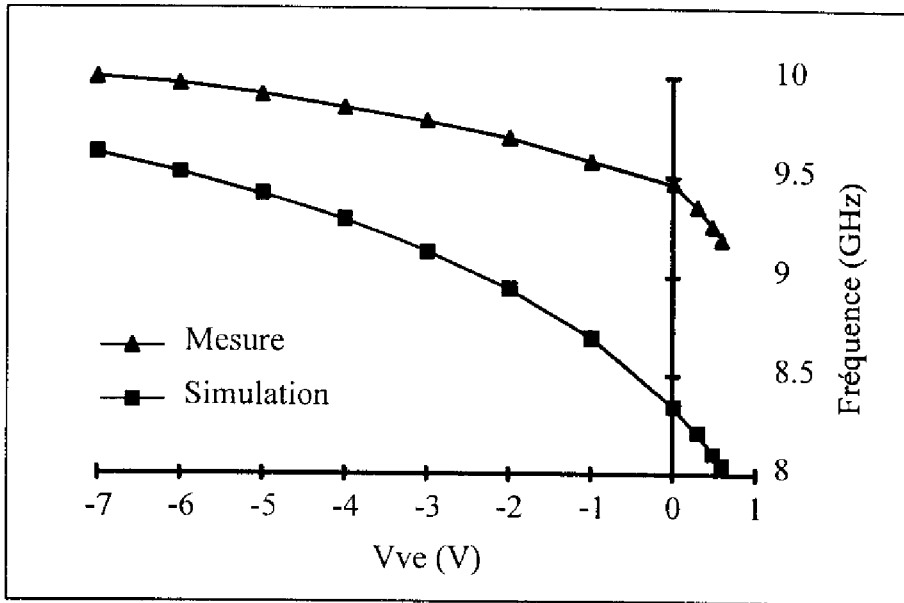


Figure 4-24 : OCT, accord sur émetteur : Comparaison simulation mesures concernant la plage d'accord.

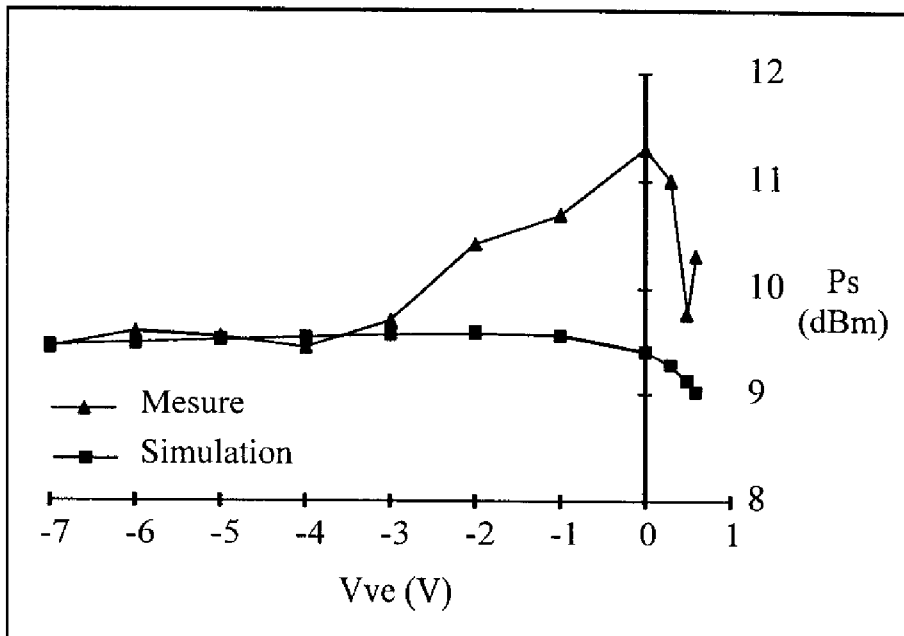
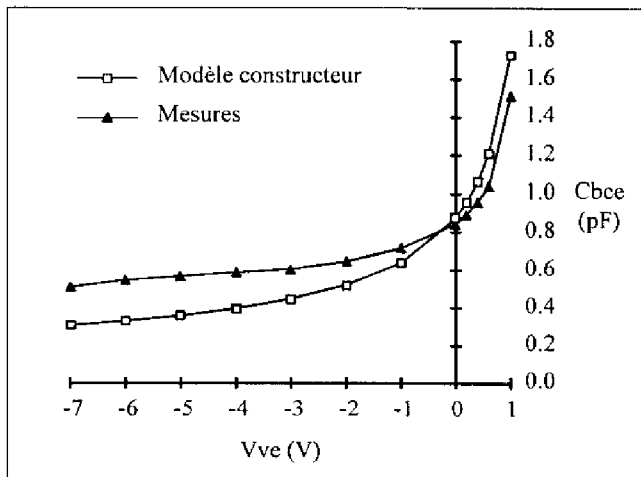


Figure 4-25 : OCT, accord sur émetteur : Comparaison simulation mesures concernant les niveaux de puissance.



