



**HAL**  
open science

# Conception en technologie intégrée de circuits hyperfréquences pour la télémessure image d'un instrument spatial

Christophe Laporte

► **To cite this version:**

Christophe Laporte. Conception en technologie intégrée de circuits hyperfréquences pour la télémessure image d'un instrument spatial. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 1995. Français. NNT: . tel-00144088

**HAL Id: tel-00144088**

**<https://theses.hal.science/tel-00144088>**

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

présentée à  
L'UNIVERSITE PAUL SABATIER

en vue de l'obtention du  
DOCTORAT de l'UNIVERSITE PAUL SABATIER de TOULOUSE  
Spécialité : électronique

par  
Christophe LAPORTE

---

**CONCEPTION EN TECHNOLOGIE INTEGREE DE CIRCUITS  
HYPERFREQUENCES POUR LA TELEMESURE IMAGE D'UN  
INSTRUMENT SPATIAL .**

---

soutenue le 8 Novembre 1995 devant le jury composé de :

<b>M. OLIVIER</b>	Président-Rapporteur
<b>R. QUÉRÉ</b>	Rapporteur
<b>J. GRAFFEUIL</b>	Directeur de thèse
<b>L. LAPIERRE</b>	Co-Directeur de thèse
<b>M. GAYRAL</b>	Examineur
<b>P. LABASSE</b>	Examineur
<b>J.F. SAUTEREAU</b>	Examineur
<b>C. TRONCHE</b>	Examineur

**Thèse préparée dans le cadre**

**du LAAS-CNRS**  
7 avenue du Colonel Roche 31077 Toulouse cédex

**et du département HY du CNES**  
18 avenue Edouard Belin 31055 Toulouse cédex

RAPPORT LAAS N° 95474

A la mémoire de mon frère, Jean-Philippe

## AVANT PROPOS

Cette thèse a été préparée au sein du département Hyperfréquences (HY) de la division Technique de Transmission et de Localisation (TTL) du Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) de Toulouse. Je remercie vivement Monsieur M. BOURDEIL, chef de la division TTL, pour la confiance qu'il m'a témoignée en m'accueillant dans sa division.

J'exprime mes remerciements les plus sincères à Monsieur J. SOMBRIN, Chef du département Hyperfréquences, pour l'aide technique et administrative qu'il m'a apportée tout au long de ces travaux et pour sa participation à ce jury de thèse.

Ce travail s'est déroulé en collaboration avec le Laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes (LAAS) du CNRS de Toulouse au sein du groupe "Circuits et Composants Microondes" (CCM) que dirige Monsieur J. GRAFFEUIL, Professeur à l'Université Paul SABATIER. Je lui suis profondément reconnaissant d'avoir assuré la direction de cette thèse avec une très grande disponibilité et efficacité.

Mon parrain scientifique, Monsieur L. LAPIERRE, Ingénieur d'études au département HY du CNES, m'a fait bénéficier sans réserve, au cours de ces trois années, de sa grande expérience dans le domaine des hyperfréquences associée à des compétences techniques réellement impressionnantes qui ont permis de faire aboutir ce travail. Je lui exprime ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour cet encadrement d'une très grande efficacité.

Je remercie vivement Monsieur M. OLIVIER, Professeur à l'Université de Besançon, qui a bien voulu me faire l'honneur de juger ce travail en acceptant d'être rapporteur.

Mes remerciements vont également à Monsieur R. QUÉRÉ, Professeur à l'Université de Limoges, qui a accepté la charge de rapporteur malgré de très lourdes tâches.

Je suis très honoré par la présence à ce jury de thèse de Monsieur J.F SAUTEREAU, Directeur de la formation continue à l'Université Paul Sabatier de Toulouse.

Je fais part de ma profonde gratitude à Monsieur M. GAYRAL de l'équipe CCM du LAAS pour sa participation à ce jury.

Mes sincères remerciements vont également à Monsieur P. LABASSE de la société THOMSON Composants Spécifiques et Monsieur C. TRONCHE de la société ALCATEL-ESPACE pour leur participation à ce jury de thèse.

Je veux exprimer toute ma sympathie à Monsieur F. GIZARD, spécialiste des mesures sous pointes au département Hyperfréquences du CNES, pour sa précieuse collaboration lors d'un travail expérimental délicat. Sa compétence et sa disponibilité ont été déterminants dans l'aboutissement de ces travaux.

Je tiens également à témoigner ma reconnaissance à Monsieur J.C LALaurIE, Ingénieur d'études au CNES, dont le support technique m'a été très profitable.

Enfin, je voudrais exprimer mes chaleureux remerciements à toutes les personnes du département Hyperfréquences du CNES qui ont rendu, par leur gentillesse et leur disponibilité, ce travail plus agréable. Je tiens à y associer mes brillants prédécesseurs: P. MEISSE, A. PRIMEROSE et F. SEJALON pour l'amitié qui s'est installée entre nous et la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

## **TABLE DES MATIERES**



## SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I : ETUDE D'UNE SOURCE HYPERFREQUENCE STABILISEE .....</b>	<b>6</b>
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>7</b>
<b>I : CARACTERISATION DES FLUCTUATIONS DE PHASE OU DE FREQUENCE D'UN OSCILLATEUR .....</b>	<b>8</b>
I.1 : Variation instantanée de fréquence .....	8
I.2 : Densité spectrale des fluctuations de fréquence et de phase .....	9
I.3 : Définition et calcul du bruit intégré de phase et de fréquence intéressant l'application télémesure .....	11
I.3.1: Introduction .....	11
I.3.2 : Présentation théorique .....	11
I.4 : Spécifications de la source hyperfréquence .....	13
<b>II : ARCHITECTURES POSSIBLES DE L'OSCILLATEUR LOCAL .....</b>	<b>14</b>
Introduction .....	14
II.1 : Synthèse directe .....	14
II.1.1 : Multiplication directe .....	14
II.1.2 : Boucle à verrouillage de phase .....	15
II.2 : Synthèse indirecte .....	17
II.2.1 : Boucle à verrouillage de phase avec mélangeur .....	17
Conclusion .....	18
<b>III : ETUDE DU BRUIT DE PHASE DE LA SOURCE HYPERFREQUENCE .....</b>	<b>19</b>
III.1 : Boucle à verrouillage de phase sans mélangeur .....	19
III.1.1 : Contributions de la référence et de l'OCT .....	19
III.1.2 : Contributions des autres sources de bruit .....	22
III.1.2.1 : Bruit des diviseurs [3],[7] .....	22
III.1.2.2 : Bruit de l'électronique [3],[8] .....	23
III.1.3 : Expression du spectre de bruit de phase global .....	23
III.2 : Boucle à verrouillage de phase avec mélangeur .....	25



III.2.1 : Schéma de la nouvelle boucle .....	25
III.2.2 : Contributions de la référence et de l'OCT .....	26
III.2.3 : Contributions des autres sources de bruit.....	28
III.2.3.1: Bruit des diviseurs .....	28
III.2.3.2 : Bruit de l'électronique d'asservissement.....	28
III.2.3.3 : Bruit des mélangeurs.....	29
III.2.4 : Discussion des résultats.....	29
Conclusion.....	31
<b>IV : SIMULATION DES BOUCLES A VERROUILLAGE DE PHASE.....</b>	<b>32</b>
IV.1 : Hypothèses de la simulation.....	32
IV.2 : Résultats de simulation.....	36
IV.2.1 : Multiplication directe .....	36
IV.2.2 : Boucle à verrouillage de phase.....	38
<b>V : CHOIX DE L'ARCHITECTURE DE L'OSCILLATEUR LOCAL .....</b>	<b>40</b>
Introduction.....	40
V.1 : Motivations du choix.....	40
V.2 : Architecture retenue.....	41
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>42</b>

<b>CHAPITRE II : ETUDE ET CONCEPTION D'OSCILLATEURS CONTROLES EN TENSION EN TECHNOLOGIE INTEGREE.....</b>	<b>43</b>
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>45</b>
<b>I : THEORIE DES DIPOLES A RESISTANCE NEGATIVE .....</b>	<b>47</b>
I.1 : Présentation et développement de la théorie.....	47
I.2 : Conditions de démarrage .....	49
<b>II : ANALYSE DES OSCILLATEURS DANS LE DOMAINE NON-LINEAIRE.....</b>	<b>51</b>
II.1 : Introduction .....	51
II.2 : Domaines et méthodes d'analyse des OCT en grand signal .....	51
II.2.1 : Introduction .....	51
II.2.2 : Analyse temporelle.....	52
II.2.3 : Équilibrage harmonique .....	53
II.2.3.1 : Introduction.....	53
II.2.3.2 : Analyseur LIBRA .....	53
II.2.3.3 : Analyseur LISA.....	55
II.2.4 : Conclusion.....	56
II.3 : Modèles non-linéaires du TEC et de l'élément d'accord.....	57
II.3.1 : Introduction .....	57
II.3.2 : Modèle non-linéaire du TEC.....	57
II.3.3 : Modèle non-linéaire du varactor.....	62
II.4 : Conclusion.....	64
<b>III : METHODOLOGIE DE CONCEPTION DES OSCILLATEURS ET OCT.....</b>	<b>65</b>
III.1 : Présentation de la méthode.....	65
III.2 : Objectifs et développement du calcul .....	67
III.2.1 : Introduction.....	67
III.2.2 : Objectifs.....	68
III.2.3 : hypothèses et environnement de l'étude.....	68
III.3 : Évaluation de différentes configurations d'OCT.....	70
III.3.1 : Configuration série .....	70
III.3.1.1 : Varactor dans la grille.....	70
III.3.1.2 : Varactor dans la source.....	78
III.3.1.3 : Varactor dans le drain.....	85

III.3.2 : Configuration parallèle.....	90
III.3.2.1 : Varactor dans la grille.....	90
III.3.3 : Conclusions et choix de la configuration d'analyse.....	97
III.4 : Analyse et optimisation d'un OCT intégré.....	98
III.4.1 : Introduction.....	98
III.4.2 : Étude analytique des conditions de démarrage.....	98
III.4.2.1 : Hypothèses simplificatrices.....	98
III.4.2.2 : Développement du calcul.....	98
III.4.2.2.1 : Partie réelle.....	99
III.4.2.2.2 : Partie imaginaire.....	102
III.4.2.3 : Récapitulation des résultats.....	107
III.4.3 : Réalisation d'un OCT en bande x.....	108
III.4.3.1 : Introduction.....	108
III.4.3.2 : Analyse des conditions de démarrage.....	108
III.4.3.3 : Analyse du régime grand signal de l'OCT.....	113
III.4.3.3.1 : Introduction.....	113
III.4.3.3.2 : Analyse et optimisation de l'OCT.....	113
III.4.4 : Conclusion.....	118
<b>IV : REALISATION DES OCT EN TECHNOLOGIE INTEGREE.....</b>	<b>119</b>
IV.1 : Présentation de la filière.....	119
IV.2 : Réalisation des fonctions de la fabrication TELEMAQUE.....	119
IV.2.1 : Objectifs.....	119
IV.2.2 : Résultats de l'optimisation.....	121
IV.2.3 : OCT utilisant une contre réaction parallèle.....	124
IV.2.4 : Conclusion.....	126
<b>V : SIMULATIONS NON-LINEAIRES ET MESURES.....</b>	<b>127</b>
V.1 : Introduction.....	127
V.2 : Oscillateur à fréquence fixe.....	128
V.2.1 : Simulation.....	128
V.2.2 : Analyse de dispersion.....	130
V.2.2.1 : Introduction.....	130
V.2.2.2 : Hypothèses de l'étude de sensibilité et résultats.....	130
V.2.3 : Résultats électriques de la plaque mesurée.....	132
V.2.3.1 : Présentation du réticule.....	132
V.2.4 : Mesures de l'oscillateur.....	133

V.2.4.1 : Introduction .....	133
V.2.4.2 : Résultats.....	135
V.3 : OCT utilisant une contre réaction série .....	136
V.3.1 : Introduction .....	136
V.3.2 : Simulation de l'OCT .....	136
V.3.3 : Simulation de l'étage tampon et du diviseur WILKINSON .....	138
V.3.3.1 : Introduction.....	138
IV.3.3.2 : Objectifs visés .....	139
V.3.3.3 : Étude en régime linéaire de fonctionnement.....	139
IV.3.3.4 : Étude en régime non-linéaire de fonctionnement .....	141
V.3.4 : Simulations et mesures de la puce complète .....	142
V.3.4.1 : Introduction.....	142
V.3.4.2 : Comparaisons mesure-simulation .....	143
V.3.4.3 : Conclusion .....	144
V.4 : OCT utilisant une contre-réaction parallèle .....	146
V.4.1 : Introduction .....	146
V.4.2 : Comparaison mesure-simulation.....	147
V.5 : Mesure du bruit de phase .....	148
V.5.1 : Introduction .....	148
V.5.2 : Mesure du bruit basse fréquence de la filière HP07 .....	148
V.5.3 : Mesure du bruit de phase .....	149
V.6 : Récapitulation des résultats de mesure.....	150
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>151</b>

**CHAPITRE III : CONCEPTION, REALISATION  
ET MESURES DES CIRCUITS  
DE LA SECONDE FABRICATION .....153**

**I : OPTIMISATION DE LA STABILITE FREQUENTIELLE D'UN OSCILLATEUR  
INTEGRE.....156**

I.1 : Présentation de la méthode.....156

    I.1.1 : Position du problème.....156

    I.1.2 : Définitions.....156

    I.1.3 : Hypothèses simplificatrices.....157

I.2 : Application .....160

    I.2.1 : Introduction.....160

    I.2.2 : Approche basée sur un schéma équivalent simplifiée du TEC.....160

        I.2.2.1 : Développement du calcul.....160

        I.2.2.2 : Conditions de réduction des termes  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  .....161

        I.2.2.3 : Conclusion.....165

        I.2.2.4 : Application à la réalisation d'un OCT.....165

    I.2.3 : Prise en compte du schéma équivalent complet du TEC.....167

        I.2.3.1 : Introduction .....167

        I.2.3.2 : Optimisation des impédances de fermeture .....168

        I.2.3.3 : Conclusion.....174

    I.2.4 : Aspect des cycles de charge.....175

        I.2.4.1 : Introduction .....175

        I.2.4.2 : Choix de l'impédance permettant l'optimisation du cycle.....175

        I.2.4.3 : Évolution du cycle avec les variations de  $Z_d$ .....176

    I.2.5 : Démarrage de l'oscillation .....178

I.3 : Conclusion.....178

**II : REALISATION DES OSCILLATEURS ET OCT EN TECHNOLOGIE MMIC.....179**

II.1 : Objectifs .....179

II.2 : Topologie des oscillateurs et OCT .....180

    II.2.1 : Introduction .....180

    II.2.2 : Problèmes liés à la technologie MMIC.....181

II.3 : Oscillateur à fréquence fixe .....181

    II.3.1 : Introduction .....181

    II.3.2 : Objectifs et réalisation des impédances de bouclage.....182

II.4 : Oscillateurs Contrôlés en Tension.....186

II.5 : Conclusion.....	190
<b>III : EFFETS DE VARIATIONS DES PARAMETRES ELECTRIQUES ET TECHNOLOGIQUES NOMINAUX .....</b>	<b>191</b>
III.1 : Introduction.....	191
III.2 : Présentation de l'étude de dispersion.....	191
III.2.1 : Objectifs.....	191
III.2.2 : Hypothèses de l'étude de sensibilité .....	191
III.3 : Variation des tensions de polarisation de l'élément actif .....	192
III.3.1 : Présentation du calcul .....	192
III.4 : Application aux réalisations de la fabrication DONATELLO .....	193
III.4.1 : Oscillateurs fixes.....	193
III.4.1.1 : Introduction.....	193
III.4.1.2 : Calcul de sensibilité.....	194
III.4.1.3 : Dispersion technologiques .....	195
III.4.1.4 : Évaluation du pushing de grille des oscillateurs .....	197
III.4.2 : OCT de la fabrication DONATELLO.....	199
III.4.2.1 : Introduction.....	199
III.4.2.2 : Calcul de sensibilité.....	199
III.4.2.3 : Dispersion technologique.....	200
III.4.2.4 : Évaluation du facteur de pushing des OCT.....	201
III.5 : Conclusion .....	201
<b>IV : SIMULATIONS NON-LINEAIRES ET MESURES DES OSCILLATEURS ET OCT .....</b>	<b>202</b>
IV.1 : Introduction.....	202
IV.2 : Simulations non-linéaires et mesures des oscillateurs .....	203
IV.2.1 : Introduction.....	203
IV.2.2 : Simulation des oscillateurs .....	203
IV.2.3 : Résultats électriques de la plaque mesurée .....	206
IV.2.3.1 : Introduction.....	206
IV.2.3.2 : Paramètres électriques de la plaque mesurée.....	207
IV.2.4 : Résultats de mesure des oscillateurs.....	208
IV.2.4.1 : Introduction.....	208
IV.2.4.2 : Résultats de mesure des oscillateurs avec TEC 900 $\mu\text{m}$ .....	208
IV.2.4.3 : Résultats de mesure des oscillateurs avec TEC 600 $\mu\text{m}$ .....	212
IV.2.5 : Conclusions concernant la mesure des oscillateurs.....	214
IV.3 : Simulations et mesures des oscillateurs contrôlés en tension.....	216

IV.3.1 : Introduction.....	216
IV.3.2 : Simulations des OCT de la fabrication DONATELLO .....	216
IV.3.3 : Conclusions des simulations des OCT.....	220
IV.3.4 : Mesure des OCT de la fabrication DONATELLO.....	221
IV.3.4.1 : Introduction.....	221
IV.3.4.2 : Résultats de mesure des OCT avec TEC 900 $\mu\text{m}$ .....	222
IV.3.4.3 : Résultats de mesure de l'OCT avec TEC 600 $\mu\text{m}$ .....	224
IV.3.4.4 : Résultats de mesure de l'OCT avec TEC 400 $\mu\text{m}$ .....	225
IV.3.4.5 : Conclusions concernant la mesure des OCT.....	227
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>229</b>

<b>CHAPITRE IV : CONCEPTION DES MODULATEURS BIPHASES ET QUADRIPHASES.....</b>	<b>231</b>
<b>I : INTRODUCTION.....</b>	<b>233</b>
<b>I : REALISATION DU MODULATEUR A DEUX ETATS DE PHASE.....</b>	<b>234</b>
I.1: Spécifications.....	234
I.2 : Principe de fonctionnement.....	234
I.3 : Réalisation des modulateurs BPSK .....	236
I.3.1 : Introduction.....	236
I.3.2 : Simulations des modulateurs BPSK.....	236
I.3.2.1 : Simulations .....	236
I.3.2.2 :Analyse de sensibilité.....	241
I.3.3 : Résultats de mesure des modulateurs BPSK.....	242
I.4 : Conclusion.....	246
<b>II : REALISATION DES MODULATEURS A QUATRE ETATS DE PHASE .....</b>	<b>247</b>
II.1 : Spécifications.....	247
II.2 : Principe de fonctionnement du modulateur QPSK.....	247
II.3 : Réalisation des modulateurs QPSK.....	249
II.3.1 : Introduction .....	249
II.3.2 : Simulation du modulateur QPSK .....	251
II.3.3 : Analyse de sensibilité.....	254
II.3.4 : Résultats de mesure des modulateurs QPSK.....	255
II.4 : Conclusion.....	259
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>260</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>261</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>265</b>
ANNEXES I.....	267
ANNEXES II.....	269
ANNEXES III.....	271
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....</b>	<b>273</b>





## INTRODUCTION GENERALE

Le circuit intégré monolithique microonde (MMIC) est généralement dédié aux applications de grand volume, où les fonctions réalisées sont reproduites un très grand nombre de fois. C'est le cas des antennes actives comme celles étudiées pour le projet de radar à synthèse d'ouverture embarqué sur satellite, RADAR 2000, qui nécessitent la réalisation de 6000 modules d'émission-réception MMIC en bande X [1]. Le nombre de circuits hyperfréquences à réaliser dans ce contexte rend obligatoire une reproductibilité importante des performances électriques et une optimisation des coûts de développement et de fabrication très bien supportées par la technologie MMIC.

L'introduction des MMIC pour ce type d'application n'apparaît cependant pas comme le seul débouché viable. La miniaturisation d'un équipement spatial peut également intéresser des applications dites de petit volume où le besoin porte sur la réalisation d'un seul équipement spatial avec pour objectifs premiers une réduction sensible de masse et d'encombrement.