Vbe (V)	Cbce_mes (pF)	Cbce_mod (pF)
-7	0.51	0.31
-6	0.55	0.33
-5	0.57	0.36
-4	0.59	0.40
-3	0.61	0.45
-2	0.65	0.52
-1	0.72	0.64
0	0.84	0.87
1	1.51	1.73

Figure 4-26 : Comparaison capacité des deux jonctions en parallèle polarisées en inverse du TBH 3x20QED avec celle du modèle constructeur de ce même transistor.

Ce modèle, réinjecté dans la simulation, nous a ainsi permis d'obtenir des résultats concernant la largeur de la plage d'accord parfaitement conforme à la mesure comme en témoigne la Figure 4-28. La valeur obtenue identique à la mesure est ainsi de 800 MHz. La fréquence centrale quant à elle a été ramenée à 8.8 GHz. Elle conforte l'écart existant concernant cette dernière caractéristique. A cela, il est possible d'invoquer plusieurs raisons. Tout d'abord comme dans le cas de l'oscillateur à buffer des capacités MIM sont utilisées en limite de validité de modèle. Enfin le fait de ne pas pouvoir polariser le varactor de base modifie certainement la valeur de l'impédance présentée sur la base du TBH T1 et par conséquent les conditions d'oscillation.

Des mesures sur les tensions de claquage des jonctions du TBH sont venues compléter nos connaissances concernant les capacités d'accordabilité du transistor utilisé en inverse. Sur la jonction base-émetteur nous avons ainsi mesurée un tension de claquage supérieure à 8V. Sur la jonction base-collecteur, celle-ci a été évaluée à 20V. Ce qui permet de justifier d'une tension d'accord jusqu'à -7V, sans risque de dommage pour le composant.

Enfin, il n'a pas été possible de faire des mesures de bruit de phase sur cet oscillateur, la complexité du système de polarisation nous en ayant dissuadé. D'autre part, les mesures de bruit de phase à l'analyseur de spectre se sont révélées impossibles, ce qui laisse supposer un bruit de phase bien plus mauvais que l'oscillateur à "buffer". La Figure 4-23 témoigne de la mauvaise qualité spectrale de l'oscillateur.

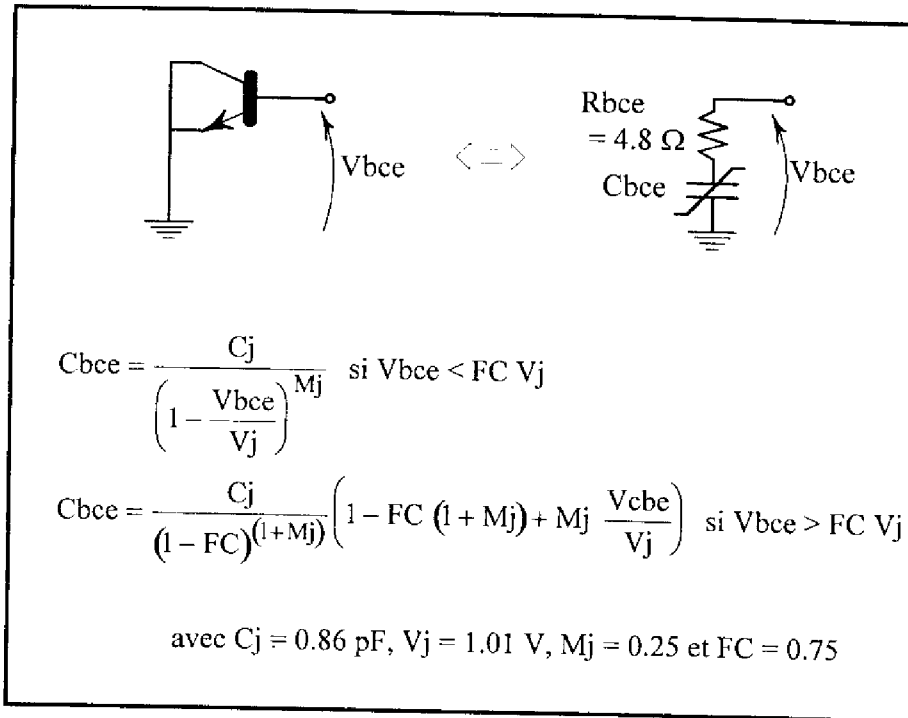


Figure 4-27 : Schéma équivalent de la capacité mesurée et modèle correspondant

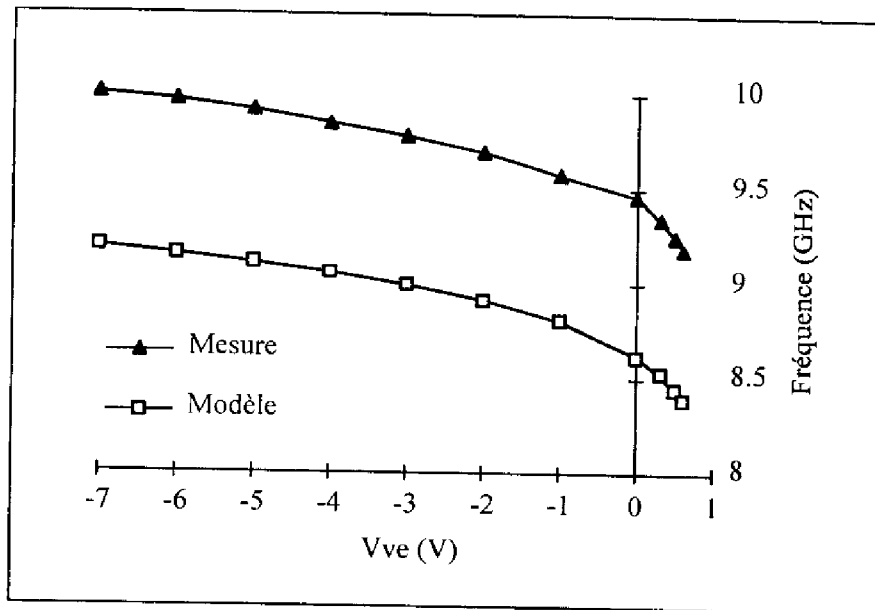


Figure 4-28 : Comparaison plages d'accord mesurées et simulées à partir du modèle extrait de la mesure de la capacité inverse du TBH utilisé comme varactor.

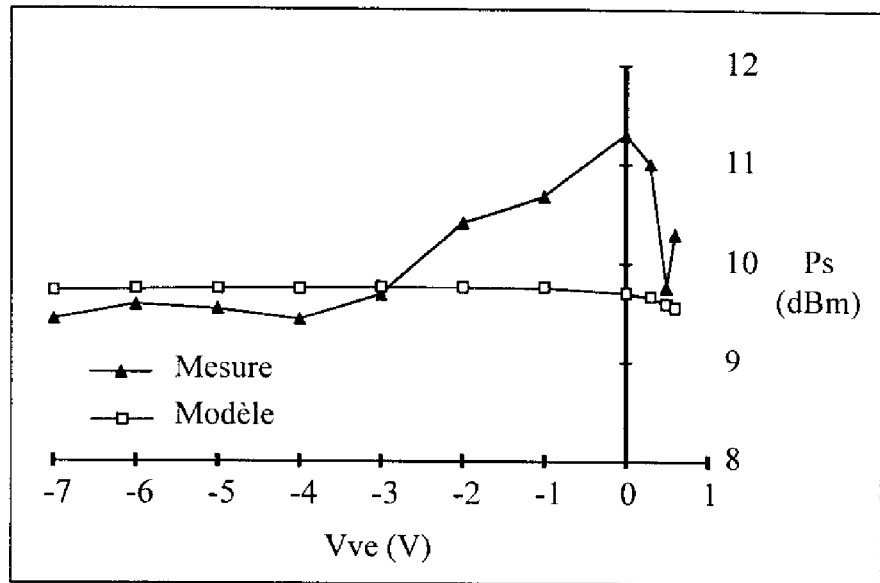


Figure 4-29 : Comparaison niveaux de puissance mesurés et simulés à partir du modèle extrait de la mesure de la capacité inverse du TBH utilisé comme varactor.

V) CONCLUSION :

Ce dernier chapitre apporte une contribution à l'évaluation d'une filière MMIC à base de Transistor Bipolaire à Hétérojonction GaAlAs/GaAs, première ouverte à l'exploitation commerciale. Il s'agit donc - au moins au plan européen - de la première étude universitaire sur le sujet ayant donné lieu à des réalisations. Dans le cadre de cette évaluation, trois oscillateurs ont été réalisés. La méthodologie développée au chapitre 2 a été appliquée à la conception de ceux-ci. Ce qui a permis de confirmer le caractère général de la méthode.