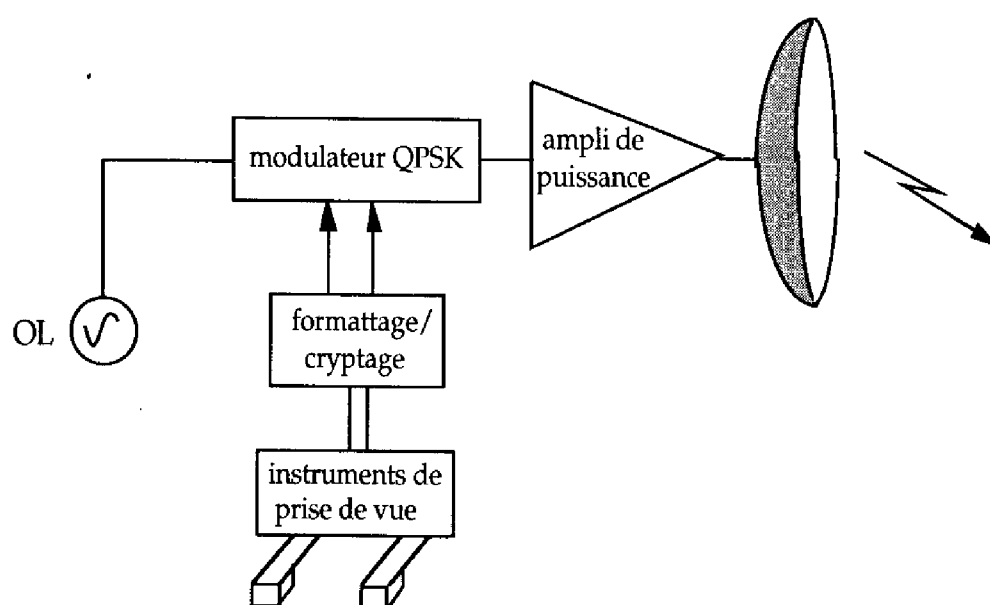
Les satellites d'observation de la Terre de type SPOT, dont les équipements de TéléMesure Charge Utile (TMCU) ont fait appel jusqu'à maintenant (SPOT 1 à 4) à la technologie hybride, constituent dans cette optique, un domaine d'application très intéressant. Les besoins en transmissions de données, de plus en plus importants, pourraient nécessiter jusqu'à 3 ensembles de TMCU pour la version SPOT5. Si l'on ajoute à cela les demandes de programmes similaires, le nombre de modèles de vol à réaliser serait supérieur à 10.

Les coûts de développement pour ce type d'application peuvent être sensiblement réduits en réalisant toutes les fonctions de l'équipement hyperfréquence en une seule fabrication en fonderie. Le grand nombre de circuits obtenus peut couvrir les besoins en puces des diverses applications et permettre la qualification complète de l'équipement (maquettes sur table, modèles d'identification, modèles de vol). Dans un tel contexte, le coût d'une solution MMIC devient compétitif avec celui d'une solution en technologie hybride. On obtient ainsi un gain au niveau interface et encombrement, sans impact critique sur le coût.

Nous nous proposons donc de réaliser un équipement de Télémesure Charge Utile (TMCU), représenté figure 1, destiné en premier lieu à un instrument de prise de vue embarqué dont toutes les fonctions hyperfréquences seront réalisées en technologie MMIC. Son domaine d'application est en fait très large et concerne les transmissions de données d'un satellite à la station sol ou à bord du satellite. Le

fonctionnement de cet équipement est basé sur une modulation directe de la porteuse hyperfréquence et doit pouvoir fonctionner dans la bande de fréquence des télémétries pour l'observation de la Terre soit (8-8,4 GHz). Cette porteuse est modulée par un modulateur de type BPSK ou QPSK suivant le rythme de bits à transmettre et les contraintes d'encombrement spectral. Le rythme de bits envisagé est compris entre 100 kbit/s et plusieurs dizaines de Mbit/s. Enfin, le signal modulé est amplifié (1 W) avant d'être transmis à la station sol.

Le but de cette étude est de proposer un équipement d'encombrement et de masse réduits, fonctionnant dans toute la bande allouée aux télémétries et éventuellement transposable à d'autres bandes de fréquence.



**figure 1 : Schéma de principe de la télémétrie SPOT**

Le travail a principalement porté sur la réalisation de l'oscillateur local en bande X et dans une moindre mesure sur les modulateurs, déjà existants, mais qui ont nécessité quelques améliorations. La présentation de ce travail s'articule autour de quatre chapitres.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré au choix de l'architecture de la porteuse hyperfréquence (ou Oscillateur Local, OL). La prise en compte des contraintes d'encombrement et des spécifications de bruit de phase de l'oscillateur local nous amène à proposer une boucle à verrouillage de phase utilisant une référence à quartz.

Un deuxième chapitre traite de la réalisation des premières versions d'oscillateurs à fréquences fixes et d'oscillateurs contrôlés en tensions (OCT) utilisés dans la boucle à verrouillage de phase. La méthode de conception proposée, basée sur une approche petit signal utilisant le calcul symbolique, a pour objectif une bonne prévision de la fréquence d'oscillation avec une marge d'erreur fixée à 5 %.

Après avoir étudié différentes rétroactions (série et parallèle) appliquées à un Transistor à Effet de Champ (TEC) et associées aux diverses positions possibles de l'élément d'accord (grille, source et drain), la rétroaction série du TEC avec varactor dans la grille qui apparaît la mieux adaptée à notre besoin est retenue. Les simulations non-linéaires des circuits oscillateurs, puis leur réalisation en MMIC dans la filière HP07 de puissance du fondeur THOMSON/TCS sont ensuite proposées. Enfin, dans une dernière partie, les mesures de ces premières réalisations sont présentées et comparées aux simulations.

Dans le troisième chapitre, nous proposons une méthode originale pour réduire la sensibilité de la fréquence d'oscillation à des variations de la tension de grille du TEC. Plusieurs réalisations d'oscillateurs et d'OCT sont proposées pour vérifier les résultats des développements théoriques autorisant cette réduction. Dans une dernière partie les résultats de mesure et de simulation de la seconde fabrication en fonderie sont présentés.

Le quatrième et dernier chapitre présente le travail réalisé sur les modulateurs BPSK et QPSK de la télémesure. Cette étude, basée sur les travaux de A.PRIMEROSE [2], a pour objectif la production de modulateurs biphasé et quadriphasé entièrement intégrés répondant aux spécifications SPOT. Les comparaisons entre mesures et simulations de ces fonctions sont également présentées en détail.



**CHAPITRE I**  
**ETUDE D'UNE SOURCE**  
**HYPERFREQUENCE**  
**STABILISEE**



## **INTRODUCTION**

La stabilité en fréquence requise à long terme pour les sources hyperfréquences utilisées dans les systèmes de communication actuels est généralement comprise entre  $10^{-5}$  et  $10^{-7}$  ( $10^{-7} \leq \frac{\Delta f}{f} \leq 10^{-5}$ ) [3]. La réalisation d'un oscillateur en technologie intégrée monolithique microonde (MMIC) à fréquence libre utilisant un résonateur totalement intégré peut être envisagée. Constitués d'éléments passifs présentant de très faibles facteurs de qualité, les résonateurs intégrés ne permettent cependant pas de tenir de telles spécifications. Selon les débits à transmettre, plusieurs solutions émergent. Un résonateur diélectrique ou le verrouillage d'un Oscillateur Contrôlé en Tension (OCT) sur une référence très stable permettent de répondre à des spécifications de stabilité sévères. Pour la plupart des applications de télémesure où la contrainte la plus vive concerne le bruit de phase, l'utilisation d'une référence à quartz est préférée.

Nous examinons dans ce chapitre les différentes possibilités pour la production d'une source hyperfréquence basée sur l'utilisation d'une référence à quartz.

Après avoir défini les grandeurs d'intérêt relatives aux fluctuations de fréquence ou de phase d'un oscillateur, une comparaison des diverses combinaisons possibles basées sur l'utilisation d'un pilote à quartz est réalisée. Des critères d'encombrement, de masse ou de consommation sont étudiés. Une étude analytique complète du bruit de phase généré par ces sources, suivant la synthèse choisie, puis des simulations réalisées grâce au logiciel développé par le Laboratoire de Physique et de Métrologie des Oscillateurs (LPMO) de Besançon [4], permettent de répondre concrètement aux spécifications concernant le bruit de phase.



## **I : CARACTERISATION DES FLUCTUATIONS DE PHASE OU DE FREQUENCE D'UN OSCILLATEUR**

Nous nous intéressons, dans cette partie, aux instabilités présentées par la source hyperfréquence. Ces fluctuations (déterministes ou aléatoires) peuvent être représentées dans le domaine temporel ou fréquentiel par leur variance ou leur densité spectrale de puissance. Le choix du domaine d'étude dépend de la nature des données ou du matériel de mesure disponible. Le but de ces représentations est de mettre en évidence l'origine de sources de bruit de différentes natures qui se caractérisent par des pentes de valeurs connues sur des tracés de spectres fréquentiels ou sur des courbes de stabilité suivant que l'on étudie les instabilités dans le domaine fréquentiel ou temporel. Dans le cadre de cette étude, les fluctuations de phase ou de fréquence d'un oscillateur local synthétisé sur la base d'une référence à quartz sont étudiées. Le gabarit de bruit de phase synthétisé de l'oscillateur est le fruit de la contribution de chaque élément constitutif de la source référencée. Les quantités utilisées pour rendre compte des instabilités de fréquence ou de phase d'un oscillateur sont présentées dans le prochain paragraphe.

### **I.1 : Variation instantanée de fréquence**

Le signal de sortie d'un oscillateur réel [5] peut être décrit par la relation :

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (1.1)$$

où  $V_0$  et  $f_0$  sont respectivement l'amplitude et la fréquence du signal nominal.  $\varepsilon(t)$  et  $\varphi(t)$  sont les grandeurs aléatoires correspondant respectivement aux bruit d'amplitude et au bruit de phase du signal.

La fréquence instantanée  $f(t)$  est par définition la dérivée par rapport au temps de la phase totale, soit :

$$f(t) = f_0 + \Delta f(t) \quad \text{avec} \quad \Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (1.2)$$

d'où l'expression de la variation relative instantanée de fréquence :

$$y(t) = \frac{\Delta f(t)}{f_0}$$

## **1.2 : Densité spectrale des fluctuations de fréquence et de phase**

Dues à la nature aléatoire des instabilités, les déviations de phase ou de fréquence observées sur l'oscillateur, sont exprimées par des densités spectrales. Ainsi, si l'on considère le cas général d'une grandeur aléatoire  $x(t)$  stationnaire, sa fonction d'autocorrélation est indépendante du temps :

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t')x(t'+\tau)dt'$$

La densité spectrale bilatérale associée à la grandeur  $x(t)$  précédemment définie s'écrit alors, suivant la relation de Wiener-Khintchine :

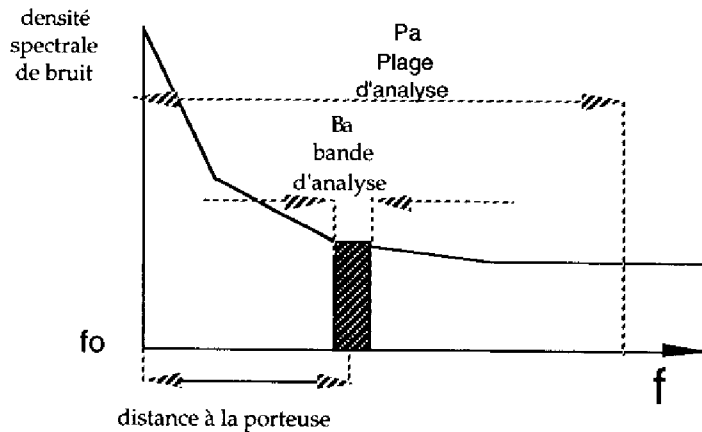
$$S_x^B(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau)e^{-i2\pi f\tau}d\tau \quad (1.3)$$

La notion de densité spectrale définie par l'équation (1.3) est un outil mathématique nécessitant une plage d'analyse infinie, condition irréalisable en pratique. On limite donc la plage d'analyse à la valeur notée  $P_a$  et on réalise ainsi une approximation de la densité spectrale de bruit d'autant meilleure que  $P_a$  est grande (figure 1.1).

D'un point de vue pratique, l'utilisation du spectre unilatéral  $S_x(f)$  est préférable car c'est cette quantité qui est généralement obtenue avec les dispositifs actuels de mesure. Son interprétation physique est la suivante :

Soit une fonction  $x(t)$  possédant une valeur quadratique moyenne de nature aléatoire que l'on décompose en fonction de la fréquence de sorte que la distribution spectrale puisse être analysée. La fonction aléatoire  $x(t)$  est filtrée pour obtenir la contribution spectrale du signal aléatoire dans une plage de fréquence donnée. On élève ensuite le signal au carré pour finalement le moyenner afin d'éliminer les incertitudes statistiques.

L'aire totale, sous la courbe du spectre de puissance, représentée figure 1.1, est donc la puissance moyenne du signal.



**figure 1.1 : Allure de la densité spectrale de bruit d'un oscillateur**

Quatre quantités faisant appel à des notions de densités spectrales sont généralement utilisées pour caractériser le bruit de phase ou de fréquence d'un oscillateur :

① densité spectrale des fluctuations de phase en  $\text{rad}^2 / \text{Hz}$ :

$$S_{\phi}(f) = 4 \int_0^{\infty} R_{\phi} \cos 2\pi f \tau d\tau$$

Cette densité spectrale est très utile dans l'analyse des systèmes sensibles aux variations de phase.

② densité spectrale des fluctuations de fréquence  $S_{\Delta f}(f)$  en  $\text{Hz}^2 / \text{Hz}$  qui permet de quantifier les instabilités de fréquence court terme.

③ densité spectrale des fluctuations relatives de fréquence,  $S_y(f)$ . Cette densité permet la comparaison directe entre sources de fréquences fondamentales différentes.

④ la quatrième quantité, de loin la plus utilisée, concerne la densité de puissance de bruit de phase dans 1 Hz de bande d'analyse,  $L(f)$ .  $L(f)$  est exprimée comme le rapport de la puissance de bruit d'une bande latérale individuelle pour une bande d'analyse de 1 Hz à la puissance totale de la porteuse pour un décalage en fréquence  $f$  donné de la porteuse. Cette définition n'est cependant applicable qu'à de très faibles déphasages ne produisant que des bandes latérales de rangs supérieurs négligeables.

### I.3 : Définition et calcul du bruit intégré de phase et de fréquence intéressant l'application télémessure

#### I.3.1: Introduction

L'évolution de la densité spectrale de bruit de phase est représentée par un spectre fonction de la distance à la porteuse. Il apparaît intéressant d'analyser l'effet d'un spectre de forme déterminée sur la précision des plots de phase d'un modulateur ou sur les risques de décrochage d'une boucle de réception

Le bruit de l'oscillateur local est décomposé en deux parties suivant la fréquence à laquelle se trouve sa contribution par rapport à la porteuse :

① bruit se trouvant dans la bande de boucle de la station sol. Ce bruit joue sur les risques de décrochage de la boucle et est quantifié par du bruit intégré de fréquence  $f_b$ .

② à l'extérieur de la boucle, le bruit engendre des erreurs sur les plots de phase. On le caractérise par un bruit intégré de phase  $\phi_p$ .

Évaluons les quantités  $f_b$  et  $\phi_p$ .

#### I.3.2 : Présentation théorique

Le gabarit de bruit de phase utilisé pour le calcul du bruit intégré correspond au tracé asymptotique du spectre de bruit de phase réel [6] (figure 1.2).

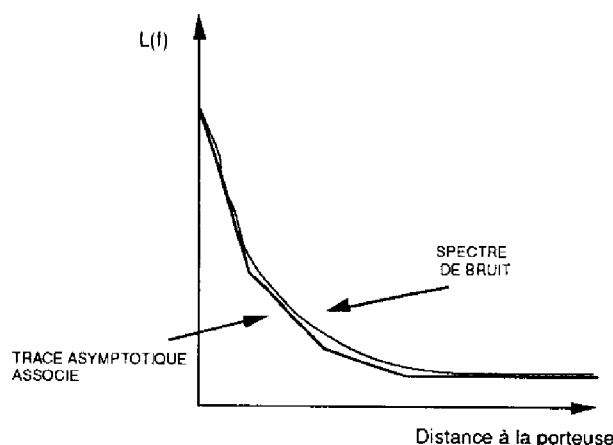


figure 1.2 : Tracé asymptotique associé au spectre de bruit de phase

Le tracé asymptotique permet d'associer une équation exploitable au gabarit de bruit de la source. Cette équation est de la forme :

$$L(f) = k_0 + k_1 f^{-1} + k_2 f^{-2} + \dots + k_i f^{-i}$$

$$\text{Soit } L(f) = \sum_{i=0}^N k_i f^{-i} \quad i \geq 0$$

Avec :

①  $k_i$  est la densité de puissance de bruit à un Hz de la porteuse donnée par l'asymptote de pente  $f^{-i}$

②  $i$  est la pente de l'asymptote dans un tracé de type log-log

Considérons de plus les relations liant  $S_{\Delta f}(f_m)$ ,  $S_{\phi}(f_m)$ , et  $L(f_m)$  :

$$S_{\Delta f}(f_m) = \Delta f_{\text{rms}}^2(f_m) = 2f_m^2 L(f_m)$$

$$\text{et } S_{\phi}(f_m) = \Delta \phi_{\text{rms}}^2 = 2L(f)$$

Les expressions de  $f_b$  et  $\phi_p$  se déduisent, avec les notations précédentes :

$$f_b = \sqrt{\Delta f_{\text{rms}}^2} = \left( 2 \int_0^{f_c} f^2 L(f) df \right)^{1/2}$$

De même, on peut écrire :

$$\phi_p = \sqrt{\Delta \phi_{\text{rms}}^2} = \left( 2 \int_{f_c}^{f_{\text{fb}}} L(f) df \right)^{1/2}$$

où  $f_c$  est la fréquence de coupure du filtre de réception,  
 $f_{\text{fb}}$  correspond au rythme de bits utilisé pour la liaison.

La connaissance de ces deux quantités constitue donc un point de discussion supplémentaire concernant le choix de la synthèse pour l'oscillateur local.

#### **I.4 : Spécifications de la source hyperfréquence**

Les spécifications retenues pour réaliser la source hyperfréquence sont celles de la génération des satellites d'observation de la Terre de type SPOT qui constituent notre principal domaine d'application.

Les conditions concernant la stabilité et la pureté spectrale de la source sont regroupées dans le tableau 1.1. On fait également figurer les performances typiques associées aux oscillateurs à quartz.

On note enfin que la puissance de sortie de l'ensemble de télémesure est fixé à 1 W pour une modulation biphase avec un débit de 1Mbit/s.

CRITERES RETENUS	SPECIFICATION SPOT	PERFO QUARTZ
PLAGE DE TEMPERATURE CONSIDEREE	-20 à +60°C	-40 à +70°C
DERIVE TOLEREE cumulée sur 6 ans	$\pm 1,5 \times 10^{-5}$	$\pm 5 \times 10^{-6}$
PURETE SPECTRALE : spectre de bruit en fonction de la distance à la porteuse  bruit intégré de phase BPSK QPSK	-15 dBc/Hz à 10 Hz -45 dBc/Hz à 100 Hz -70 dBc/Hz à 1KHz -90 dBc/Hz à 10 KHz -105 dBc/Hz à 10MHz  4° 2°	à étudier suivant le type de synthèse choisie

**Tableau 1.1 : Spécifications de la source hyperfréquence de la télémesure SPOT**

D'une manière générale, l'utilisation d'une référence à quartz apparaît bien adaptée aux spécifications, notamment de stabilité. La définition de l'architecture de la source permettant de répondre aux spécifications de bruit de phase de la télémesure SPOT reste à réaliser.

## II : ARCHITECTURES POSSIBLES DE L'OSCILLATEUR LOCAL

### Introduction

On discerne deux types de synthèses basées sur l'utilisation d'une référence à quartz et dédiées à la production de sources aux fréquences microondes [4] :

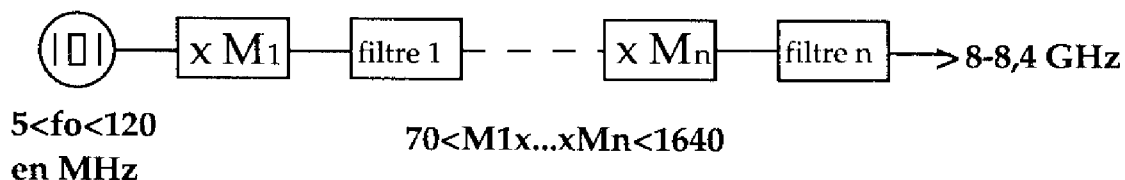
① la synthèse directe qui utilise des processus de multiplication ou de division avec appel ou non à un asservissement en phase.

② la synthèse indirecte qui comporte des mélanges intermédiaires, en plus des processus de multiplication et de division déjà cités.

### II.1 : Synthèse directe

#### II.1.1 : Multiplication directe

La fréquence de l'OL est le résultat de la multiplication directe d'une fréquence de référence le plus généralement comprise entre 5 et 120 MHz, générée par un oscillateur à quartz (figure 1.3).



**figure 1.3 : Schéma de principe d'une source hyperfréquence  
obtenue par multiplication directe**

La génération de satellites de type SPOT (1, 2 et 3) utilise cette configuration pour la TMCU. Le quartz choisi, pour cette application, présente une fréquence comprise entre 80 et 84 MHz, le rang de multiplication étant toujours égal à 100 pour une fréquence de fonctionnement de la source comprise entre 8 et 8,4 GHz.

L'avantage de cette réalisation est de proposer une synthèse simple. L'intégration d'une telle solution apparaît cependant difficile pour plusieurs raisons :

① le facteur multiplicatif  $M$  est réalisé par la mise en cascade de plusieurs multiplieurs  $M_i$  intermédiaires (généralement 3) suivis chacun d'un filtrage puissant permettant d'éliminer les fréquences harmoniques générées et d'un étage amplificateur. La technologie MMIC n'est utilisable que pour les étages multiplieurs et éventuellement de filtrage de plus haute fréquence (à partir de 1 à 2 GHz).

② cette structure nécessite une phase de réglage importante.

③ on observe une élévation d'un facteur  $20\log(M)$  du spectre de bruit de phase de la référence à toutes distances de la porteuse [4].

Notons à titre indicatif que l'encombrement de la source de type SPOT est de l'ordre de  $20 \times 10 \times 10 \text{ cm}^3$  pour un masse de 2,5 kg et une consommation d'environ 3 W.