Dans une première partie, nous avons présenté les caractéristiques de la technologie mise en oeuvre et le modèle non-linéaire du transistor utilisé.

Nous avons ensuite présenté dans le détail les performances de l'oscillateur libre simple étage conçu à la fréquence de 8.6 GHz. Une comparaison simulation-mesure a été réalisée. L'excellent accord observé a permis de démontrer les bonnes capacités de prévision des modèles fournis par le constructeur, au delà même d'une fréquence de 5GHz, et par là même d'établir le caractère stable de la technologie et la maturité de cette dernière. Le comportement en bruit de phase de l'oscillateur a également été considéré. Les mauvaises performances mesurées à 100 kHz (-66dBc/Hz) de la porteuse ont été attribuées à la présence d'un piège de génération-recombinaison.

Un oscillateur libre avec étage tampon de sortie a également été conçu, réalisé, et testé. Une comparaison simulation-mesure a été, là aussi, effectuée. Un accord moins satisfaisant

a pu être observé sur ce circuit de complexité supérieur au premier et où des modèles de capacité MIM en limite de validité ont été utilisés.

Enfin, nous avons présenté les performances de l'oscillateur contrôlé en tension. Des TBH ont été choisis comme élément d'accord. La comparaison simulation-mesure des performances de l'oscillateur nous a permis de mettre en défaut le modèle des TBH polarisés en inverse et utilisés comme varactor. Un modèle du transistor en inverse a été extrait. Réinjecté dans la simulation, ce modèle nous a permis de retrouver la largeur de la plage d'accord simulée.

Du fait de la livraison tardive des plaques (plus de 3 mois de retard) toutes les investigations envisagées concernant ces oscillateurs n'ont pu être menées. Nous prévoyons ainsi de réaliser une étude plus poussée sur le comportement en bruit de phase de ces oscillateurs, à savoir :

- mesures de bruit basse fréquence (BF) sur les transistors au point de polarisation choisi pour nos conceptions,
- modélisation en bruit BF de ces derniers,
- à partir de là, analyse du bruit de phase,
- comparaison du résultat obtenu avec celui mesuré ici sur le premier oscillateur,
- dans le cas d'un accord non satisfaisant, déterminer les raisons du désaccord, modifier alors le ou les modèles en conséquence,
- sur cette base, réaliser une étude topologique du circuit afin de connaître les performances ultimes en bruit de phase pouvant être réalisées sur un oscillateur à partir de cette technologie et des transistors utilisés,
- définir enfin des règles topologiques permettant de minimiser le bruit de phase des oscillateurs à TBH.

Ce travail est en cours.



REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **P.M. Asbeck et al**, " Heterojonction Bipolar Transistors for Microwave and Millimeter-wave Integrated Circuits", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-34, N°12, December 1987, pp 2571-2579.
- [2] **B.Bayraktaroglu and N.Camilleri**, "Microwave performances of npn and pnp AlGaAs/GaAs Heterojonction Bipolar Transistors", IEEE MTT-S Digest 1988, pp 529-531
- [3] **M.E.Kim et al**, "GaAs heterojonction Bipolar Transistor Device and IC Technology for High-Performance Analog and Microwave Applications", IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, vol. 37, N°9, September 1989, pp 1286-1303.
- [4] **T.Camps**, "Conception et réalisation de transistors bipolaires hyperfréquence de puissance à hétérojonction GaAs/GaAlAs", thèse de l'Université Paul Sabatier soutenue le 28 Juin 1991 à Toulouse.
- [5] **A.Tachafine, J.M.Belquin, P.A.Rolland, S.Delage, E.Chartier, H.Blanc**, "Optimisation of GaInP/GaAs HBT structures for high power operation at X-band and extraction of non linear electrical circuits for CAD", 24th EMC,Cannes, 5-8 sept. 94, pp 1331-1337
- [6] **K. Fricke et al**, "Performance Capabilities of HBT Devices and Circuits for Satellite Communication", IEEE MTT, vol. 40, N°6, June 1992, pp 1205-1213.
- [7] **B. Bayraktaroglu**, " GaAs HBT's for Microwave Integrated Circuits", Proceedings of the IEEE, vol.81, N°12, December 1993, pp 1762-1785.
- [8] **T. Parra et al**, "Multi-projet MMIC à base de transistors bipolaires à hétérojonction sur arséniure de gallium", 9ème JNM, CNAM PARIS, 4-5-6 Avril 1995.
- [9] **C.C.Leung, et al**, "A 0.5 μm Silicon Bipolar Transistor for low phase noise oscillator applications up to 20 GHz", IEEE MTT-S Digest 1985, pp 383-386.
- [10] **A.P.S. Khanna**, "Low noise Ku band fundamental bipolar VCO", IEEE MTT-S Digest 1987, pp 579-581.
- [11] **Microwave Engineering Europe**, "Silicon bipolar reaches 12 GHz in DRO design", Dec/Jan 1995, p 25.