### II.1.2 : Boucle à verrouillage de phase

Le principe de la boucle d'asservissement de phase représentée figure 1.4 est le suivant :

Le signal divisé issu de l'Oscillateur Contrôlé en Tension et le signal de référence sont appliqués à un comparateur de phase qui fournit une tension d'erreur proportionnelle à la différence de phase des deux signaux. Cette tension, après passage dans un filtre de type passe-bas, corrige la phase de l'OCT : la phase du signal de l'oscillateur microonde est alors asservie sur celle de la référence à quartz.

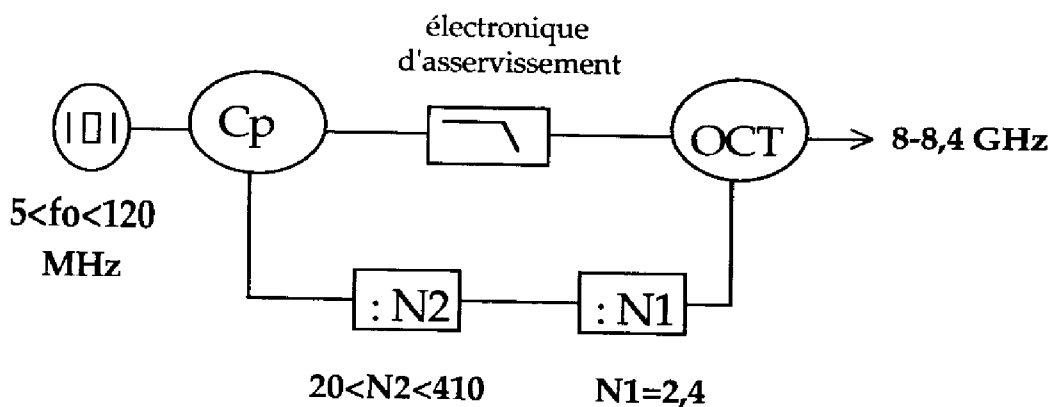


figure 1.4 : Schéma de principe de la boucle à verrouillage de phase



Ce schéma, plus complexe que le précédent en apparence, présente les avantages suivants :

① l'utilisation de toute la bande de fréquence des télémessures est possible. L'OCT doit au moins couvrir la bande de fréquence (8-8,4 GHz). Le choix approprié de la fréquence du quartz autorise le verrouillage sur la fréquence d'intérêt avec des rangs de division constants.

② les harmoniques de la référence sont naturellement fortement filtrées par le filtre de boucle. Seules les harmoniques de la fréquence de l'OCT peuvent présenter des valeurs non négligeables mais leurs fréquences élevées les rendent facile à filtrer.

③ il est envisageable de réaliser en MMIC les parties fonctionnant aux fréquences les plus élevées, soit l'OCT et le diviseur de premier rang. Un ASIC réalisant la fonction de comparaison de phase et de fréquence peut résoudre le problème d'intégration de la partie fonctionnant à plus basse fréquence.

Les inconvénients que l'on peut retenir sont les suivants :

① la réalisation des fonctions OCT et diviseur par deux ou par quatre en bande X sont des points délicats de la conception globale. Ils nécessitent la mise en place de méthodologies de conception spécifiques applicables à la technologie MMIC.

② la contribution en bruit de phase de la référence au spectre de l'oscillateur local est d'autant plus élevée que les rangs de division le sont. La présence des diviseurs peut également apparaître comme un élément dégradant du bruit de phase en sortie de boucle si leur choix n'est pas soigné.

## II.2 : Synthèse indirecte

### II.2.1 : Boucle à verrouillage de phase avec mélangeur

Cette boucle donne une grande souplesse dans le choix des facteurs de multiplication et de division à réaliser pour verrouiller la fréquence de l'OCT sur celle de l'oscillateur à quartz (figure 1.5).

Les avantages et inconvénients déjà décrits lors du paragraphe précédent restent d'actualité. L'utilisation du mélangeur permet, de plus, une réduction sensible de la contribution du bruit propre des diviseurs au bruit de phase global de la boucle comme nous le montrerons au paragraphe III.2.

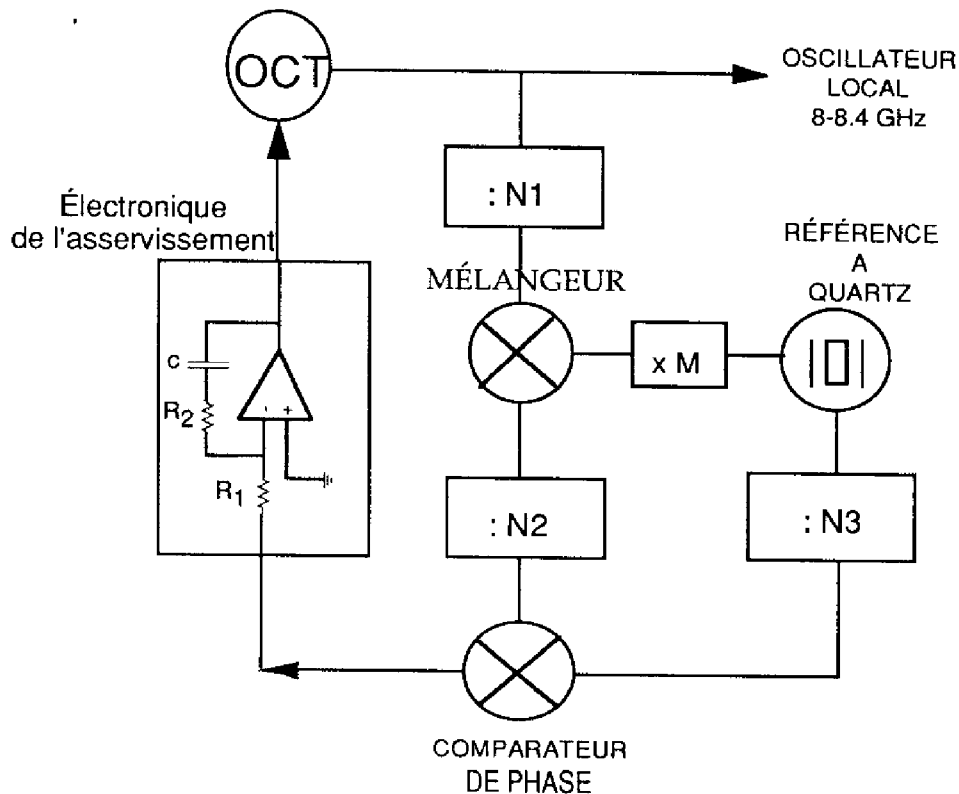


figure 1.5 : Boucle à verrouillage de phase avec mélangeur

Il apparaît intéressant de disposer d'un ASIC assurant les fonctions de comparaison ou de mélange à plus basse fréquence dans un contexte d'intégration important.

On estime la masse de la télémétre complète (source, modulateur, amplificateur) réalisée en technologie MMIC à 500 g, pour un encombrement de  $12 \times 7 \times 5 \text{ cm}^3$ . Ces valeurs représentent une diminution d'un facteur 5 de la masse et de l'encombrement présentés par les solutions hybrides utilisées sur les télémétre SPT actuelles.

### **Conclusion**

La solution proposée, basée sur l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase, apparaît intéressante pour réduire sensiblement la masse et l'encombrement de la source si toutes les fonctions hyperfréquences sont réalisées en MMIC. Les caractéristiques concernant la stabilité fréquentielle des diverses configurations étudiées sont directement liées aux performances de l'oscillateur à quartz. La réponse en terme de bruit de phase apparaît plus difficile à établir en raison du nombre important des contributions mises en jeu.

Cette réponse peut être établie analytiquement en fonction des architectures de source précédemment présentées faisant appel à une référence à quartz. Les conditions pour dégager un gabarit de bruit de phase optimisé dans toutes les configurations sont ainsi discutées.

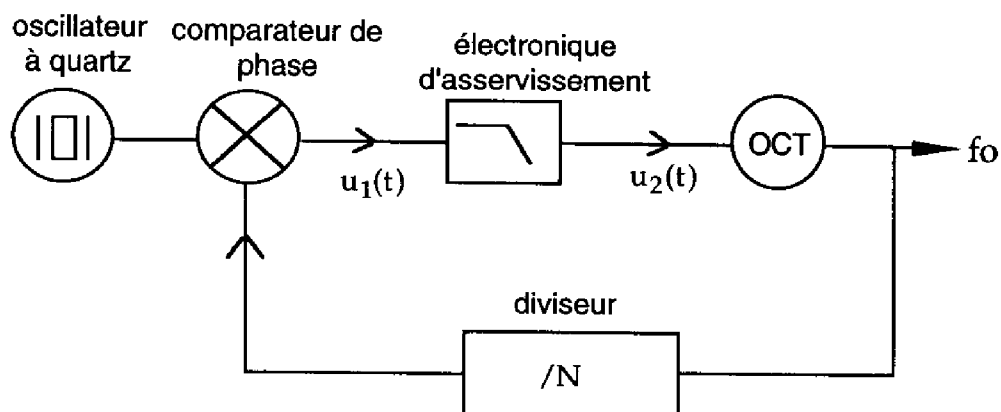
### III : ETUDE DU BRUIT DE PHASE DE LA SOURCE HYPERFREQUENCE

Afin de mieux comprendre l'origine du gabarit de bruit de phase de la source hyperfréquence, il apparaît nécessaire d'identifier et de séparer les différentes contributions des éléments constitutifs de la boucle, en fonction de la synthèse choisie.

#### III.1 : Boucle à verrouillage de phase sans mélangeur

Dans une première étape, l'expression du spectre de bruit de phase en sortie de boucle est établi en ne considérant que les fonctions OCT et oscillateur à quartz. Dans la suite du développement, les contributions du diviseur et de l'électronique utilisés pour l'asservissement en fréquence et en phase sont pris en compte.

Le schéma de principe de la boucle, ainsi que les grandeurs utilisées dans le calcul sont présentées sur la figure 1.6, et dans le paragraphe III.1.1 :



**figure 1.6 : Boucle à verrouillage de phase sans mélangeur**

#### III.1.1 : Contributions de la référence et de l'OCT

Le calcul du bruit de phase de l'OL est basé, dans un premier temps, sur les contributions suivantes :

$S_{\text{oct}}$  : densité spectrale unilatérale de bruit de phase de l'OCT libre,

$S_{\text{ref}}$  : densité spectrale unilatérale de bruit de phase de l'oscillateur de référence,

Les notations suivantes sont retenues :

- $S_{ol}$  : densité spectrale unilatérale de bruit de phase en sortie de boucle,
- $\varphi_{oct}$  : fluctuations instantanées de phase de l'OCT,
- $\varphi_r$  : fluctuations instantanées de phase de la référence,
- $\varphi_{ol}$  : fluctuations instantanées de phase de oscillateur local en régime asservi,
- $K_\varphi$  : sensibilité du comparateur à caractéristique sinusoïdale en (volt/radian),
- $K_o$  : sensibilité du l'OCT en (Hz/volt),
- $h(t)$  : fonction de transfert dans le domaine temporel du filtre passe-bas,
- $K_g$  : gain éventuel du filtre de boucle.

Compte tenu de ces notations, la tension de correction à la sortie du comparateur de phase s'écrit :

$$u_1(t) = K_\varphi \sin \left[ \frac{\varphi_{ol}}{N} - \varphi_r \right] \quad (1.4)$$

Une première simplification consiste à supposer que dans l'équation (1.4), la quantité  $\left[ \frac{\varphi_{ol}}{N} - \varphi_r \right]$  reste toujours suffisamment petite pour que l'on puisse remplacer le sinus par l'arc correspondant, soit :

$$u_1(t) \approx K_\varphi \left[ \frac{\varphi_{ol}}{N} - \varphi_r \right] \quad (1.5)$$

La tension en sortie du filtre de boucle s'écrit :

$$u_2(t) = K_g u_1(t) * h(t) \quad (1.6)$$

où le symbole \* représente le produit de convolution et  $h(t)$  est la réponse impulsionnelle du filtre.

La tension  $u_2(t)$  génère alors une correction de phase dont l'évolution s'écrit :

$$\frac{d\varphi_c}{dt} = K_o u_2(t)$$

soit d'après les équations (1.5) et (1.6)

$$\frac{d\varphi_c}{dt} = K_o K_g K_\varphi \left[ \left( \frac{\varphi_{ol}}{N} - \varphi_r \right) * h(t) \right] \quad (1.7)$$

Or  $\frac{d\varphi_c}{dt}$  est lié aux fluctuations de fréquence de l'OCT par la relation (1.8) :

$$\frac{d\varphi_{ol}}{dt} = \frac{d\varphi_{oct}}{dt} - \frac{d\varphi_c}{dt} \quad (1.8)$$

Donc d'après (1.7) et (1.8), on obtient :

$$\frac{d\varphi_{ol}}{dt} = \frac{d\varphi_{oct}}{dt} - K_o K_g K_\varphi \left[ \left( \frac{\varphi_{ol}}{N} - \varphi_r \right) * h(t) \right] \quad (1.9)$$

La présence du produit de convolution dans l'équation (1.9) la rend peu maniable. On réalise donc une transformée de Fourier des deux membres de l'équation afin de permettre une analyse dans le domaine fréquentiel.

Soient  $\phi_{ol}$ ,  $\phi_{oct}$ ,  $\phi_r$  les transformées de Fourier respectives de  $\varphi_{ol}$ ,  $\varphi_{oct}$  et  $\varphi_r$ . L'équation (1.9) s'écrit, dans le domaine fréquentiel :

$$s \cdot \phi_{ol}(s) = s \cdot \phi_{oct}(s) - K_o K_\varphi K_g \left[ \frac{\phi_{ol}(s)}{N} - \phi_r(s) \right] \cdot H(s) \quad (1.10) \quad \text{où } s = j\omega$$

Le gain en boucle ouverte du système est défini par la relation :

$$K(s) = \frac{K_o K_\varphi K_g H(s)}{sN} \quad (1.11)$$

La relation (1.10) devient :

$$\phi_{ol}(s) = \left[ \frac{1}{1 + K(s)} \right] \phi_{oct}(s) + \left[ \frac{N}{1 + \frac{1}{K(s)}} \right] \phi_r(s)$$

La densité spectrale unilatérale de bruit de phase de la boucle s'écrit finalement, en notant que les contributions individuelles de bruit ne sont pas corrélées :

$$S_{ol}(s) = \left| \frac{1}{1+K(s)} \right|^2 S_{oct}(s) + \left| \frac{N}{1+\frac{1}{K(s)}} \right|^2 S_r(s) \quad (1.12)$$

La prépondérance des contributions de l'OCT et de la référence à quartz au spectre de bruit de phase global de la boucle est donc directement liée à la valeur du gain en boucle ouverte  $K(s)$ . Il apparaît déjà clairement que des valeurs élevées de ce facteur tendent à rendre négligeable la contribution de l'OCT et prépondérante celle de la référence dégradée par le rang de division utilisé.

### **III.1.2 : Contributions des autres sources de bruit**

L'influence des sources de bruit qui apparaissent dans les différentes parties de la boucle sont considérées. On étudie successivement :

- ① le bruit des diviseurs
- ② les bruits générés dans l'électronique d'asservissement

#### **III.1.2.1 : Bruit des diviseurs [4,7]**

Deux processus de bruit concernant le diviseur sont à considérer :

① le bruit de phase en entrée du diviseur subit un processus qui abaisse le spectre associé d'un facteur  $20\log(\text{facteur de division considéré})$ . On note donc que le bruit des derniers étages de division, généralement réalisés en logique TTL et plus récemment en CMOS, est très souvent prépondérant. Le bruit des diviseurs de plus haut niveau est sensiblement réduit par les divisions successives. Cette affirmation est d'autant mieux vérifiée que le rang de division total est élevé, condition que l'on retrouve dans notre application.

② le bruit propre du diviseur : très peu de publications font état de résultats de mesures concernant le bruit de phase des diviseurs. D'un point de vue théorique, ce bruit est traité comme un bruit de phase de forme équivalente à une source de bruit de référence.

On écrit sa contribution :

$$S_{ol}^{div}(s) = \left| \frac{N}{1 + \frac{1}{K(s)}} \right|^2 S_{div}(s) \quad (1.13)$$

où  $S_{div}$  est le spectre de bruit du dernier diviseur de la boucle.

### **III.1.2.2 : Bruit de l'électronique [4],[8]**

Le bruit du détecteur de phase et de l'amplificateur de boucle sont tous deux référencés à la sortie du détecteur de phase et exprimé en  $nV / \sqrt{Hz}$ . La tension de bruit globale inclut également la tension de bruit des résistances et de tout autre source de bruit présente dans le système. Le bruit total est donc défini par la source de bruit  $e_n(\omega)$ . En considérant ce bruit identique à un bruit de référence, on obtient :

$$S_{ol}^{elect}(s) = \frac{1}{(K_\phi)^2} \left| \frac{N}{1 + \frac{1}{K(s)}} \right|^2 e_n^2(\omega) \quad (1.14)$$

### **III.1.3 : Expression du spectre de bruit de phase global**

L'expression du spectre de bruit global de l'OL est la somme des contributions respectives non corrélées, soit, d'après les équations (1.12), (1.13) et (1.14) :

$$S_{ol}(s) = \left| \frac{1}{1 + K(s)} \right|^2 S_{oct}(s) + \left| \frac{N}{1 + \frac{1}{K(s)}} \right|^2 \left[ S_r(s) + S_{div}(s) + \frac{1}{(K_\phi)^2} (e_n^2(\omega)) \right] \quad (1.15)$$

Il est fondamental, à ce niveau du développement, de donner une interprétation de l'évolution du spectre de bruit de phase de l'OL en fonction de l'évolution du gain en boucle ouverte  $K(s)$ . Les deux valeurs extrêmes de  $K(s)$  défini dans l'équation (1.11) sont ainsi considérées :

❶  $*|K(s)| \rightarrow \infty$  : Cette situation est la plus vraisemblable lorsque l'on travaille dans le domaine des fréquences microondes, compte tenu de la valeur très élevée de



la sensibilité de l'OCT,  $K_o$  (plusieurs centaines de MHz par Volt). Dans ce cas, l'OCT est très fortement verrouillé par la boucle de phase sur la référence à quartz.

On a alors, compte tenu de l'équation (1.15) :

$$S_{ol}(s) = |N|^2 \left[ S_r(s) + S_{div}(s) + \frac{1}{(K_\phi)^2} e_n^2(\omega) \right] \quad (1.16)$$

On retient que :

① le spectre de bruit de phase résultant est composé de la somme des spectres de la référence, du diviseur et de l'électronique associée à la boucle, dégradés par le facteur de division  $N$ . Cette dégradation se traduit sur un tracé logarithmique par une élévation du spectre de bruit d'un facteur  $20\log(N)$ . Le spectre résultant présente donc un plancher de bruit, lorsque la boucle est verrouillée, en dessous duquel il est impossible de descendre. Le facteur de division global de la boucle est donc un élément déterminant de la contribution en bruit de phase de la référence et des diviseurs.

② la contribution de la référence à quartz et des diviseurs du dernier étage est équivalente. Il est donc aussi important de soigner le choix des diviseurs que de la référence pour optimiser les performances en bruit de phase de l'OL.

③ la contribution de l'électronique dans le bruit global de la boucle est principalement liée à celle du détecteur de phase. Il est préférable de choisir un détecteur de grande sensibilité.

④  $*|K(s)| \rightarrow 0$ . L'équation (1.15) devient :

$$S_{ol}(s) = S_{oct}(s)$$

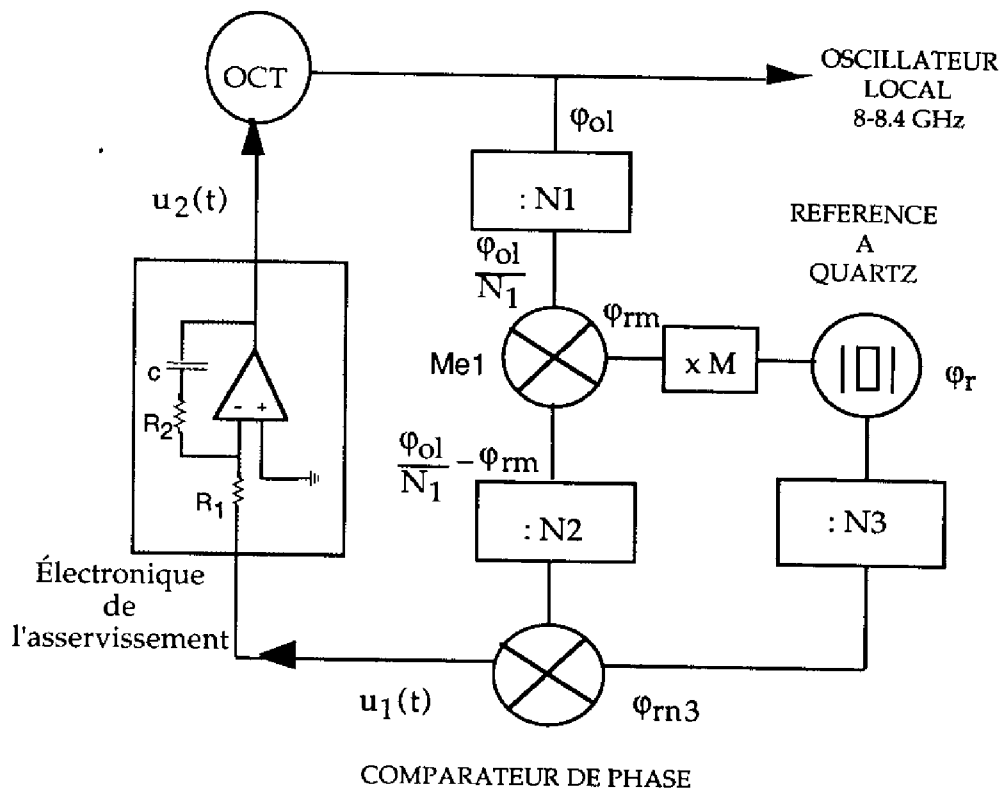
L'OCT n'est plus verrouillé sur la référence à quartz. Le bruit de phase de L'OL est alors celui de l'OCT. Cette situation est bien sur à éviter compte tenu de la mauvaise réponse en terme de bruit de phase d'un Oscillateur Contrôlé en Tension. Pour les fréquences éloignées de la porteuse ( $> 1$  MHz), on peut avoir intérêt à déverrouiller la boucle, le spectre de bruit de l'OCT étant alors meilleur que celui de la référence et du diviseur élevé d'un facteur  $20\log(N)$ .

Cette première approche fait apparaître les grandes lignes des règles à respecter dans le choix des éléments constitutifs de la boucle pour obtenir un gabarit de bruit de phase optimisé. La même approche est répétée dans le cas d'une boucle utilisant un mélangeur.

### III.2 : Boucle à verrouillage de phase avec mélangeur

#### III.2.1 : Schéma de la nouvelle boucle

L'expression du spectre de bruit de phase de l'OL est établie dans l'hypothèse où un mélange intermédiaire est utilisé. Le schéma de la nouvelle boucle est présenté figure 1.7.



**figure 1.7 : Boucle à verrouillage de phase avec mélangeur**

Les fluctuations instantanées respectives des divers éléments de la boucle sont reportées sur la figure 1.7.

### III.2.2 : Contributions de la référence et de l'OCT

Les contributions de l'OCT et de l'oscillateur à quartz sont considérées. Les notations utilisées sont identiques à celles du paragraphe (III.1), auxquelles il faut adjoindre :

$\omega_{oct}$  et  $\omega_{ol}$  : fréquence de l'OCT et de l'oscillateur local asservi,

$\omega_r$  : fréquence de l'oscillateur à quartz,

$\varphi_{m3}$  : fluctuations instantanées de phase de la référence après division par  $N_3$ ,

$\varphi_{rm}$  : fluctuations instantanées de phase de la référence après multiplication par  $M$ .

Compte tenu de ces notations, on peut écrire en sortie du mélangeur Me1 :

$$u_{me1}(t) = U_{me1} \cos \left[ \left( \frac{\omega_{ol}t + \varphi_{ol}}{N_1} \right) - (M\omega_r t + \varphi_{rm}) \right] \quad (1.17)$$

Après passage dans le comparateur de phase, linéarisation du problème et lorsque le verrouillage de fréquence est réalisé :

$$u_1(t) = K\varphi \left( \frac{\varphi_{ol}}{N_1 N_2} - \frac{\varphi_{rm}}{N_2} - \varphi_{m3} \right) \quad (1.18)$$

La tension en sortie du filtre de boucle s'écrit :

$$u_2(t) = K_g u_1(t) * h(t) \quad (1.19)$$

Un calcul identique à celui développé dans le paragraphe précédent permet d'établir la relation liant les fluctuations de phase des diverses contributions dans le domaine fréquentiel, soit d'après (1.17), (1.18) et (1.19) :

$$\phi_{ol}(s) = \phi_{oct}(s) - \frac{K_o K_\varphi K_g H(s)}{s} \left[ \frac{\phi_{ol}(s)}{N_1 N_2} - \frac{\phi_{rm}(s)}{N_2} - \phi_{m3}(s) \right] \quad (1.20)$$

d'où, en posant  $K(s) = \frac{K_o K_\phi K_g H(s)}{s N_1 N_2}$  (1.21)

$$\phi_{ol}(s) = \frac{\phi_{oct}(s)}{(1+K(s))} + \frac{K(s)N_1}{(1+K(s))} \phi_{rm}(s) + \frac{K(s)N_1 N_2}{(1+K(s))} \phi_{rn3}(s) \quad (1.22)$$

La densité spectrale des fluctuations de phase de l'oscillateur asservi s'écrit en considérant que les termes précédents sont non corrélés :

$$S_{ol}(s) = \left| \frac{1}{1+K(s)} \right|^2 S_{oct}(s) + \left| \frac{N_1}{\left(1 + \frac{1}{K(s)}\right)} \right|^2 \left( S_{rm}(s) + |N_2|^2 S_{rn3}(s) \right) \quad (1.23)$$

Les densités spectrales de bruit de phase  $S_{rm}$  et  $S_{rn3}$  s'écrivent :

$$\begin{cases} S_{rm}(s) = |M|^2 S_r(s) \\ S_{rn3}(s) = \frac{1}{|N_3|^2} S_r(s) \end{cases}$$

On a donc finalement :

$$S_{ol}(s) = \left| \frac{1}{1+K(s)} \right|^2 S_{oct}(s) + \left| \frac{N_1}{\left(1 + \frac{1}{K(s)}\right)} \right|^2 \left( |M|^2 + \frac{|N_2|^2}{|N_3|^2} \right) S_r(s) \quad (1.24)$$

L'expression globale de la densité spectrale de bruit de phase de l'OL en présence d'un mélangeur conserve une contribution identique de la référence et de l'OCT. Dans ce cas,  $K(s)$  est lié aux seuls diviseurs  $N_1$  et  $N_2$ . L'obtention d'un gain en boucle ouverte élevé peut être optimisé grâce au choix de facteur de division  $N_1$  et  $N_2$  faibles, compensés par les facteurs  $N_3$  et  $M$  pour permettre la comparaison de fréquence dans le détecteur de phase/fréquence.

### **III.2.3 : Contributions des autres sources de bruit**

La contribution au bruit global de la boucle des éléments suivants est considérée :

- ① diviseurs par  $N_1$ ,  $N_2$  et  $N_3$ ,
- ② bruit de l'électronique d'asservissement,
- ③ mélangeur Me1.

#### **III.2.3.1: Bruit des diviseurs**

Soit  $S_{Ni}(s)$  ( $i=1,2,3$ ) les densités spectrales de bruit de phase respectives des diviseurs  $d_1$ ,  $d_2$  et  $d_3$ . Le bruit des diviseurs est traité comme un bruit de référence. La contribution des diviseurs s'écrit donc :

$$S_{ol}^{div}(s) = \left| \frac{N_1}{\left(1 + \frac{1}{K(s)}\right)} \right|^2 S_{N1} + \left| \frac{N_1 N_2}{\left(1 + \frac{1}{K(s)}\right)} \right|^2 (S_{N2}(s) + S_{N3}(s)) \quad (1.25)$$

Si l'on considère que ce sont les diviseurs de dernier rang qui amènent la contribution la plus élevée au gabarit de bruit pour les raisons déjà exposées, soit ici  $d_2$  et  $d_3$ , on constate que l'élévation de bruit due à la présence de ces diviseurs n'est plus multipliée que par le facteur  $N_1 N_2$  qui peut être très inférieur au facteur  $N$  déterminé pour une boucle équivalente ne présentant pas de mélangeur. En conséquence, ce type de synthèse permet une réduction notable de la contribution en bruit de phase des diviseurs au spectre de la source hyperfréquence.

#### **III.2.3.2 : Bruit de l'électronique d'asservissement**

La contribution de l'électronique est considérée de façon globale comme un bruit de référence, soit :

$$S_{ol}^{elect}(s) = \left| \frac{N_1 N_2}{\left(1 + \frac{1}{K(s)}\right)} \right|^2 \left( \frac{e_n(\omega)}{K_\phi} \right)^2 \quad (1.26)$$

### III.2.3.3 : Bruit des mélangeurs

La contribution du mélangeur  $M_{e1}$  au spectre de bruit de l'oscillateur synthétisé s'écrit :

$$S_{ol}^{mél}(s) = \left| \frac{N_1}{1 + \frac{1}{K(s)}} \right|^2 S_m(s) \quad (1.27)$$

où  $S_m(s)$  est le spectre de bruit du mélangeur. Notons à ce niveau que le bruit propre du mélangeur n'est multiplié que par le facteur  $N_1$ . Ce bruit propre, assimilable à un bruit blanc dont la valeur est souvent inférieure à -160 dB, sera très rapidement négligeable par rapport au bruit de l'électronique dont la contribution est multipliée par le facteur  $N_1 N_2$ .

### III.2.4 : Discussion des résultats

Le spectre de bruit de phase de l'oscillateur synthétisé s'écrit finalement après sommation de toutes les contributions déjà présentées :

$$S_{ol}^{tot}(s) = \frac{S_{oct}(s)}{|1 + K(s)|^2} + \left| \frac{N_1}{1 + \frac{1}{K(s)}} \right|^2 \left[ \left( |M|^2 + \frac{|N_2|^2}{|N_3|^2} \right) S_r(s) + S_{N1}(s) + S_m(s) \right] + \left| \frac{N_1 N_2}{1 + \frac{1}{K(s)}} \right|^2 \left[ (S_{N2}(s) + S_{N3}(s)) + \left( \frac{e_n(\omega)}{K_\phi} \right)^2 \right] \quad (1.28)$$

$$\text{avec } K(s) = \frac{K_o K_\phi K_g H(s)}{s N_1 N_2}$$

Reprenons l'étude concernant l'évolution du spectre global en sortie de boucle en fonction de la valeur du gain en boucle ouverte  $K(s)$  :

- $|K(s)| \rightarrow \infty$  : le spectre de bruit de phase devient :

$$S_{ol}^{tot}(s) = N_1^2 \left[ \left( |M|^2 + \frac{|N_2|^2}{|N_3|^2} \right) S_r(s) + S_{N1}(s) + S_m(s) \right] + (N_1 N_2)^2 \left[ (S_{N2}(s) + S_{N3}(s)) + \left( \frac{e_n(\omega)}{K_\phi} \right)^2 \right] \quad (1.29)$$

L'équation (1.29) appelle les remarques suivantes :

① le spectre de bruit de la référence est toujours multiplié par le facteur permettant de passer de la fréquence de l'OCT à la fréquence de l'oscillateur de référence. La configuration de boucle avec mélangeur n'amène donc aucune amélioration sur la contribution de la référence par rapport à une synthèse directe. Quel que soit le type de synthèse, on accordera un soin tout particulier au choix de la référence à quartz dont les performances en bruit de phase doivent être privilégiées.

② la contribution des diviseurs est sensiblement réduite dans une synthèse de type indirecte. Le diviseur  $d_1$  voit ainsi sa contribution multipliée par le facteur  $N_1$ , généralement faible (de l'ordre de la dizaine). Cette contribution est dans la plupart des cas très inférieure à celle de la référence. Pour la contribution des diviseurs  $d_2$  et  $d_3$ , on cherchera à réduire au maximum le facteur  $N_1 N_2$ , diminution de plus profitable à l'obtention de grands gains en boucle ouverte (facteur  $K$  de l'analyse). La contribution des diviseurs n'est donc pas prédominante dans le cas d'une synthèse de type indirecte et de toute façon très inférieure à celle obtenue pour un boucle à verrouillage de phase sans mélangeur. On s'attache dans ce cas à comparer les gabarits de bruit de la référence à quartz et des diviseurs disponibles pour déterminer le type de synthèse permettant de répondre aux spécifications.

③ la contribution en bruit de l'électronique apparaît, dans le cas général, comme secondaire. L'utilisation d'un mélangeur et le choix approprié du facteur  $N_1 N_2$  peuvent s'avérer très intéressants pour réduire cette contribution.

⊙  $|K(s)| \rightarrow 0$  : la boucle est déverrouillée et seule la contribution en bruit de l'OCT apparaît à la sortie de la source hyperfréquence.

$$S_{ol}^{tot}(s) = S_{oct}(s)$$

Cette configuration peut être souhaitable loin de la porteuse.

## **Conclusion**

Le calcul analytique du spectre de bruit de phase de l'OL en fonction de la synthèse choisie permet de déterminer qualitativement les critères à respecter pour obtenir un gabarit de bruit optimisé. Les résultats théoriques sur le bruit de phase des structures étudiées donnent un avantage sensible à la boucle à verrouillage de phase avec mélangeur qui permet une réduction importante de la contribution des diviseurs et de l'électronique de l'asservissement. Une simulation complémentaire des schémas de boucle présentés, est proposée pour établir graphiquement les spectres de bruit de phase associés. Un logiciel développé par le LPMO dans le cadre du projet STAR [4] est mis à profit pour réaliser ces simulations.

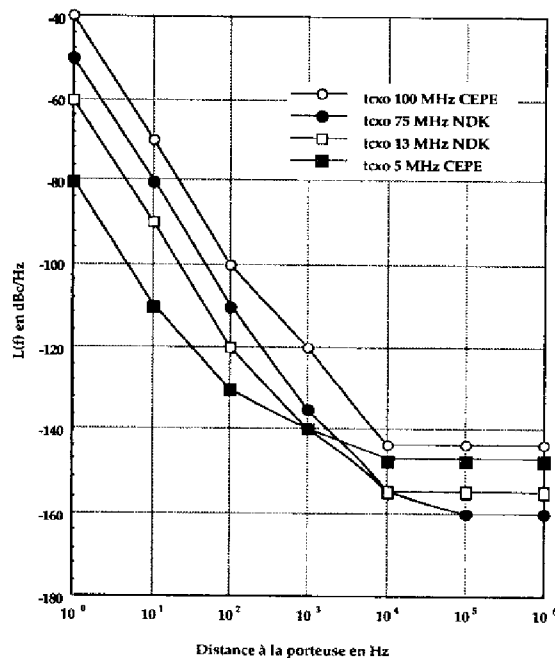


## IV : SIMULATION DES BOUCLES A VERROUILLAGE DE PHASE

### IV.1 : Hypothèses de la simulation

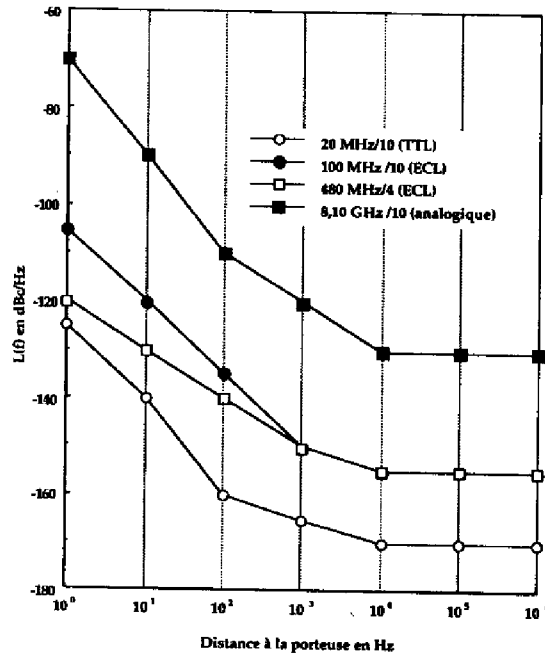
L'utilisation du programme est basée sur la connaissance de tous les spectres de bruit de phase associés aux fonctions présentes dans la boucle (OCT, référence à quartz, diviseurs, électronique, filtre de boucle). Cette condition est sévère car ce type d'information est assez peu reproduit sur les documentations techniques et en particulier les données de bruit de phase des diviseurs sont extrêmement rares. Cet aspect limite sensiblement le nombre de configurations possibles simulées, notamment pour les rangs de division élevés. Les hypothèses de la simulation des gabarits de bruit de phase à considérer suivant l'origine de la contribution sont les suivantes :

① référence à quartz : les données des constructeurs d'oscillateurs à quartz compensés en température (TCXO) sont considérées. D'un point de vue général, les oscillateurs fonctionnant à plus basse fréquence (5, 10 MHz) présentent, près de la porteuse, un gabarit de bruit très inférieur à ceux fonctionnant à des fréquences plus élevées (figure 1.8).



**figure 1.8 : Spectres de bruit de phase typiques des références à quartz**

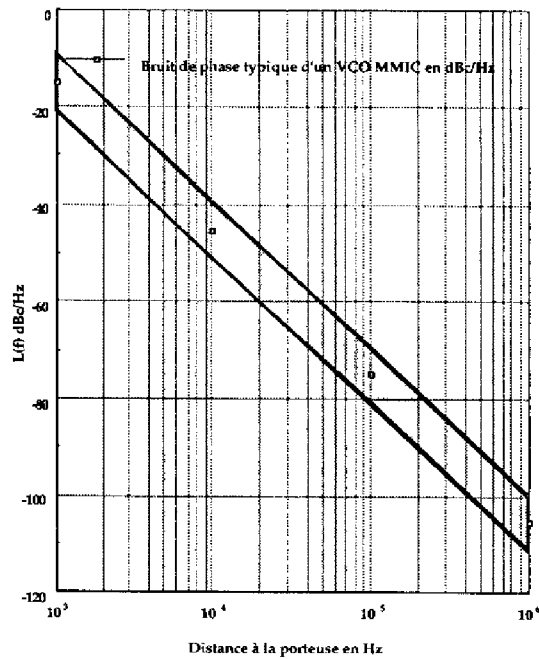
② diviseurs : la figure 1.9 présente les quelques valeurs de bruit de phase de diviseurs trouvées dans la littérature [3,4,7]. Les gabarits de bruit seront extrapolés à des fréquences de fonctionnement différentes en utilisant le principe selon lequel une multiplication de fréquence par M entraîne une dégradation du bruit de phase par M et inversement pour une division.



**figure 1.9 : Bruit de phase typique des diviseurs utilisés dans la simulation**

Généralement, les diviseurs fonctionnant aux fréquences les plus élevées, utilisent la logique (ECL) et présentent des planchers de bruit proches de -160 dBc/Hz. Les étages diviseurs inférieurs qui présentent à priori une contribution au bruit global plus importante, sont réalisés en logique TTL et plus récemment en CMOS.

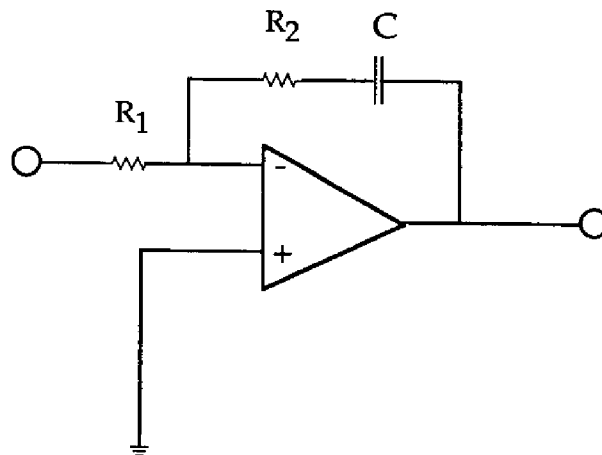
③ Oscillateur Contrôlés en Tension : un état de l'art du bruit de phase typique des OCT MMIC basés sur des filières MMIC utilisant des TEC est réalisé. Le spectre de bruit retenu, représenté figure 1.10, indique une pente de -30 dB/décade significative de la conversion du bruit 1/f développé par l'élément actif. Le bruit de phase typique d'un OCT MMIC est de l'ordre de -75 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse et -105 dBc à 1 MHz [8-12] pour une fréquence de fonctionnement autour de 8 GHz. La faible valeur de la densité spectrale de puissance de bruit de phase observée loin de la porteuse peut être mise à profit. L'influence du bruit de phase de l'OCT est ainsi annulée jusqu'à la fréquence de coupure déterminée par le filtre de boucle et maximum ensuite.



**figure 1.10 : Bruit de phase typique d'un OCT MMIC en bande X**

④ électronique : le bruit du détecteur de phase, de l'amplificateur de boucle et du mélangeur éventuel est référencé à l'entrée de l'amplificateur de boucle. Les données concernant le bruit en tension de ces fonctions peut être exprimé en dBc/Hz [7]. Dans le cas général, le bruit de l'électronique n'intervient pas dans la contribution au spectre de bruit de phase global de l'oscillateur synthétisé en raison des très faibles planchers de bruit de phase associés. A titre d'exemple, la référence [7] indique un plancher de bruit de -160 dBc/Hz pour un détecteur de phase MOTOROLA en HCMOS fonctionnant à 1 MHz. Cette valeur est retenue pour les simulations.

⑤ amplificateur et filtre de boucle : cet ensemble est positionné entre la sortie du comparateur de phase et l'entrée modulation de l'OCT. Sa fonction de transfert influence fortement les propriétés de l'asservissement et permet de modifier la réponse du dispositif par le choix adéquat des paramètres introduits. Le gain en boucle ouverte de l'ensemble présente des valeurs élevées sans la présence d'un amplificateur du fait de la grande sensibilité des OCT fonctionnant aux fréquences microondes (plusieurs centaines de MHz par Volts pour Ko ). Néanmoins, compte tenu de la faible stabilité fréquentielle des OCT, il est nécessaire de prévoir une plage de capture en fréquence large autour de la porteuse. Un filtre de type réseau correcteur par avance de phase permet d'établir un bon compromis (figure 1.11).



. **figure 1.11 : filtre de boucle correcteur par avance de phase**

Ce filtre admet pour fonction de transfert  $H(j\omega)$  telle que :

$$H(j\omega) = -K_g \frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_1} \text{ où } K_g \text{ est le gain du filtre.}$$

Celui-ci permet un choix indépendant des facteurs de boucle pour réaliser les propriétés de l'asservissement avec comme objectifs principaux la plage de capture et la fréquence de coupure de l'asservissement. Lors de la simulation, les constantes de temps  $\tau_1$  et  $\tau_2$  de la fonction de transfert du filtre, sont calculées pour que la fréquence de coupure de l'asservissement corresponde à la fréquence d'intersection des gabarits de bruit de l'OCT et de l'oscillateur local synthétisé. L'objet de cette approche étant orienté vers la restitution du gabarit de bruit de phase en fonction de la synthèse de boucle choisie, nous ne nous étendrons pas sur le calcul analytique des paramètres de boucle que l'on pourra trouver dans la référence [13]. On suppose également que les valeurs choisies permettent un fonctionnement stable de la boucle dans tous les cas de figure.