- [12] **Ph. André, M.Gayral, T.Parra, R. Plana, J.M.Dienot, J.Graffeuil**, "Conception, Optimisation et Réalisation d'Oscillateurs en vue de l'Evaluation d'une Filière MMIC à Base de TBH", 9èmes JNM, CNAM PARIS, 4-5-6 Avril 1995.
- [13] **P. Chris Grossman, John Choma**, " Large Signal Modeling of HBT's Including Self-heating and Transit Time Effects", IEEE MTT, vol.40, N°3, March 1992, pp 449-463.
- [14] **C.T. Matsuno, A.K.Sharma, A.K.Oki**, "A Large-signal HSPICE Model for Heterojonction Bipolar Transistor", IEEE MTT, vol. 37, N°9, September 1989, pp 1472-1475.
- [15] **Ph. André**, " Conception Optimisée en Régime de Forts Signaux et Réalisation d'Oscillateurs MMIC en Bande X et Ku", FIRTECH Microélectronique, Toulouse, Janvier 1994.
- [16] **Ph.André, C. Zanchi, M. Gayral**, " Conception et Réalisation d'Oscillateurs Intégrés Monolithiques Micro-ondes à Base de MESFET et de TBH", Journées Club EEA, Circuits Analogiques Haute Fréquence, Paris 6, Université Pierre et Marie Curie, 19-20 Décembre 1994.
- [17] **R. Plana**, "Bruit de Fond dans les Transistors à Effet de Champ et Bipolaires pour Micro-ondes", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier, 12 Février 1993.
- [18] **O. Llopis, J. Verdier, Ph. André, J. Graffeuil**, "Etude Comparitive du Bruit de Phase d'Oscillateurs Micro-ondes à TEC et TBH", 9ème JNM, CNAM-PARIS, 4-5-6 Avril 1995.
- [19] **K.K.Agarwal**, "Applications of GaAsHeterojonction Bipolar Transistors in microwave dielectric resonator oscillators", Microwave Journal, November 1986, pp 177-181.
- [20] **D.A.Boyd**, "Low phase noise X/Ku-band VCO", IEEE MTT-S Digest 1987, pp587-589.
- [21] **S.R. Lesage, M. Madihian, N. Hayama, K. Honjo**, "15.6 GHz HBT microstrip oscillator", Electronics Letters, 18th February 1988, vol.24, N°4, pp 230-232.
- [22] **M.Madihian et al**, "A low noise microwave oscillator employing a self-aligned AlGaAs/GaAs HBT", IEEE MTT, vol 37, N°11, November 1989, pp 1811-1813.
- [23] **D.M.Smith et al**, "25-42 GHz GaAs Heterojonction Bipolar Transistor low phase noise push-push VCOs", IEEE MTT-S Digest 1989, pp 725-728.
- [24] **M.A. Khatibzadeh, B. Bayraktaroglu**, "Low phase noise Heterojonction Bipolar Transistor Oscillator", Electronics Letters, 2nd August 1990, vol 26.

- [25] **M.Madihian and H.Takahashi**, "A low noise K-Ka band oscillator using AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors", IEEE MTT, vol.39, N°1, Jan.1991, pp133-136.
- [26] **S.J. Prasad and C. Haynes**, "First demonstration of a GaInP/GaAs HBT microwave oscillator", IEEE MTT-S Digest 1994, pp 87-90.



CONCLUSION GENERALE



CONCLUSION GENERALE

Nous disposons aujourd'hui pour concevoir un oscillateur micro-onde d'outils de CAO sophistiqués et de plus en plus performants pouvant notamment prendre en compte le comportement en bruit de phase de celui-ci. Malgré tout, cet état de fait n'enlève pas à une fonction d'apparence simple toutes les difficultés qui apparaissent pour en prévoir précisément les performances. L'approche conceptuelle devant aboutir à la réalisation d'un oscillateur tirant profit au mieux de la technologie et du type de dispositif actif utilisés, nécessite une modélisation de ce dernier, du régime linéaire et non-linéaire, du bruit, de l'échauffement, et même une analyse statistique des plus fines. La topologie du circuit doit également être choisie de manière adéquate. Enfin, il est nécessaire de disposer d'une méthodologie, d'une démarche de conception à la fois rigoureuse, souple, adaptée par conséquent à toute topologie d'oscillateur, facile à mettre en oeuvre et nous assurant d'un résultat optimisé.