Les hypothèses de la simulation étant fixées, une étude comparative de diverses configurations de boucle utilisant des références à quartz de fréquence variables et une synthèse directe ou indirecte est proposée. Les paramètres des configurations étudiées sont portés dans le tableau 1.2.

CONFIGURATION	FREQUENCE DU QUARTZ	PARAMETRES UTILISES
MULTIPLICATION DIRECTE (M1)	5 MHz	M=1640
MULTIPLICATION DIRECTE (M2)	12,8 MHz	M=640
MULTIPLICATION DIRECTE (M3)	73 MHz	M=112
MULTIPLICATION DIRECTE (M4)	100 MHz	M=82
PLL SYNTHESE DIRECTE (PLL1)	76 MHz	N1=4 N2=27
PLL SYNTHESE INDIRECTE (PLL2)	70,69 MHz	N1=16 N3=4 N2=1 M=7

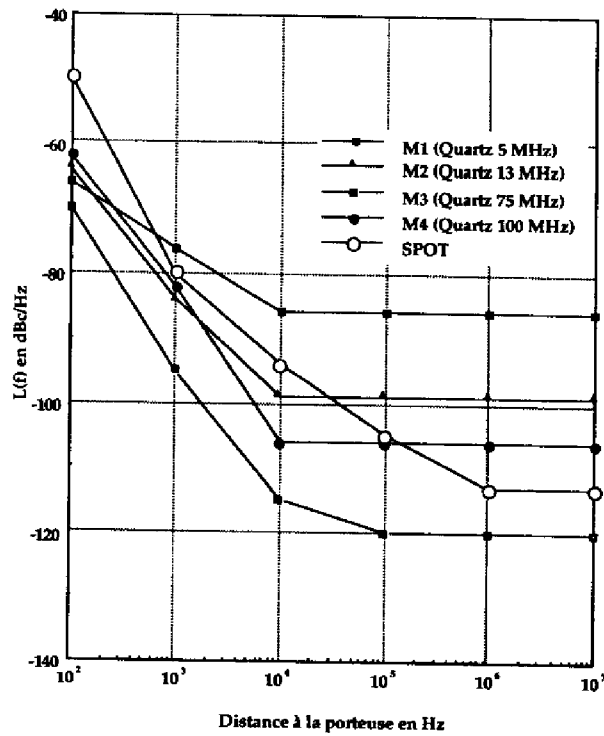
**Tableau 1.2 : Configurations simulées pour la production d'une source hyperfréquence à 8200 MHz**

## **IV.2 : Résultats de simulation**

Les résultats de simulation sont présentés suivant le type de la synthèse mise en jeu pour obtenir une source hyperfréquence à 8200 MHz.

### **IV.2.1 : Multiplication directe**

L'analyse du bruit de phase de l'oscillateur local synthétisé par la multiplication directe de la fréquence d'une référence à quartz fait apparaître une élévation d'un facteur  $20\log(M)$  du gabarit de bruit de phase de la référence (M étant le facteur de multiplication permettant de passer de la fréquence du pilote à celle de la source hyperfréquence). Les pilotes à quartz oscillant à fréquence basse présentent de meilleures performances en bruit de phase près de la porteuse mais les facteurs de multiplication sont nécessairement plus élevés que pour des quartz de fréquence supérieure ce qui dégrade sensiblement la contribution de la référence. De même, les pilotes à quartz fonctionnant aux fréquences les plus élevées (de 60 à 120 MHz ) nécessitent l'utilisation de facteurs de multiplication plus faibles mais présentent un gabarit de bruit de phase dégradé. La fréquence du pilote doit être choisie en fonction de la fréquence à synthétiser pour éviter les rangs de multiplication élevés qui dégradent le gabarit de bruit de phase de la source.



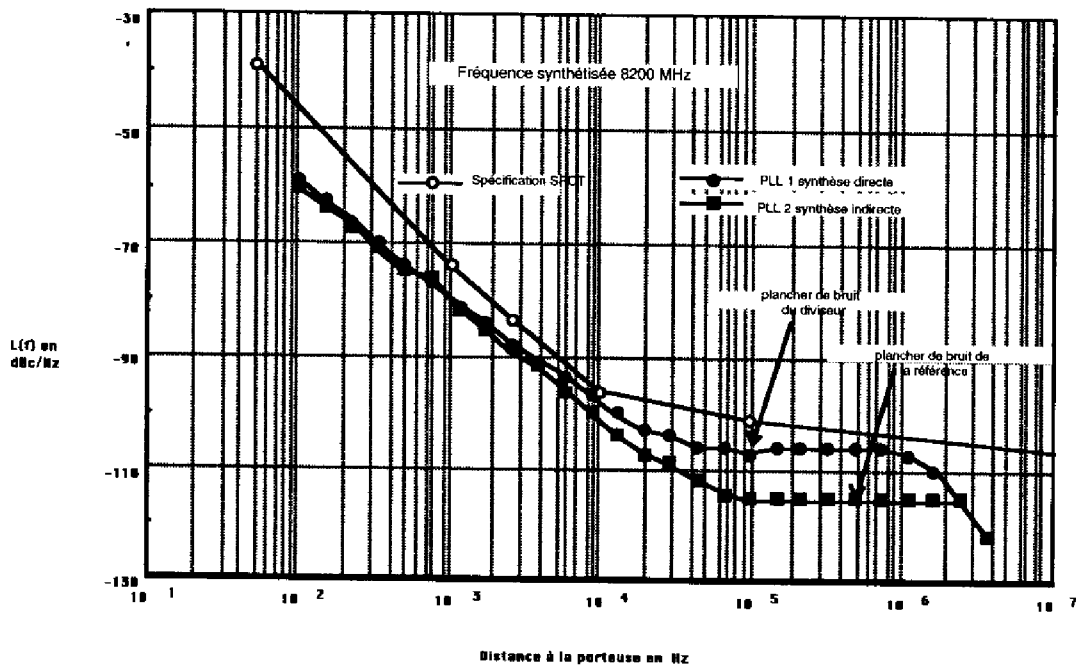
**figure 1.12 : Gabarits de bruit d'une source hyperfréquence fonctionnant à 8200 MHz obtenue par multiplication directe d'une référence à quartz**

Dans cette analyse, on constate que seul l'oscillateur à quartz présentant une fréquence de fonctionnement de 75 MHz peut répondre aux spécifications de bruit de phase SPOT (figure 1.12). Dans ce cas, compte tenu de la synthèse et du gabarit de bruit de phase spécifié, il est nécessaire de choisir un pilote dont la fréquence est supérieure à 70 MHz et probablement inférieure à 100 MHz. On rappelle que la solution retenue pour les sources hyperfréquences des télémessures SPOT utilisent un oscillateur à quartz fonctionnant à 82 MHz.

## IV.2.2 : Boucle à verrouillage de phase

La boucle à verrouillage de phase permet, par un choix approprié des paramètres de l'asservissement, d'optimiser l'aspect du gabarit de bruit de phase de l'oscillateur synthétisé. La synthèse directe met en concurrence le bruit de phase de la référence à quartz et des diviseurs principalement. Dans le cas de la synthèse indirecte la contribution des diviseurs apparaît moins prépondérante. Des simulations basées sur un pilote fonctionnant à 70 MHz et des diviseurs de gabarits de bruit de phase identiques pour les deux synthèses (480 MHz/4) sont présentées.

Les résultats de la simulation réalisée grâce au logiciel du LPMO (figure 1.13) sont les suivants :



**figure 1.13 : Gabarits de bruit de phase de la source hyperfréquence à 8200 MHz avec et sans mélangeur**

① le gabarit de bruit considéré pour la partie diviseur à l'entrée du comparateur de phase est supérieur de 10 dB à partir de 10 KHz de la porteuse à celui de la référence. A partir de cette fréquence, on observe donc en sortie de l'oscillateur synthétisé le spectre de bruit du diviseur dégradé de 40 dB environ ( $20\log(4 \times 27)$ ) dans le cas de la synthèse directe (PLL1). L'utilisation du mélangeur permet d'éliminer la contribution en bruit de phase du diviseur. Seule la contribution

de la référence à quartz dégradée par le facteur de multiplication contribue de façon significative au spectre de l'oscillateur synthétisé (PLL2).

② la fréquence de coupure de la boucle d'asservissement est choisie de sorte que le bruit de phase de l'OCT soit retrouvé loin de la porteuse ( $> 1\text{MHz}$ ) dans les deux cas.

③ globalement les deux oscillateurs synthétisés par une boucle à verrouillage de phase permettent de tenir les spécifications de bruit de phase. La marge de bruit dans le cas de la synthèse indirecte est plus importante. Elle est d'au moins 5 dB à toute distance de la porteuse.



## **V : CHOIX DE L'ARCHITECTURE DE L'OSCILLATEUR LOCAL**

### **Introduction**

Les contraintes liées aux spécifications du gabarit de bruit de phase de la source hyperfréquence de la télémessure SPOT, ont imposé une étude détaillée des configurations possibles. L'approche a porté sur les différentes combinaisons d'oscillateur local utilisant une référence à quartz.

### **V.1 : Motivations du choix**

L'étude menée lors de ce chapitre amène les remarques suivantes :

① la multiplication directe d'un quartz fournit une solution valable pour la production de l'oscillateur local synthétisé à condition de choisir une référence à quartz de fréquence supérieure à 70 MHz. La réalisation d'une telle fonction n'est cependant pas compatible avec une technologie de type MMIC et rend impossible une intégration importante de la source.

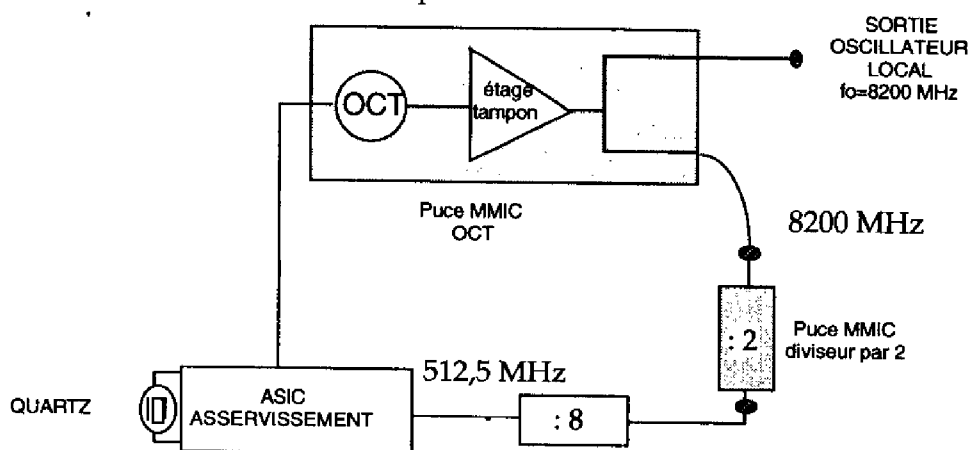
② les structures type "boucle à verrouillage de phase", utilisant une synthèse directe ou indirecte, répondent d'une manière générale assez bien aux spécifications dès lors que la fréquence du pilote à quartz est supérieure à environ 70 MHz. L'utilisation d'un mélange intermédiaire permet de réduire sensiblement la contribution en bruit de phase des diviseurs de la boucle. Cette synthèse est donc à retenir. Elle permet de tenir les spécifications concernant le gabarit de bruit de phase avec une marge conséquente si la référence à quartz présente des spécifications de bruit soignées. De même, le calcul du bruit intégré de phase réalisé grâce aux gabarits de bruit de la figure 1.13, indique des valeurs inférieures à  $1.5^\circ$  dans le cas d'une synthèse directe, de l'ordre de  $1^\circ$  pour une synthèse indirecte. Ces résultats sont compatibles avec les spécifications.

D'autre part, l'aspect intégration de la boucle peut être optimisé par la présence d'un ASIC qui assure les fonctions de comparaison, de mélange et de division aux fréquences inférieures. Cet ASIC, réalisé par la société ALCATEL ESPACE, doit pouvoir prendre place avec profit dans la réalisation de la source hyperfréquence et permettre une réduction sensible des problèmes de masse et d'encombrement.

## V.2 : Architecture retenue

Notre choix se porte donc sur une boucle à verrouillage de phase avec mélangeur pour produire l'oscillateur local en bande X. Cette structure dont la faisabilité a été démontrée en bande Ku en technologie intégrée par OHIRA [14], est décrite sur la figure 1.14 dans la configuration visée pour notre application. L'OCT produisant une fréquence entre 8000 et 8400 MHz est asservi sur la référence à quartz à l'aide de l'ASIC développé par la société ALCATEL ESPACE. Son fonctionnement, pour des raisons de confidentialité ne sera pas décrit.

Avec une réalisation très semblable à celle envisagée, Suwaki [15] propose, toujours en technologie intégrée, une solution d'oscillateur local en bande C, permettant une réduction de 90 % de l'encombrement de la même source basée sur un oscillateur à résonateur diélectrique.



**figure 1.14 : Schéma retenu pour la production d'un OL stabilisé en bande X**

Les fonctions à réaliser sont de plusieurs types :

① Oscillateur Contrôlé en Tension qui doit pouvoir couvrir toute la bande de fréquence des télémessures soit 400 MHz autour de 8200 MHz.

② l'étage tampon et le diviseur de puissance destinés respectivement à isoler l'oscillateur et à séparer le signal hyperfréquence issu de l'OCT. La puce de l'OCT, regroupe l'étage tampon et le diviseur de puissance. On note que l'étage tampon est indispensable pour isoler l'oscillateur des variations d'impédance liées aux changements d'états du modulateur.

③ le diviseur de fréquence par 2 : la réalisation de cette fonction est prise en charge par l'IRCOM dans le cadre d'une bourse de thèse cofinancée par le CNES et la société ALCATEL ESPACE.

## **CONCLUSION**

Dans ce premier chapitre une étude visant à proposer une architecture d'oscillateur local répondant aux spécifications de la TMCU SPOT est présentée.

Après avoir défini les grandeurs d'intérêt de la caractérisation des fluctuations de phase et de fréquence d'un oscillateur, plusieurs architectures d'oscillateur local basées sur une référence à quartz sont analysées.

Le bruit de phase de l'oscillateur local synthétisé, paramètre sensible dans cette étude, fait l'objet d'un développement théorique qui conduit à proposer la solution de boucle utilisant un mélangeur.

Enfin, la simulation de diverses configurations de boucle réalisées avec le logiciel développé par le LPMO permet de confirmer ce choix. Une architecture de type boucle à verrouillage de phase avec mélangeur assurant environ 5 dB de marge à toute distance de la porteuse pour le gabarit de bruit de phase simulé par rapport à la spécification des télémesures SPOT est retenue.

**CHAPITRE II**  
**ETUDE ET CONCEPTION**  
**D'OSCILLATEURS**  
**CONTROLES**  
**EN TENSION**  
**EN TECHNOLOGIE INTEGREE**



## **INTRODUCTION**

L'étude et la conception d'Oscillateurs Contrôlés en Tension (OCT) est un sujet très vaste, abondamment traité dans la littérature. La quasi-totalité des méthodes de conception d'OCT reposent sur des approches petit signal et sont déduites de la théorie des dipôles à résistance négative [16-18]. Jusqu'en 1980, l'élément actif de base est jusqu'à la bande C le transistor bipolaire. Pour des fréquences plus élevées, le Transistor à Effet de Champ (TEC) ou la diode GUNN sont préférés. Les principaux éléments d'accord de la fréquence sont la bille de YIG [19-22] et la diode varactor hyper-abrupte sur Arséniure de Gallium (AsGa) ou Silicium (Si) qui produisent une excellente linéarité de l'accord et de bonnes performances en bruit de phase.

L'intégration totale de l'OCT et de son élément d'accord apparaît cependant très difficile dans le cas de la sphère de YIG en raison de ses dimensions élevées mais plus réaliste pour une diode varactor. La maturité de la technologie MMIC autorise aujourd'hui cette intégration totale et permet une optimisation sensible de l'encombrement de l'OCT.

L'impossibilité de régler la fonction après sa réalisation en technologie intégrée met en avant la nécessité de simuler avec précision le fonctionnement de l'oscillateur. Les méthodes de conception en régime grand signal dans le domaine temporel, ou tempo-fréquentiel, ont maintenant depuis plus d'une décennie fait leur apparition et permettent la simulation de l'oscillateur dans son domaine naturel de fonctionnement. Généralement associé à des modèles électriques des composants actifs et passifs proposés par le fondeur (capacités, inductances, transistors...), ce type de simulation est désormais possible sur des logiciels commerciaux.

Cependant, sous l'effet de la dispersion technologique, les paramètres nominaux de la fonderie (capacité surfacique, transconductance par unité de développement de grille du TEC...) subissent une modification. Les modèles basés sur une description statistique moyenne des caractéristiques de la fonderie, ne définissent alors plus avec la même précision les paramètres électriques linéaires et non-linéaires de la fonction. Cet aspect est particulièrement critique dans le cadre de la réalisation d'oscillateurs intégrés dont la fréquence d'oscillation doit, dans la plupart des applications, être prévue avec une erreur inférieure à 5%. La réalisation d'un OCT en technologie intégrée, peu sensible aux dispersions technologiques et couvrant une bande d'accord en fréquence de l'ordre de 10 % autour de 8,2 GHz, constitue donc l'objet de ce chapitre

Après avoir rappelé, dans une première partie, la théorie des dipôles à résistance négative qui reste la formulation la plus employée dans la réalisation d'oscillateurs ou d'OCT, une étude prospective des différentes positions possibles de l'élément d'accord sur l'un des accès du TEC est réalisée. Cette étude fait appel à l'écriture symbolique de l'impédance d'entrée du réseau contenant l'élément actif déterminée grâce au logiciel de calcul symbolique MAPLE [23]. Les conditions de démarrage petit signal de l'oscillateur sont étudiées graphiquement suivant la position de l'élément d'accord dans une rétroaction série ou parallèle du TEC. La configuration série avec varactor dans la grille du TEC est retenue pour la réalisation de l'OCT.

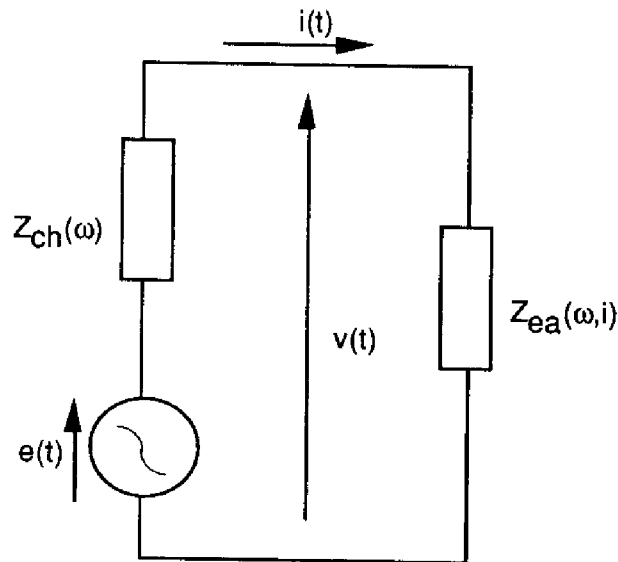
L'étude analytique des conditions de démarrage de cette configuration est réalisée. Elle permet de proposer une démarche dont l'objectif est la production d'un OCT intégré très peu sensible aux dispersions technologiques. Une seconde version d'OCT, utilisant une configuration parallèle, est également réalisée. On étudie ainsi la faisabilité d'un OCT intégré, optimisé dans la technologie utilisée pour présenter un bruit de phase réduit par l'accroissement du facteur de surtension.

La dernière partie de ce chapitre présente la comparaison des simulations et des mesures de la première fabrication en fonderie de cette étude nommée TÉLÉMAQUE.

## I : THEORIE DES DIPOLES A RESISTANCE NEGATIVE

### I.1 : Présentation et développement de la théorie

La théorie des dipôles à résistance négative [24-25], très largement développée dans la littérature dans le cadre de la réalisation d'oscillateurs et d'OCT, permet de proposer un modèle d'oscillateur facilement adaptable aux simulateurs hyperfréquences. L'oscillateur est décrit comme un dipôle, comportant un élément actif et présentant une impédance à partie réelle négative  $Z_{ea}$  auquel est connectée une impédance de charge  $Z_{ch}$ . Une source de tension  $e(t)$ , variable dans le temps, est ajoutée pour représenter un bruit de tension d'alimentation, par exemple (figure 2.1).



**figure 2.1 : Schéma équivalent de l'oscillateur**

L'impédance  $Z_{ea}(\omega, i)$ , qui contient l'élément actif, est fonction de la fréquence et du niveau du signal qui la traverse. L'impédance de charge  $Z_{ch}(\omega)$ , en vis à vis, n'est fonction que de la fréquence.

En l'absence de perturbation en tension ou en courant dans la maille, l'équation de base du fonctionnement de l'oscillateur en régime établi s'écrit :

$$Z_o(\omega_o, I_o) = Z_{ea}(\omega_o, I_o) + Z_{ch}(\omega_o) = 0 \quad (2.1)$$



Soit en posant :

$$\begin{cases} Z_{ea}(\omega_o, I_o) = R_{ea}(\omega_o, I_o) + jX_{ea}(\omega_o, I_o) & (2.2) \\ Z_{ch}(\omega_o) = R_{ch}(\omega_o) + jX_{ch}(\omega_o) & (2.3) \end{cases}$$

L'équation (2.1) est vérifiée si et seulement si :

$$\begin{cases} R_{ea}(\omega_o, I_o) + R_{ch}(\omega_o) = 0 & (2.4) \\ X_{ea}(\omega_o, I_o) + X_{ch}(\omega_o) = 0 & (2.5) \end{cases}$$

Ce système d'équations appelle deux remarques :

① La relation (2.4) n'est établie que si la partie réelle présentée par l'impédance de l'élément actif est négative à la fréquence d'intérêt. Elle constitue la condition d'entretien des oscillations.

② La relation (2.5) sur les parties imaginaires, vérifiée à la fréquence  $\omega_o$  détermine la fréquence d'oscillation.

Le système composé des équations (2.4) et (2.5) représente les conditions d'oscillations de l'oscillateur.

Ces équations, qui régissent le fonctionnement de l'oscillateur, sont couplées à la condition de stabilité (2.6) de l'onde de fréquence  $\omega_o$  et d'amplitude  $I_o$  :

$$\left( \frac{\partial R_o}{\partial i} \right)_{I_o} \left( \frac{\partial X_o}{\partial \omega} \right)_{\omega_o} - \left( \frac{\partial X_o}{\partial i} \right)_{I_o} \left( \frac{\partial R_o}{\partial \omega} \right)_{\omega_o} > 0 \quad (2.6)$$

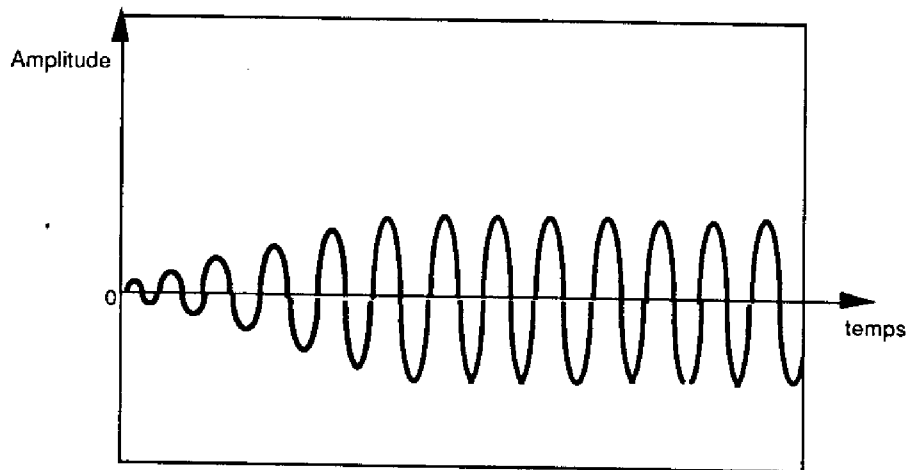
Dans le cas particulier des oscillateurs à TEC [25], le coefficient  $\left( \frac{\partial R_o}{\partial \omega} \right)_{\omega_o}$  est très petit devant  $\left( \frac{\partial R_o}{\partial i} \right)_{I_o}$  et  $\left( \frac{\partial X_o}{\partial \omega} \right)_{\omega_o}$  de sorte que la condition de stabilité de l'oscillation se réduit à :

$$\left( \frac{\partial X_o}{\partial \omega} \right)_{\omega_o} \left( \frac{\partial R_o}{\partial i} \right)_{I_o} > 0 \quad (2.7)$$

Lors de la conception d'un oscillateur, on s'attache donc à chercher les conditions de circuit qui permettent la vérification des équations (2.4), (2.5) et (2.7).

## 1.2 : Conditions de démarrage

Les équations succinctement présentées dans le paragraphe précédent rendent compte du régime établi de l'oscillateur et indiquent une dépendance avec le niveau du signal de l'impédance  $Z_{ea}$  contenant l'élément actif. La simulation précise du comportement de l'oscillateur est donc associée à la connaissance exacte des non-linéarités de l'élément actif et à une analyse dans le domaine grand signal.



**figure 2.2 : Aspect de l'onde du démarrage de l'oscillation au régime établi**

Avant d'atteindre le régime établi (figure 2.2), l'oscillateur présente une période de démarrage pendant laquelle il opère en régime petit signal. Pour définir le démarrage de l'oscillation, les conditions les plus généralement utilisées font appel au concept de résistance négative et s'écrivent :

$$\begin{cases} R_{ea}(\omega_0) + R_{ch}(\omega_0) < 0 & (2.8) \\ X_{ea}(\omega_0) + X_{ch}(\omega_0) = 0 & (2.9) \end{cases}$$

Lorsque l'amplitude du signal croît, l'impédance de l'élément actif change sous l'effet de l'évolution des non-linéarités. La saturation de l'élément actif en régime établi provoque donc une modification de la fréquence d'oscillation prévue par l'approche petit signal et l'équation (2.9). L'approximation visant à déterminer la fréquence d'oscillation par une approche petit signal consiste à supposer que l'évolution de réactance présentée par l'élément actif sous l'action des non-linéarités de son schéma équivalent est négligeable. Cette approximation est l'hypothèse de base à l'origine de très nombreuses méthodes de conception [16-18, 26]. Les paramètres [S], [Y] ou [Z] de l'élément actif sont alors mis à profit pour déterminer

les configurations et les impédances de bouclage permettant la réalisation d'une impédance à partie réelle négative. Le deuxième objectif concerne l'annulation de la réactance globale du circuit oscillateur à la fréquence d'intérêt ou sur une plage de fréquence plus large sous l'effet de l'évolution d'une des impédances du circuit comme c'est le cas pour les OCT.

On note néanmoins que ces méthodes, si elle permettent d'évaluer la fréquence d'oscillation et la bande d'accord dans le cas des OCT, ne donnent aucune indication sur les aspects puissance et rendement de l'oscillateur. Une analyse non-linéaire est donc nécessaire, notamment en technologie intégrée où aucun réglage après réalisation n'est permis. Notre prochain paragraphe traite de cet aspect.

## **II : ANALYSE DES OSCILLATEURS DANS LE DOMAINE NON-LINEAIRE**

### **II.1 : Introduction**

L'analyse du comportement non-linéaire d'une fonction hyperfréquence suppose deux conditions :

① choisir le domaine de résolution des équations décrivant le comportement de la fonction. L'utilisation d'un logiciel d'analyse des circuits hyperfréquences non-linéaires détermine ce choix.

② décrire les modèles régissant le comportement linéaire et non-linéaire des composants.

Ces deux aspects sont traités afin de proposer un outil efficace d'analyse du comportement de l'OCT en régime de fonctionnement non-linéaire.

### **II.2 : Domaines et méthodes d'analyse des OCT en grand signal**

#### **II.2.1 : Introduction**

Les méthodes d'analyse des circuits microondes en régime non-linéaire sont classées selon l'espace de résolution des équations régissant le fonctionnement électrique du circuit étudié.

On distingue ainsi trois espaces :

- ① le temporel
- ② le tempo-fréquentiel
- ③ le fréquentiel

Le domaine temporel, qui permet l'analyse d'états transitoires, est bien adapté à l'étude des oscillateurs. Des méthodes dans le domaine tempo-fréquentiel sont également développées et permettent d'obtenir la simulation du régime établi.

Nous présentons les méthodes utilisées dans les deux premiers domaines cités afin d'analyser le fonctionnement des oscillateurs et qui sont associées à des simulateurs hyperfréquences commerciaux et universitaires.

## **II.2.2 : Analyse temporelle**

L'analyse d'un dispositif non-linéaire dans le domaine temporel consiste à résoudre un système d'équations différentielles non-linéaires par des méthodes numériques [27].

Les différentes étapes de fonctionnement de l'oscillateur du démarrage au régime établi sont ainsi accessibles. L'oscillateur étant une fonction autonome, il est nécessaire d'introduire dans le circuit un "stimulateur" qui permet de déclencher l'oscillation. Plusieurs possibilités sont proposées dans le contexte de notre étude :

① un créneau de tension est simulé sur le drain du transistor. De 0 à l'instant  $t_0$ , la tension de drain est nulle. A  $t_0$ , on applique instantanément la tension de drain correspondant à la polarisation nominale du TEC. On simule ainsi la mise en route des alimentations de l'élément actif.

② une impulsion en courant est générée sur l'un des accès du TEC. Cette impulsion est de durée et d'amplitude faible devant la période d'oscillation et on vérifie que ses caractéristiques n'influencent pas sur la forme de l'onde hyperfréquence résultante [25]. Cette impulsion peut avoir pour origine un bruit d'alimentation.

Quelques précautions sont prises pour réaliser les simulations et éviter des temps d'analyse trop importants :

① tous les éléments de connexion réalisés en technologie microstrip sont remplacés par leur schéma équivalent composé d'éléments localisés idéaux et fonction de la longueur et de la largeur de l'élément considéré.

② les éléments passifs de la bibliothèque de la filière utilisée sont décrits par un schéma équivalent approprié préconisé par le fondeur et constitué d'éléments idéaux localisés.

Ce type de simulation est donc coûteux en temps, d'une part par la longue préparation inhérente à la description du circuit MMIC, mais aussi en raison du nombre de points de calcul élevé qui sont considérés afin d'avoir une prévision fine de la fréquence d'oscillation en régime établi. Cet aspect est d'autant plus gênant que le circuit à simuler comporte des constantes de temps élevées qui nécessitent un accroissement sensible du nombre de points à calculer avant d'atteindre le régime établi. La simulation temporelle permet cependant, de déterminer les fréquences d'oscillations indésirables qui pourraient prédominer lors du démarrage de

l'oscillation. Elle sera donc réalisée à chaque fois que la nature du circuit le permettra (description simple des éléments du circuit en éléments localisés idéaux).

Le simulateur mwSPICE de la société EESOF [28] est utilisé pour réaliser les simulations dans le domaine temporel. Celui-ci présente l'avantage de proposer des modèles de composants non-linéaires (TEC, diodes, capacités non-linéaires...) communs au logiciel d'équilibrage harmonique LIBRA [28] autorisant des simulations comparatives.

### **II.2.3 : Équilibrage harmonique**

#### **II.2.3.1 : Introduction**

La méthode d'équilibrage harmonique [29] fait appel à un processus itératif qui compare les résultats d'analyse de deux sous-circuits. L'un est constitué de l'ensemble des éléments linéaires du circuit analysé dans le domaine fréquentiel, l'autre comprenant les éléments non-linéaires analysés dans le domaine temporel.

L'équation d'équilibrage harmonique consiste à écrire l'égalité des courants et des tensions aux accès des deux sous-circuits dans le plan de leur interconnexion. La connexion entre le domaine temporel et fréquentiel est réalisée à l'aide de transformées de FOURRIER directes et inverses.

L'analyse des circuits autonomes est menée selon une méthodologie propre à chaque type de simulateur. Deux de ces méthodes sont décrites dans les prochains paragraphes. Elles correspondent aux deux modes d'analyse des oscillateurs préconisés sur les simulateurs hyperfréquences présents au département hyperfréquences du CNES : LIBRA et LISA [30].

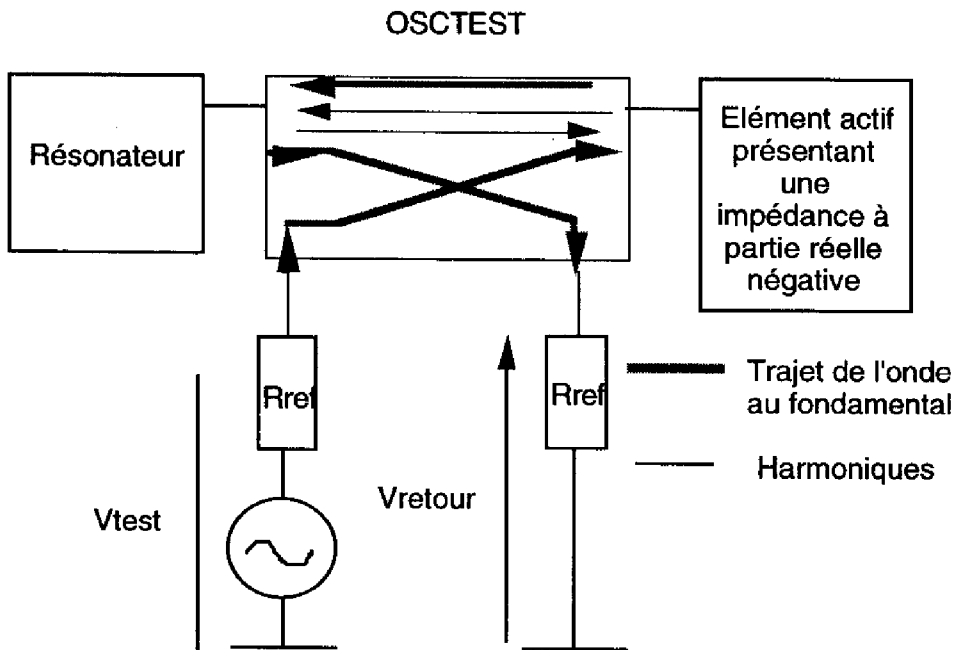
#### **II.2.3.2 : Analyseur LIBRA**

On peut associer le démarrage d'un oscillateur à l'action d'une faible perturbation en tension entre le résonateur et l'élément actif. Le signal est réfléchi par le résonateur et subit des pertes dans le circuit. Tant que la résistance négative présentée par l'élément actif est supérieure aux pertes du circuit, la perturbation en tension se développe et est amplifiée dans le circuit oscillateur. L'état établi est atteint lorsque l'amplitude du signal permet d'exactement compenser les pertes du circuit avec la résistance négative [31].

Les non-linéarités de l'élément actif développent également des harmoniques du signal fondamental qui atteignent l'état établi.

L'élément de test proposé dans la bibliothèque ACADEMY, nommé OSCTEST, utilisé lors de l'analyse des oscillateurs sous LIBRA, a les propriétés suivantes :

① il permet l'injection d'un signal d'amplitude et de phase déterminées dans le circuit entre l'élément actif présentant une résistance négative et le résonateur. L'onde circule librement de l'élément actif vers le résonateur qui la réfléchit. Le signal réfléchi est dirigé vers le dernier accès de l'élément de test où il est mesuré en amplitude et en phase (figure 2.3). Les harmoniques ne sont pas affectées par l'élément de mesure.



**figure 2.3 : Schéma d'analyse des oscillateurs sous LIBRA**

Les conditions de démarrage en régime linéaire de fonctionnement sont dans un premier temps analysées en calculant le rapport de l'onde complexe  $V_{\text{retour}}$  à l'onde injectée  $V_{\text{test}}$ . La condition de démarrage est atteinte lorsque le rapport d'amplitude  $R$  défini par  $R = \frac{V_{\text{retour}}}{V_{\text{test}}}$  est tel que :

$$\begin{cases} |R| > 1 \\ \varphi(R) = 0^\circ \end{cases} \quad (2.10)$$

L'analyse des conditions de démarrage consiste donc à tester la réponse du circuit pour une plage de fréquence déterminée autour de la fréquence d'oscillation attendue et pour plusieurs valeurs de la tension test,  $V_{\text{test}}$ . Lorsqu'un couple de valeurs  $(f_0, V_{\text{test}0})$  permet de vérifier la condition précédente, celui-ci est posé

comme condition initiale. Un module spécifique de l'analyseur permet ensuite de converger automatiquement vers la fréquence d'oscillation simulée en grand signal pour laquelle la relation (2.10) devient :

$$\begin{cases} |R| = 1 \\ \varphi(R) = 0^\circ \end{cases} \quad (2.11)$$

La grande convivialité du logiciel ACADEMY et la possibilité de simuler le circuit réel avec prise en compte de tous les éléments parasites sont un réel avantage pour l'analyse des oscillateurs. La convergence automatique de l'analyse vers la fréquence d'oscillation grand signal lorsque les conditions de démarrage (2.10) sont vérifiées est également très intéressante. Il apparaît afin possible de réaliser une optimisation des caractéristiques non-linéaires de l'oscillateur. Une condition se dégage néanmoins pour permettre une optimisation efficace : il est nécessaire de connaître avec précision le rôle des impédances de bouclage sur la réponse du circuit. Cet aspect sera longuement décrit ultérieurement.

### **II.2.3.3 : Analyseur LISA**

L'étude d'un oscillateur sous LISA consiste à connecter une sonde servant à mesurer la fréquence et le niveau d'oscillation [30]. Cette sonde délivre un signal (tension ou courant) de la forme :

$$g(t) = G_s \cos(\omega_s t + \Phi_s) \text{ où } \omega_s \text{ est la fréquence d'oscillation à déterminer.}$$

On cherche alors la fréquence  $\omega_s$ , l'amplitude  $G_s$  et la phase  $\Phi_s$  telles que l'impédance de la sonde soit nulle dans le cas d'une sonde en courant, infinie dans le cas d'une sonde en tension. Pour un oscillateur libre, il n'existe pas de référence extérieure et on pose donc  $\Phi_s = 0$ .

D'autres fonctions de l'analyseur permettent de donner une bonne estimation de la solution de départ et notamment de déterminer avec les critères de NYQUIST si le point de fonctionnement étudié est stable ou non.

Compte tenu des facilités proposées pour observer la réponse temporelle des non-linéarités usuelles du TEC, LISA sera utilisé pour vérifier les conditions d'adaptation en puissance dans le plan de la non-linéarité de drain. L'apparition ou non de courant de grille est également très surveillée. Cette précaution est imposée par des normes de qualité et de fiabilité des TEC en fonctionnement qui imposent une valeur continue du courant de grille inférieure à 1 mA/mm de développement de grille. La seule vraie difficulté amenée par l'utilisation de cet analyseur provient de l'édition de circuit qui ne permet pas la visualisation du schéma électrique étudié et du schéma physique associé. Notons enfin que cet analyseur n'a pu être utilisé



pour les premières réalisations en fonderie de cette étude, celui-ci n'étant alors pas disponible au département hyperfréquences du CNES.

#### **II.2.4 : Conclusion**

Les diverses méthodes d'analyse des oscillateurs présentées, seront appliquées afin d'étudier les performances grand signal des oscillateurs et des OCT réalisés dans le cadre de cette étude. Les conclusions suivantes sont retenues:

① le domaine temporel apparaît très intéressant pour décrire le fonctionnement d'un oscillateur. La description électrique des éléments MMIC du circuit est néanmoins délicate.

② l'analyse des circuits oscillateurs réalisés en technologie intégrée est plus aisée à réaliser sur le logiciel ACADEMY qui permet une description complète des éléments de la filière sous forme d'une bibliothèque de composants. Une optimisation des performances de l'oscillateur est également envisageable si les conditions de démarrage de l'oscillation sont bien déterminées par l'analyse petit signal et le rôle des impédances de bouclage connu.

③ l'analyse de l'évolution des non-linéarités intrinsèques du composant actif est l'une des facilités offerte par le logiciel LISA. Certaines méthodes de conception et d'optimisation des oscillateurs, basées sur cette analyse [32-33], sont ainsi développées et autorisent une synthèse très performantes des caractéristiques de l'oscillateur en régime grand signal. Il semble cependant que ce type de méthode soit plus difficile à appliquer dans le cadre de la réalisation d'OCT. On pourra donc, dans le contexte de cette étude, faire appel au logiciel LISA notamment pour vérifier le comportement de la non-linéarité de drain du TEC et comparer les résultats de l'analyse avec les autres simulateurs.

En conclusion, on retient que l'analyseur LIBRA apparaît le mieux adapté pour réaliser l'analyse d'un OCT en technologie intégrée. Néanmoins, l'analyse temporelle et les propriétés d'analyse en régime non-linéaire de l'analyseur LISA sont suffisamment intéressantes pour que la simulation des fonctions optimisées sur LIBRA soient réalisées, chaque fois que la topographie du circuit le permet, sur ces deux simulateurs. L'utilisation de plusieurs analyseurs associée à des modèles de composants équivalents permet de constituer un outil fiable et efficace pour la réalisation d'un oscillateur.

## II.3 : Modèles non-linéaires du TEC et de l'élément d'accord

### II.3.1 : Introduction

L'élaboration du modèle électrique non-linéaire d'un composant est basé sur la détermination précise d'un schéma équivalent et d'équations régissant son comportement statique et dynamique.

Dans le cadre de notre étude, l'élément actif de base est le TEC de la filière de puissance HP07 du fondeur THOMSON/TCS.

L'élément d'accord est la diode varactor basée sur la réalisation d'un TEC de très grande largeur de grille dont le drain est la source sont court-circuités [37]. Cet élément permet d'atteindre des rapports de capacité 5. Les résistances d'accès du composant atteignant des valeurs très élevées lorsque le varactor est fortement polarisé en inverse, le rapport de capacité utilisable est limité en pratique à 3.

### II.3.2 : Modèle non-linéaire du TEC

Le schéma équivalent grand signal du TEC proposé pour les simulations non-linéaires est représenté figure (2.4). Sa présence en tant que modèle standard de la bibliothèque de composant EESOF [34] justifie ce choix. Il pourra ainsi être utilisé aussi bien dans le domaine temporel (analyseur mwSPICE) que tempo-fréquentiel (Analyseur LIBRA).