Un des objectifs de la thèse a ainsi été de mettre en oeuvre une procédure rigoureuse et générale de synthèse d'oscillateur sur un simulateur commercial. Pour se faire, une étude a tout d'abord été menée sur les nombreuses fonctionnalités dont nous permettait de disposer le simulateur utilisé (MDS de Hewlett Packard). Ce travail prospectif sur chaque outil proposé, sur chaque technique d'analyse (linéaire, non-linéaire avec la méthode d'équilibrage harmonique et temporelle), parfois spécifiquement adaptée à la fonction oscillateur, nous a permis de cerner les avantages et les inconvénients de chacun de ces outils et techniques. Il nous a conduit à définir un processus de conception d'oscillateur en régime de forts signaux. Celui-ci repose en grande partie sur l'optimisation du cycle de charge intrinsèque du transistor utilisé. L'objectif recherché est ainsi de maximiser l'excursion du cycle en veillant malgré tout à ce qu'il ne soit pas trop distordu (on place le transistor en régime de compression par exemple au maximum de puissance ajoutée), ainsi qu'à minimiser sa surface pour assurer une adaptation optimale, et par conséquent, selon le point de polarisation choisi un rendement maximisé. L'oscillateur est d'autre part transformé en amplificateur en réflexion afin de permettre la synthèse de l'impédance de charge. Cette synthèse prend en compte la fréquence fondamentale et ses harmoniques grâce à un processus itératif permettant de présenter lors de l'optimisation la même impédance de charge à toutes les fréquences.

Cette méthodologie a été utilisée pour concevoir plusieurs oscillateurs MMIC à base de MESFET GaAs ou de TBH GaAlAs/GaAs. Ceci a permis d'en démontrer d'une part la souplesse et l'efficacité d'utilisation, et d'autre part d'apporter une contribution à l'évaluation de deux filières MMIC (GEC-Marconi et TRW) par rapport à la fonction oscillateur.

Ainsi, dans un premier temps un oscillateur libre MMIC à MESFET a été conçu. Nous l'avons testé. Mesures et simulation ont été confrontées. Un accord satisfaisant a été observé sur la fréquence d'oscillation mais un désaccord supérieur à 3 dB est apparu sur le niveau de puissance de sortie qui nous a conduit à remettre en cause le modèle fondeur utilisé pour la conception. A partir de mesures en impulsions ($I(V)$), nous avons alors élaboré un modèle non-linéaire du MESFET de manière à prendre en compte au mieux les phénomènes de pièges et thermiques conditionnant le fonctionnement du transistor. Les résultats obtenus avec ce nouveau modèle se sont révélés très proches de ceux produit par le modèle fondeur. Une réflexion a alors été menée sur les limites concernant la modélisation fort signal des transistors à effet de champ. Les différences observées sur nos oscillateurs entre les niveaux de puissance simulés et mesurés ont été attribuées d'une part au phénomène d'autopolarisation et d'autre part à la nature distribuée de la région de grille, ces deux phénomènes n'étant pas pris en compte dans une modélisation non linéaire classique de TEC. Ce travail de réflexion constitue ainsi un apport au problème de la modélisation non linéaire des transistors à effet de champ.

La caractérisation des oscillateurs réalisés a été complétée par des mesures de bruit de phase. Un modèle en bruit du transistor a été extrait de mesures en bruit basse fréquence et utilisé pour réaliser des simulations de bruit de phase. La comparaison a montré un comportement global proche des prévisions théoriques. Néanmoins, nous avons constaté certains écarts que nous avons attribué aux conditions de caractérisation en bruit basse fréquence ne reproduisant pas les conditions de fonctionnement du transistor en oscillation [1,2]. De ce fait, les capacités de prédiction de la technique d'analyse (analyse de sensibilité ou pushing) utilisée par le simulateur n'ont pu être correctement évaluées.

Enfin, notre dernier travail apporte une contribution à l'évaluation d'une filière MMIC à base de Transistor Bipolaire à Hétérojonction GaAlAs/GaAs à travers la réalisation de trois oscillateurs : deux oscillateurs libres dont un avec étage tampon de sortie, et un oscillateur contrôlé en tension. Les performances en fréquence et en puissance simulées et mesurées de chacun de ces oscillateurs ont été présentées. Un accord remarquable a ainsi pu être observé sur l'oscillateur libre simple étage qui permet d'établir la maturité de la technologie mise en oeuvre ici. Un accord moins bon a été obtenu sur l'oscillateur à "buffer" ainsi que sur l'OCT, mais des contraintes d'encombrement nous ont obligé à utiliser un modèle de

capacité MIM en limite de validité. D'autre part, les modèles des TBH utilisés en inverse comme élément d'accord ont été mis en défaut. De la mesure des capacités de jonction du transistor d'accord a été extrait un modèle qui, réinjecté dans la simulation, nous a permis de retrouver la largeur de la plage d'accord simulée.

Nous avons procédé également à la caractérisation en bruit de phase des oscillateurs. Ils sont apparus comme très bruyants. Ce mauvais comportement en bruit a été attribué à la présence d'un piège de G-R identifiable autour de 100kHz sur le spectre de bruit de phase et laissant présager une amélioration possible des performances en bruit de phase de la technologie mise en oeuvre.

Ces circuits fabriqués par TRW ont été reçus très récemment après une attente de plus d'un an. Ce retard explique pourquoi les investigations sur ces oscillateurs n'ont pu être menées plus en profondeur. La poursuite de cette étude est en cours. Néanmoins dans son état actuel elle constitue aujourd'hui à notre connaissance sur le plan universitaire en Europe une première et l'étude la plus approfondie qui ait pu être menée sur les oscillateurs MMIC à TBH.

A travers l'ensemble du travail présenté ici, nous avons apporté une contribution au problème de la conception des oscillateurs MMIC.

Même si le domaine a largement été couvert depuis presque 20 ans, la course à la miniaturisation et à la montée en fréquence se poursuit. Un des grands challenges de la recherche en ce domaine, aujourd'hui, est de rendre possible la réalisation monolithique d'oscillateurs approchant le niveau de performance de ceux réalisés en hybride. Pour cela plusieurs voies se dégagent. Parmi celles ci nous en citerons deux :

La première concerne la précision de prédiction du comportement en bruit de phase de l'oscillateur afin de rendre possible son optimisation rigoureuse. Nous disposons aujourd'hui d'outils de CAO permettant ce type d'analyse. Il a été montré par contre récemment que la modélisation en bruit de l'oscillateur telle qu'elle est pratiquée aujourd'hui ne permettait pas une bonne prévision du bruit de phase [1,2]. Un travail important de ce point de vu reste donc à faire.

La seconde ne fait que se profiler et risque d'ici quelques temps d'offrir au concepteur d'oscillateur le résonateur à fort coefficient de surtension intégrable monolithiquement qu'il attend. Elle a pour objet une technologie qui émerge lentement et qui devrait permettre la réalisation de circuits, et notamment de cavité sur membrane [3,4]. Ces technologies apporteront peut-être la solution au problème critique de l'obtention de forts coefficients de qualité.

- [1] J. Verdier, O.Llopis, R.Plana, J.Graffeuil, "Etude du bruit basse fréquence dans les composants à effet de champ micro-ondes en régime de fonctionnement fortement non-linéaire: application aux oscillateurs à haute pureté spectrale", 9ème JNM, PARIS CNAM, 4-5-6 Avril 1995,5B7.
- [2] O.Llopis, J.Verdiér, R.Plana, J. Graffeuil, "Low frequency noise in FETs devices operated in nonlinear conditions consequences on oscillators phase noise", 25th EMC 1995, Bologna, accepté pour publication.
- [3] T.M. Weller, L.P.B. Katechi, G.M.Rebeiz, "High performance microshield line components", IEEE Trans MTT, Vol. 43, N°3, March 1995, pp 534-543.
- [4] C-Y. Chi, G.M. Rebeiz, "Planar microwave and millimeter-wave lumped elements and coupled-line filters using micro-machining techniques", IEEE Trans. MTT, Vol.43, N°4, April 1995, pp 730-738.