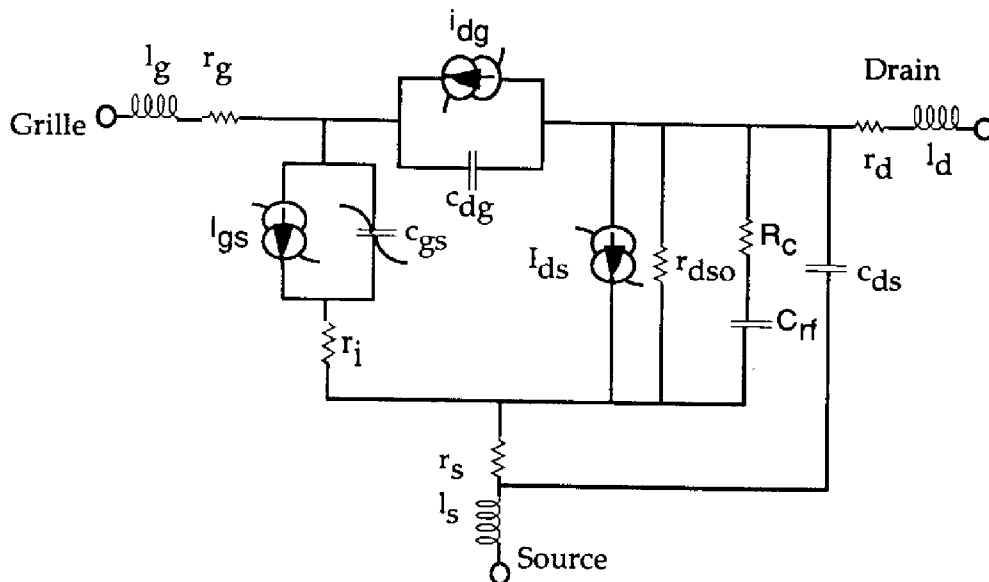


figure 2.4 : Modèle équivalent grand signal du TEC

Le schéma équivalent de ce TEC est de type CURTICE cubique [35] et correspond à une représentation polynomiale de la non-linéarité de drain. L'originalité de ce schéma équivalent vient de la cellule (RC) mise en parallèle sur la non-linéarité de drain et qui permet d'ajuster avec une très bonne précision par rapport au modèle petit signal les paramètres S du schéma équivalent linéarisé autour d'un point de polarisation déterminé [32].

Précisons la forme analytique de la description des non-linéarités qui sont au nombre de quatre :

① l'expression retenue pour la non-linéarité de drain  $I_{ds}(V_{gs}(t-\tau), V_{ds}(t))$  est de type CURTICE cubique et s'exprime selon la relation :

$$I_{ds} = I_{dso} \tanh(\gamma V_{ds})$$

avec

$$\begin{cases} I_{dso} = A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3 \\ V_1 = V_{gs}(t-\tau) \times [1 + \beta(V_{outo} - V_{ds})] & \text{si } V_{ds} \geq 0 \\ V_1 = V_{gs}(t-\tau) \times [1 + \beta(V_{outo} + V_{ds})] & \text{si } V_{ds} < 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

Les paramètres à déterminer pour l'ajustement des caractéristiques statiques du TEC sont donc  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$ ,  $\gamma$ ,  $\beta$ , et  $V_{outo}$ . Ils sont extraits, dans notre étude, des caractéristiques statiques du TEC mesurées en impulsion (données du fondeur en fonction du développement de grille utilisé) grâce à l'un des sous-programmes du logiciel COMLIB [36].

② la capacité de transition de la jonction grille source  $c_{gs}(V_{gs})$  est décrite par la relation polynomiale en  $V_{gs}$  :

$$c_{gs}(V_{gs}) = c_0 + c_1 V_{dso} + c_2 V_{gs} + c_3 V_{gs}^2 \quad (2.13)$$

Cette relation permet d'ajuster avec un excellent accord les évolutions de la capacité  $c_{gs}$  en fonction de  $V_{gs}$  et de  $V_{dso}$ , valeur constante de la tension de drain  $V_{ds}$  au point de polarisation nominal. Les paramètres à déterminer sont donc  $c_0$ ,  $c_1$ ,  $c_2$  et  $c_3$ . Ici encore, un des sous programmes de COMLIB est mis à contribution pour déterminer ces paramètres sur la base des données du fondeur décrivant la capacité  $c_{gs}$  en fonction de  $V_{gs}$ .

③ le courant d'avalanche de la jonction grille drain  $I_{dg}(V_{gs}, V_{ds})$  décrit par la relation (2.14) :

$$I_{dg}(V_{gs}, V_{ds}) = I_a (A + BV_{ds}^C) e^{(D-EV_{gs})} \quad (2.14)$$

Les paramètres fournis par le fondeur sont  $I_a, A, B, C, D, E$ , [37].

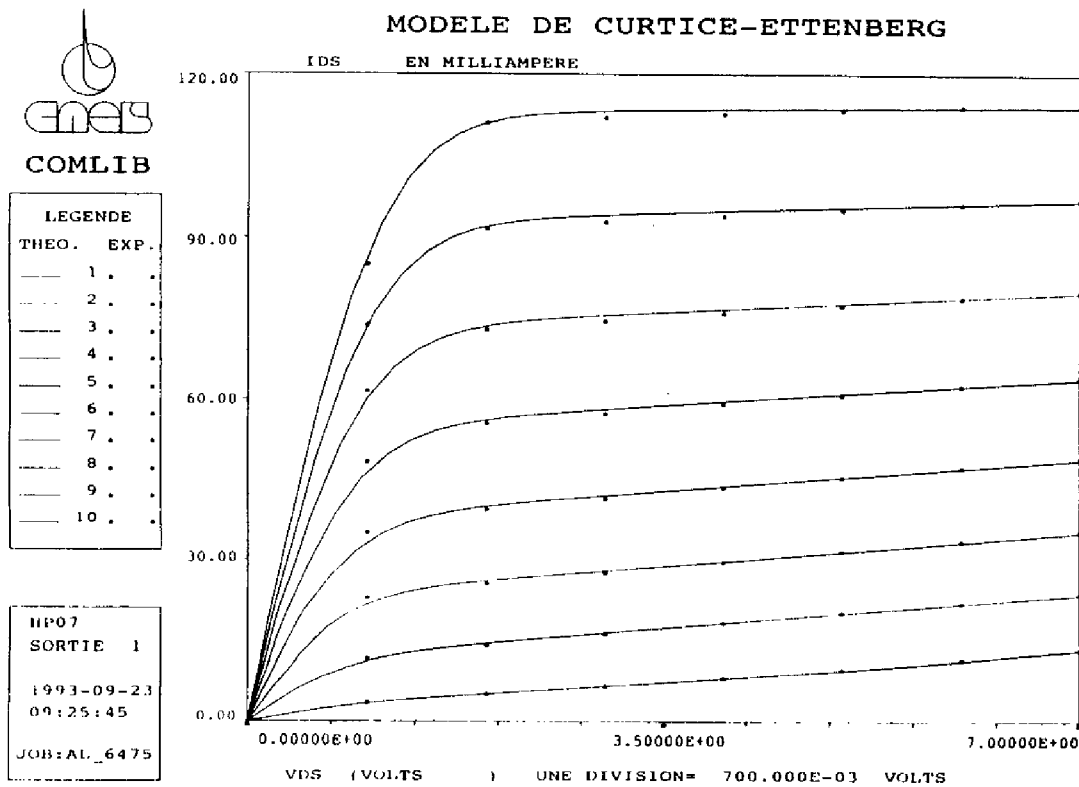
④ le courant de grille  $I_{gs}(V_{gs})$  décrit par la relation :

$$I_{gs}(V_{gs}) = I_{sat} \left( e^{\left( \frac{V_{gs}}{nU_t} \right)} - 1 \right)$$

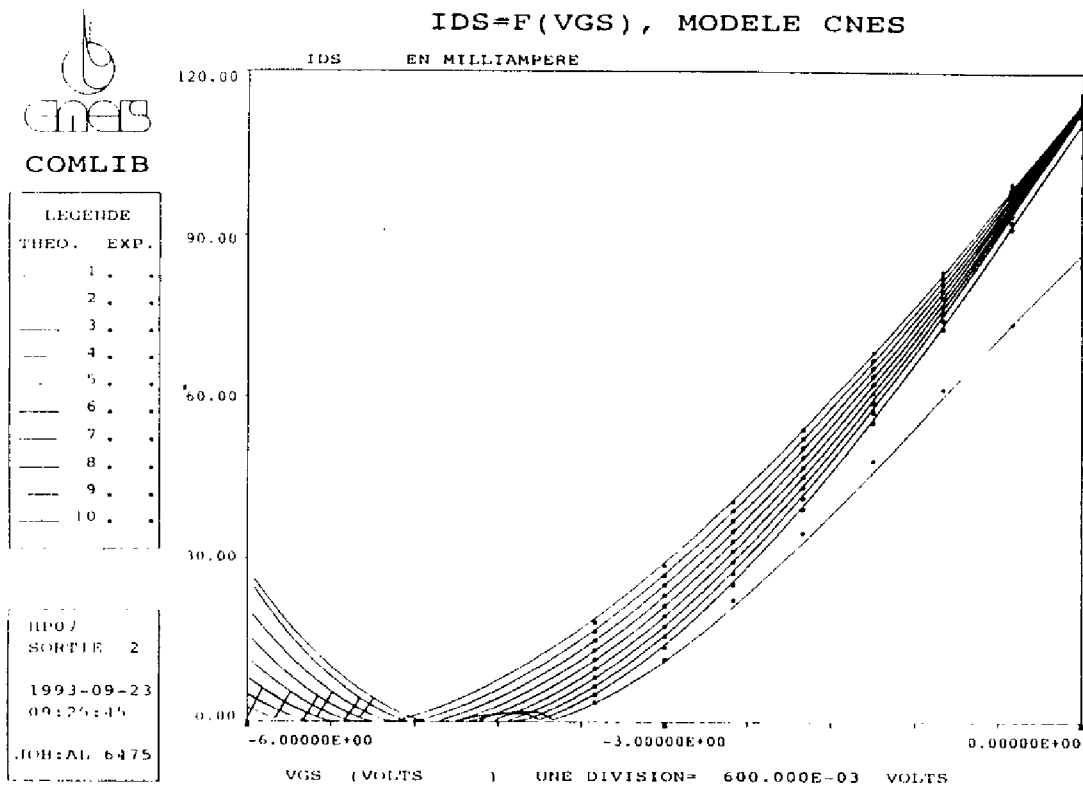
Les paramètres  $I_{sat}$  et  $n$ , facteur d'idéalité de diode, sont donnés par le fondeur en fonction du développement de grille.

Le modèle complet du TEC décrit précédemment a été programmé en langage C comme modèle utilisateur de LIBRA version 3.5. Ce même modèle a fait l'objet d'une description dans la bibliothèque des modèles utilisateurs de LISA [38].

Un exemple de l'ajustement des caractéristiques statiques et de la capacité d'entrée  $c_{gs}$  du TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$  est présenté sur les figures 2.5 à 2.7.



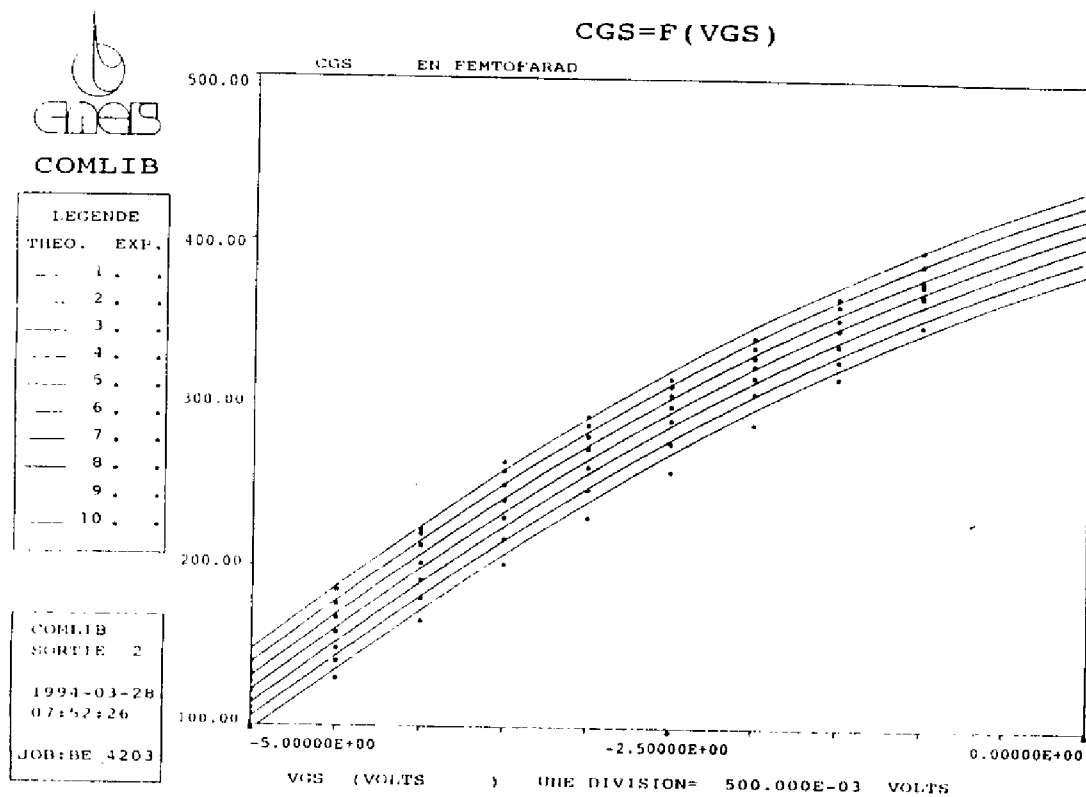
**figure 2.5 : Ajustement des caractéristiques statiques du TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$**



**figure 2.6 : Ajustement des caractéristiques statiques du TEC 4x100 μm**

Comme on peut le noter sur les figures 2.5 et 2.6, l'accord entre le modèle et les caractéristiques fournies par le fondeur est excellent.

La même opération est réalisée pour les caractéristiques en fonction de  $V_{GS}$  de la capacité grille-source du TEC. Les résultats graphiques de l'ajustement sont représentés sur la figure 2.7.



**figure 2.7 : Ajustement des caractéristiques de la capacité d'entrée  $c_{gs}$  du TEC 4x100  $\mu\text{m}$**

Les éléments du schéma équivalent grand signal du TEC sont, enfin, totalement décrits avec la représentation des éléments linéaires ( $r_g$ ,  $l_g$ ,  $r_s$ ,  $l_s$ ,  $r_d$ ,  $l_d$ ,  $r_{ds}$ ,  $c_{ds}$ ,  $c_{dg}$ ,  $\tau$ ) fournis par le fondeur. Les tableaux 2.1 et 2.2 présentent les caractéristiques complètes du TEC 4x100  $\mu\text{m}$  polarisé à 5V,  $I_{dss}/2$ .

$r_s$ ( $\Omega$ )	$r_d$ ( $\Omega$ )	$r_g$ ( $\Omega$ )	$l_s$ (nH)	$l_d$ (nH)	$l_g$ (nH)	$r_{ds}$ ( $\Omega$ )	$c_{ds}$ (pF)	$c_{dg}$ (pF)	$\tau$ pS
1,2	1,2	1	0,08	0,09	0,08	430	0,08	0,02	7,3

**Tableau 2.1 : Paramètres linéaires du TEC**

A <sub>0</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	γ	β	V <sub>out0</sub>	R <sub>c</sub>	C <sub>rf</sub>
0,1213	0,083	0,000175	-0,000514	1,3996	0,028	5,7378	400	1e-8

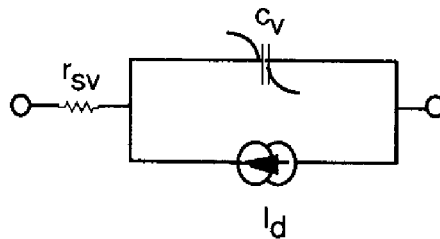
**Tableau 2.2 : Paramètres non-linéaires du TEC associés à I<sub>ds</sub>**

I <sub>a</sub>	A	B	C	D	E	I <sub>sat</sub>	n	C <sub>0</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>
8e-9	4,32	2e-4	3,19	3,81	0,46	1,4e-12	1,2	365	8,56	34,2	-4,615

**Tableau 2.3 : Paramètres non-linéaires du TEC associés à I<sub>gs</sub>, I<sub>dg</sub> et c<sub>gs</sub>**

### **II.3.3 : Modèle non-linéaire du varactor**

Le modèle du varactor est celui proposé par le fondeur (figure 2.8). Il prend en compte les effets non-linéaires de la diode et de la capacité varactor. Les éléments linéaires du modèle tenant compte de la géométrie du varactor ne sont pas représentés pour des raisons de confidentialité.



**figure 2.8 : Modèle non-linéaire du varactor**

Dans ce modèle, deux non-linéarités sont à décrire :

① le courant de diode I<sub>d</sub> dont les caractéristiques sont fournies par le fondeur.

L'évolution du courant I<sub>d</sub> est décrit par la relation :

$$I_d = I_s \left[ e^{\left( \frac{q}{nkT} (V_d - r_{sv} I_d) \right)} - 1 \right] \quad (2.15)$$

Trois paramètres sont utilisés pour déduire le courant I<sub>d</sub> de n'importe quelle taille de varactor de la filière, I<sub>s</sub>, n et r<sub>sv</sub>. Pour le varactor 2x50 μm de la fonderie HP07, ces paramètres sont décrits dans le tableau (2.4).

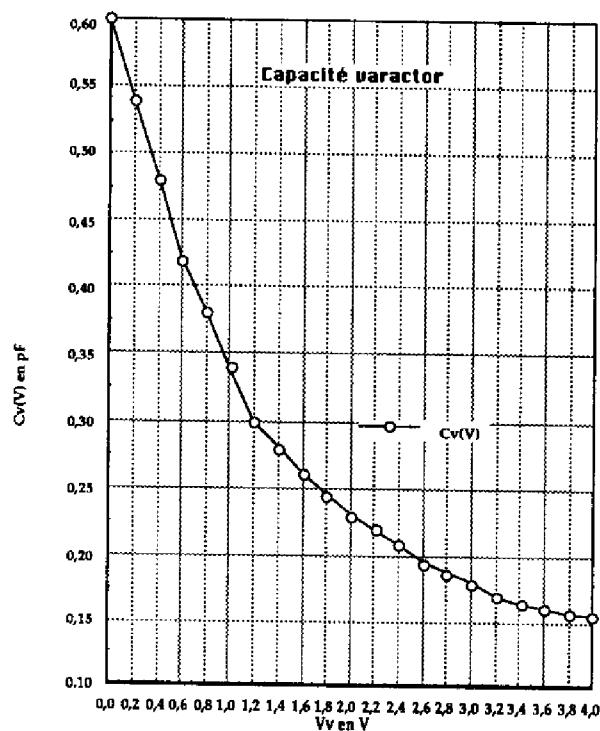
$I_s$	$n$	$r_{sv}(\Omega)$
$3,2e-11$	$1,26$	$7$

**Tableau 2.4 : Paramètres non-linéaires du varactor associés à  $I_d$**

② la capacité variable  $C_V$  est décrite par un polynôme d'ordre 4 de la tension  $V_V$  à ses bornes :

$$C_V(V_V) = C_{V0} + C_{V1}V_V + C_{V2}V_V^2 + C_{V3}V_V^3 + C_{V4}V_V^4 \quad (2.16)$$

Les paramètres à déterminer sont  $C_{V0}$ ,  $C_{V1}$ ,  $C_{V2}$ ,  $C_{V3}$ . Ils sont ajustés sur la courbe  $C_V(V_V)$  fournie par le fondeur en fonction de la taille du varactor. Un exemple de cet ajustement pour le varactor  $2 \times 50 \mu\text{m}$  de la fonderie HP07 est représenté sur la figure 2.9. Les valeurs ajustées sont présentées dans le tableau 2.5.



**figure 2.9 : Ajustement de la courbe de capacité du varactor  $2 \times 50 \mu\text{m}$**

$C_{V0}$	$C_{V1}$	$C_{V2}$	$C_{V3}$	$C_{V4}$
$0,6$	$-0,387$	$0,147$	$-0,0282$	$0,002158$

**Tableau 2.5 : Paramètres non-linéaires du varactor associés à  $C_V$**



#### **II.4 : Conclusion**

Les outils nécessaires à la simulation d'un OCT fonctionnant dans le domaine des hyperfréquences sont donc définis. Une méthodologie de conception permettant de réaliser les objectifs de cette étude reste à développer. Cet aspect est traité dans le prochain paragraphe.

### **III : METHODOLOGIE DE CONCEPTION DES OSCILLATEURS ET OCT**

#### **III.1 : Présentation de la méthode**

La spécificité première de cette étude est de réaliser un OCT peu sensible aux dispersions technologiques présentant une bande d'accord de l'ordre de 10% et dont la fréquence d'oscillation doit être prévue avec une précision meilleure que 5%. L'analyse des diverses méthodes de conception d'OCT, linéaires et non-linéaires montre que la précision de la méthode est en grande partie basée sur la qualité du modèle de l'élément actif [39-40].