ANNEXES

ANNEXE 1

PARAMETRES DU MODELE FORT SIGNAL DU TBH 3X20QEB :

<i>Paramètres Transistor</i>			Fract°de capa intrinsèque	XCJC	0.425
Courant saturat° C	IS	$4.64.10^{-23} A$	Potentiel de jonct° B E	VJE	1.45 V
Courant saturat°recomb B	ISE	$7.31.10^{-22} A$	Coef de gradualité B E	MJE	0.61
Courant saturat°recomb C	ISC	$2.86.10^{-14} A$	Potentiel de jonct° B C	VJC	1.18 V
Facteur d'idéalité (FI) C	NF	1.06	Coef de gradualité B C	MJC	0.5
FI B	NE	1.25	Facteur linéarisat° capa	FC	0.6
FIE	NR	1	Résistance B totale	RB	4.47 Ω
2e FI B Inverse	NC	1.95	Résistance C totale	RC	7.17 Ω
Gain courant direct	BF	600	<i>Paramètres diode Base Emetteur</i>		
Gain courant Inverse	BR	2	Courant Saturat°B Sndaire	IS	$7.9.10^{-15} A$
Temps de transit direct	TF	4.81 ps	F I B Secondaire	N	2.149
Facteur de phase en excés	PTF	60	<i>Paramètre résistance d'Emetteur</i>		
Tension d'Early directe	VAF	1000 V	Résistance contact E	RE	0.58 Ω
Tension d'Early Inverse	VAR	700 V	<i>Paramètres Capacités Parasites (CP)</i>		
Capacité B E à 0V	CJE	702 fF	CP BC	CBC	5.62 fF
Capacité totale B C à 0V	CJC	174 fF	CP CE	CCE	5.62 fF

Auteur : Philippe ANDRE

"Conception et réalisation d'oscillateurs intégrés monolithiques micro-ondes à base de transistors sur Arséniure de Gallium"

Résumé :

Ce travail est une contribution à la conception et à la réalisation d'oscillateurs intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC) à base de Transistor à Effet de Champ à Grille Schottky (MESFET) GaAs ou de Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH) GaAlAs/GaAs.

Nous faisons tout d'abord un rappel sur les principales notions caractéristiques de la fonction oscillateur (notamment conditions d'oscillation et bruit de phase) suivi d'un état de l'art de cette fonction en technologie MMIC.

Dans la deuxième partie, nous présentons les différentes techniques de CAO linéaires et non-linéaires utilisées pour la conception des oscillateurs. Avantages et inconvénients sont dégagés. Ceci nous conduit à définir une procédure générale de conception d'oscillateurs en régime de forts signaux basée sur la méthode d'équilibrage harmonique. L'oscillateur est traité sous la forme d'un amplificateur en réflexion avec optimisation du cycle de charge intrinsèque au transistor et de l'impédance de charge.

Cette méthodologie est ensuite appliquée à la conception d'un oscillateur MMIC à base de MESFET. La comparaison simulation-mesure nous conduit à constater les limites des méthodes de caractérisation classique permettant l'extraction de modèle non-linéaire de FET. Une technique consistant à extraire le réseau de caractéristiques de sortie d'un transistor placé en état de fonctionnement fort signal met en évidence ces limites. Enfin, une caractérisation complète des oscillateurs est réalisée incluant mesure et simulation du bruit de phase.

La dernière partie présente la conception et la réalisation d'oscillateurs MMIC à base de TBH. L'objectif est d'évaluer ici, par rapport à la fonction oscillateur, une technologie MMIC à TBH GaAlAs/GaAs.

Mots Clés : Oscillateur - Micro-ondes - MMIC - Transistor à Effet de Champ - Transistor Bipolaire à Hétérojonction - Bruit de Phase - Modèles Non-Linéaires - Analyse fort signal.

"Design and fabrication of microwave monolithic integrated oscillators based on Gallium Arsenide transistors"

Abstract :

We report a contribution to the design of microwave monolithic integrated oscillators (MMIC oscillators) based on GaAs MESFET or GaAlAs/GaAs HBT.

In the first part, a theoretical background on the oscillator function is given (in particular oscillation conditions and phase noise). A state-of-the-art of this function in regard of MMIC technology is presented.

In the second part, we present the different CAD linear and non linear methods which can be used to design oscillators. Advantages and disadvantages of each one are underlined. From this study we define a general large signal design methodology based on the harmonic balance method. The oscillator is analysed as a reflexion amplifier. In this form, transistor intrinsic load cycle (power transfer to the output) and load impedance are optimised.

This methodology is then applied to the design of one MMIC MESFET oscillator. The simulation-measurement comparison underlines the limits of the characterisation technics commonly used to extract non linear FET models. A technic of characterisation consisting to extract FET I(V) characteristics with FET used in a large signal state (auto-bias) points out these limits. Finally, a complete characterisation of the oscillator is realised including phase noise measurement and simulation.

The last part presents the design of HBT MMIC oscillators. Here, the aim is to evaluate, with respect to oscillator function, a GaAlAs/GaAs HBT MMIC technology.

Key words: Oscillator - Microwave - MMIC - Field Effect Transistor - Heterojunction Bipolar Transistor - Phase Noise - Non linear model - Large signal analysis.