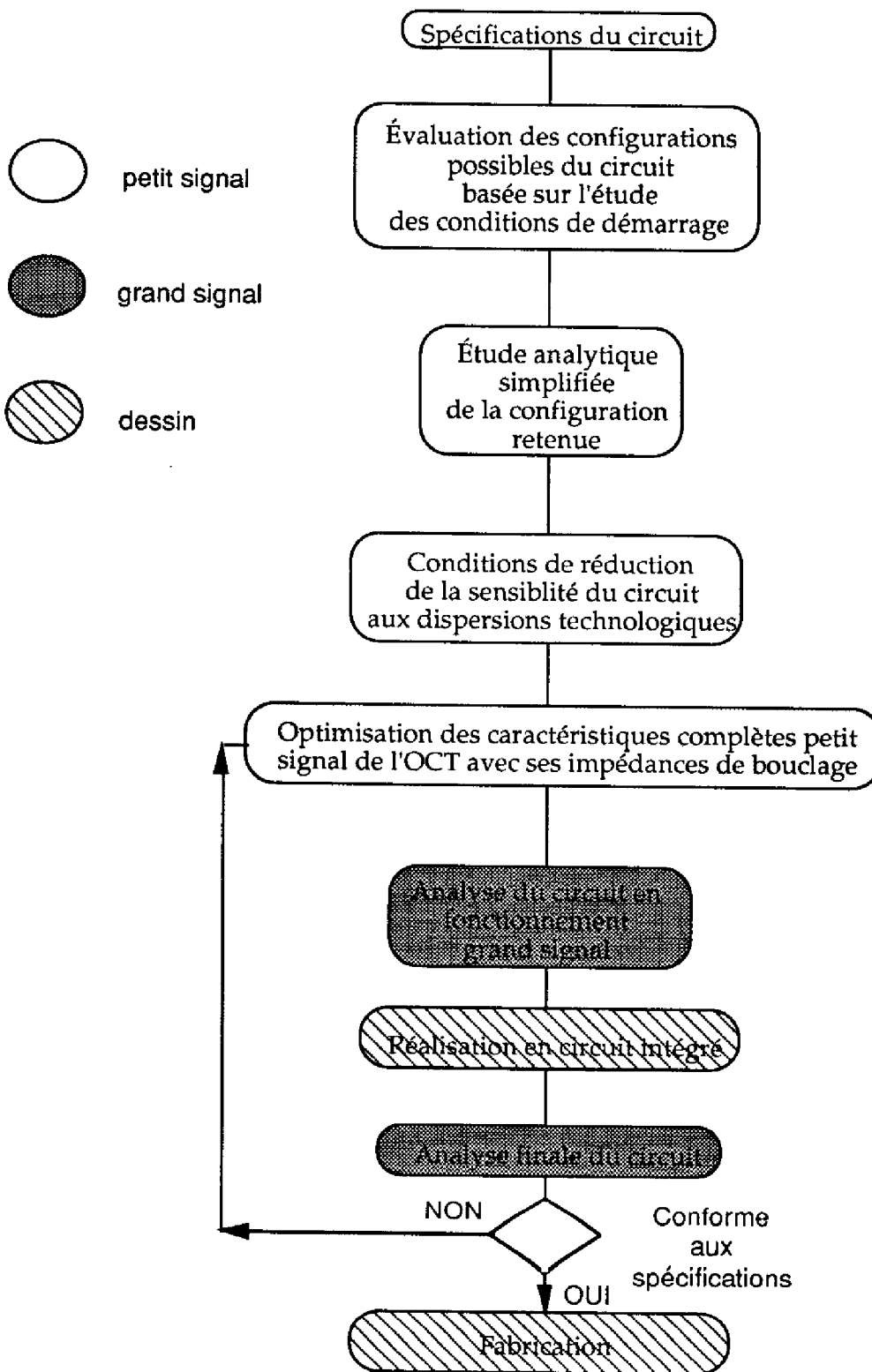
On note ainsi que le schéma équivalent petit signal de l'élément actif généralement utilisé pour une filière MMIC est le résultat d'une moyenne sur un grand nombre de mesures sur plaque permettant d'extraire un modèle typique de la filière pour les différents points de polarisation accessibles. Compte tenu du très grand nombre de composants mesurés, plusieurs centaines dans le cas de la filière HP07 du fondeur THOMSON, le modèle retenu est statistiquement celui qui représente au mieux le fonctionnement moyen du transistor et apparaît généralement très fiable.

Cette fiabilité est plus difficile à établir dans le cas du modèle grand signal ou le nombre d'échantillons mesurés ne dépasse généralement pas la dizaine en raison de la grande complexité des caractérisations à réaliser. Ceci représente un inconvénient majeur lors de la réalisation d'un oscillateur qui nécessite une connaissance très fine des caractéristiques de l'élément actif utilisé pour autoriser une optimisation rigoureuse avec des résultats reproductibles sur un grand nombre de puces et de fabrications en fonderie. Une prévision précise de la fréquence d'oscillation "moyenne" semble difficile.

La mise en place d'une méthodologie spécifique, basée principalement sur le schéma équivalent petit signal du TEC et visant à partiellement insensibiliser la réponse en fréquence de l'oscillateur aux variations des impédances de bouclage est proposée. Cette méthodologie décrite sur le schéma de la figure 2.10 comporte deux grands aspects :

① Évaluation des différentes configurations d'OCT basées sur la rétroaction série ou parallèle d'un TEC dont l'un des accès contient le varactor. Détermination de l'environnement d'analyse permettant d'obtenir une impédance globale du circuit OCT faiblement sensible aux dispersions technologiques.

② simulations non-linéaires des propriétés d'accord en fréquence. Vérification des performances en puissance et de faible sensibilité de la fréquence aux dispersions.

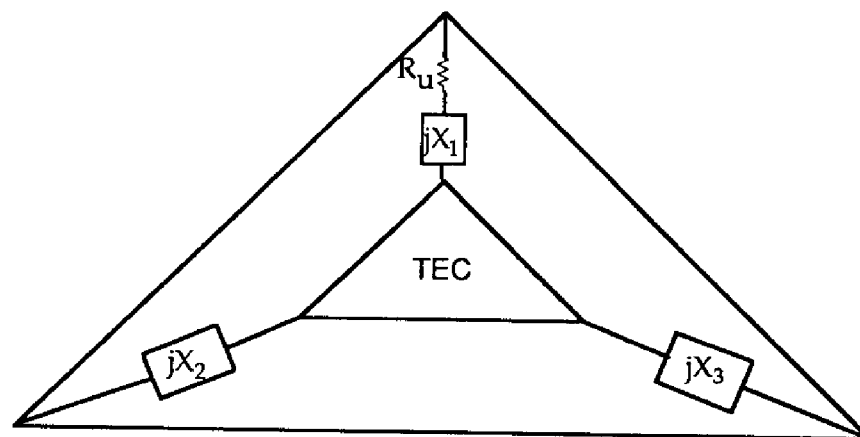


**figure 2.10 : Méthodologie de conception d'un OCT intégré**

## III.2 : Objectifs et développement du calcul

### III.2.1 : Introduction

La théorie des dipôles à résistance négative montre qu'il est nécessaire pour permettre de déstabiliser le circuit de réaliser une impédance petit signal à partie réelle négative sur l'un des accès du TEC. On peut définir la configuration générale d'un oscillateur utilisant un TEC par le schéma de la figure 2.11 [41]. En accord avec les résultats de la référence [25], les impédances de bouclage sont supposées purement imaginaires, exception faite de la résistance d'utilisation, pour éviter les pertes résistives dans le circuit



**figure 2.11 : Configuration générale d'un oscillateur**

Dans le cadre de la réalisation d'un OCT, un deuxième critère est à prendre en compte. Il concerne la largeur de bande d'accord en fréquence déterminée par la variation de l'une des réactances du circuit.

La position de l'élément d'accord sur l'un des accès du TEC et le choix des impédances de bouclage sont liés aux performances recherchées de la réalisation (large bande, faible bruit...). Nous passons en revue, dans un prochain paragraphe, plusieurs des configurations possibles pour la réalisation d'un OCT.

### **III.2.2 : Objectifs**

Une étude des conditions de démarrage de l'oscillateur visant à comparer plusieurs configurations d'OCT très largement utilisées dans la littérature est réalisée. Nos critères d'études sont les suivants :

① réalisation d'une impédance à partie réelle négative dans le circuit sur l'un des accès du TEC par le choix d'impédances de bouclage appropriées. La partie du circuit contenant l'élément actif et présentant une impédance à partie réelle négative sera notée  $Z_{ea}$ .

② conditions d'annulation de la partie imaginaire globale du circuit à la fréquence d'intérêt. Bande d'accord accessible par la variation de la troisième impédance de charge du circuit notée  $Z_r$ ,

③ examen de la condition de stabilité (2.7) de l'oscillation ,

④ évaluation de la sensibilité de la partie imaginaire en fonction des impédances de bouclage et des éléments non-linéaires principaux du TEC. Cette étude permet de mettre en avant la qualité intrinsèque du circuit oscillateur à conserver des caractéristiques d'impédance constantes lorsque les paramètres précédemment cités évoluent sous l'effet de la dispersion technologique ou du niveau du signal.

Cette étude, réalisable sur un logiciel de simulation hyperfréquence commercial, apparaît néanmoins difficile à organiser. C'est la raison pour laquelle nous proposons une méthode originale d'optimisation de ces conditions basée sur l'écriture formelle de l'impédance globale du circuit oscillateur suivant sa configuration.

### **III.2.3 : hypothèses et environnement de l'étude**

Les hypothèses sont les suivantes :

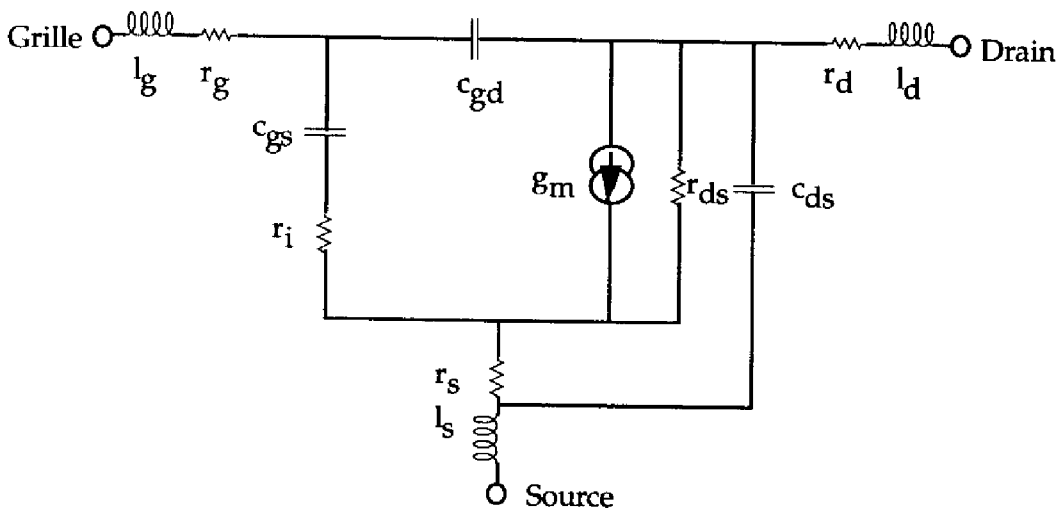
① l'impédance  $Z_{ea}$ , qui contient l'élément actif est calculée avec le schéma équivalent du TEC, représenté sur la figure 2.12. La seule hypothèse simplificatrice consiste à négliger les résistances d'accès  $r_s$ ,  $r_d$  et  $r_g$  ce qui facilite grandement l'écriture des équations avec une perte de précision minimale.

Le calcul est réalisé sur le logiciel de calcul formel MAPLE en écrivant les lois de Kirchoff dans les mailles du circuit. Le système d'équations ainsi formé est résolu symboliquement par MAPLE. Cette approche est également utilisée dans la référence

[42] pour la réalisation d'impédance à partie réelle négative destinée à la compensation des pertes d'un filtre actif.

L'expression symbolique de  $Z_{ea}$  est alors fonction de tous les éléments définis comme paramètres de l'étude :

- fréquence
- taille du TEC. Trois tailles de TEC sont prises en compte,  $4 \times 100 \mu\text{m}$ ,  $8 \times 100 \mu\text{m}$ ,  $12 \times 100 \mu\text{m}$ . Les éléments du schéma équivalent du TEC sont alors paramétrés en fonction de  $N$  (nombre de doigts de grille du TEC).



**figure 2.12 : Schéma équivalent petit signal complet du TEC**

②  $Z_{ea}$  est séparée en partie réelle et imaginaire toujours en faisant appel aux outils mathématiques de MAPLE. Chaque équation est alors étudiée indépendamment sur une large plage des valeurs des impédances de bouclage. L'objectif pour la partie réelle est de déterminer les zones d'impédance autorisant le développement d'une impédance à partie réelle négative. L'étude de la partie imaginaire permet d'évaluer la bande d'accord en fréquence maximum dans la configuration choisie. Cette opération est réalisée en connectant à  $Z_{ea}$  un résonateur dont les variations de réactance maximum sont typiques de celles présentées par un varactor de la filière HP07.

③ la dérivée exacte de la réactance de  $Z_{ea}$  en fonction de la fréquence est calculée et étudiée graphiquement en fonction des impédances de fermeture.

④ l'évaluation de la sensibilité de la réactance  $X_{ea}$  aux impédances de bouclage et aux éléments non-linéaires du TEC est également graphique.

### III.3 : Évaluation de différentes configurations d'OCT

#### III.3.1 : Configuration série

##### III.3.1.1 : Varactor dans la grille

La réactance variable  $jX_g$  est placée dans la grille du TEC (figure 2.13).

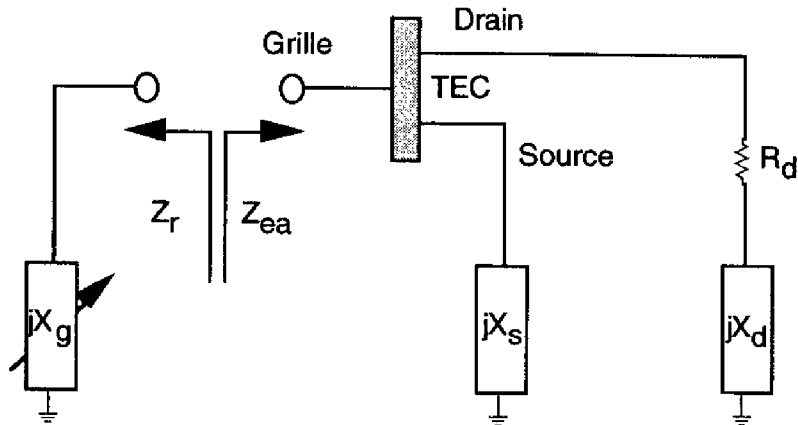


figure 2.13 : Configuration série du TEC avec élément accordable dans la grille

L'impédance  $Z_{ea}(\omega)$  vue de la grille du TEC, calculée avec le logiciel MAPLE (Annexe I) s'écrit :

$$Z_{ea}(\omega) = \left( r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) T_{dg} + \left( \frac{Z_s}{Z_s + Z_d + Z_{ds}} \right) \left[ Z_d + Z_{ds} T_{dg} \left( 1 + \frac{g_m}{j c_{gs} \omega} \right) \right] \quad (2.17)$$

avec

$$T_{dg} = \frac{1 + j c_{dg} \omega \frac{Z_d Z_{ds}}{Z_s + Z_d + Z_{ds}}}{1 + j c_{dg} \omega \left[ \left( r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) + \frac{Z_{ds} (Z_s + Z_d) \left( 1 + \frac{g_m}{j c_{gs} \omega} \right)}{Z_s + Z_d + Z_{ds}} \right]}$$

$$Z_{ds} = R_{ds} + j X_{ds}, Z_s = j X_s, Z_d = R_d + j X_d$$

$$R_{ds} = \frac{r_{ds}}{1 + (\omega r_{ds} c_{ds})^2}, X_{ds} = \frac{-\omega r_{ds}^2 c_{ds}}{1 + (\omega r_{ds} r_{ds})^2}$$

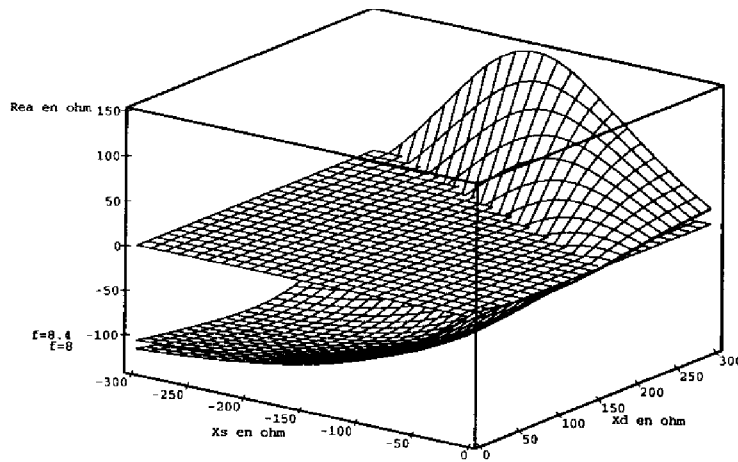
$$g_m = g_{mo} e^{-j \omega \tau}$$

$r_i, c_{gs}, c_{dg}, c_{ds}, g_{mo}, \tau, r_{ds}$  éléments du schéma équivalent du TEC

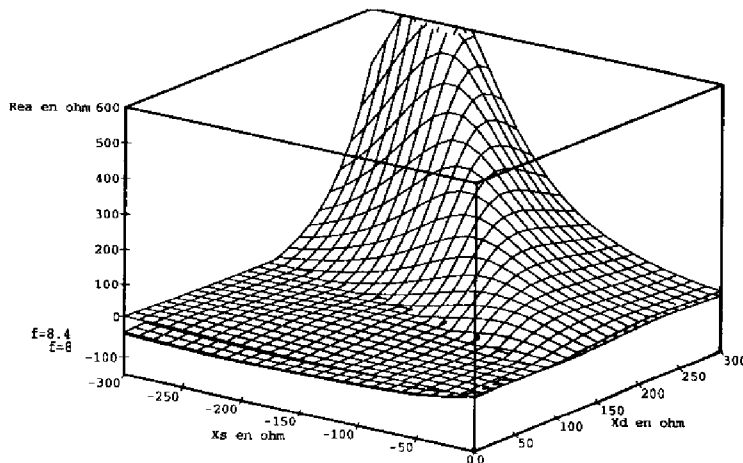
L'équation (2.17) est séparée en partie réelle et imaginaire. On trace alors les évolutions des quantités définies dans le paragraphe précédent.

### Partie réelle $R_{ea}(X_s, X_d)$

On observe les variations de  $R_{ea}$  sur une large plage des valeurs des impédances de bouclage  $Z_s$  et  $Z_d$ .  $R_d$  est maintenue égale à  $50 \Omega$  dans tous les cas de figure. Deux points de fréquence sont également considérés. Ce sont les points extrêmes de la bande de fréquence (8-8,4 GHz).

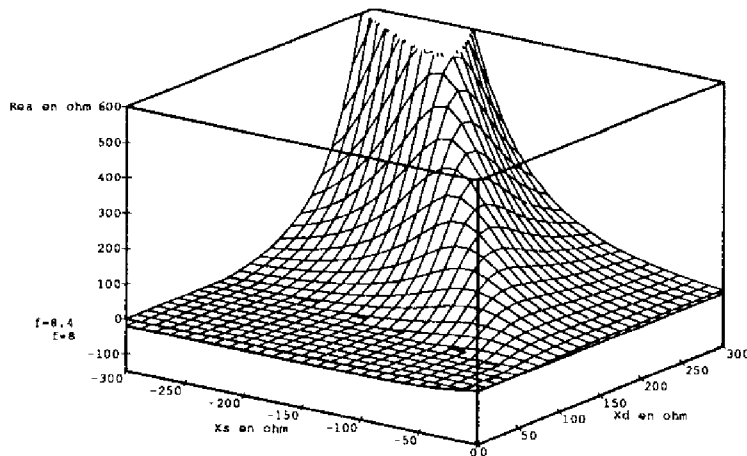


**figure 2.14 : Partie réelle  $R_{ea}$  en fonction de  $X_s, X_d$ . TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$**



**figure 2.15 : Partie réelle  $R_{ea}$  en fonction de  $X_s, X_d$ . TEC  $8 \times 100 \mu\text{m}$**





**figure 2.16 : Partie réelle  $R_{ea}$  en fonction de  $X_s$ ,  $X_d$ . TEC 12x100  $\mu\text{m}$**

On retient les résultats suivants de l'observation des figures (2.14) à (2.16) :

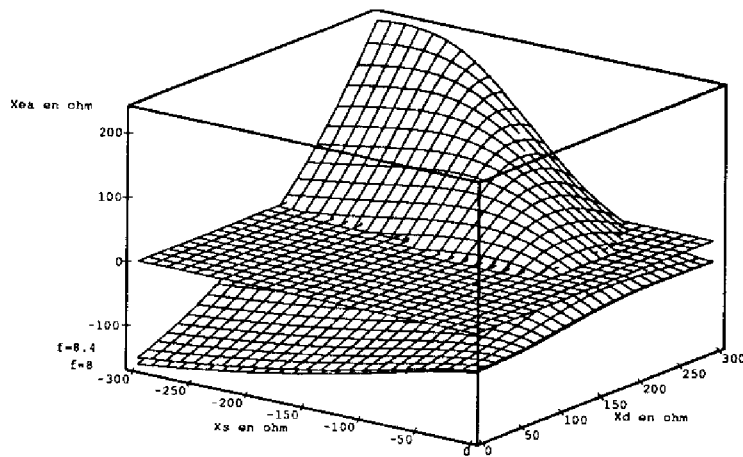
①  $R_{ea}$  tend en valeur absolue vers un maximum pour des valeurs fortement négatives de  $X_s$ . La contre réaction de source sera donc nécessairement capacitive à la fréquence d'intérêt. Pour toutes les valeurs positives de  $X_s$ ,  $R_{ea}$  est positive. Ceci sera mis à profit pour ne réaliser les conditions de démarrage de l'oscillation en partie réelle que sur la bande de fréquence nécessaire et ainsi éviter des déclenchements intempestifs de l'oscillation à des fréquences différentes.

② ce maximum est fonction de la taille du TEC et indique une décroissance rapide avec l'augmentation du nombre de doigts de grille. La taille la plus élevée de TEC de cette filière et dans cette configuration autorisant le développement d'une impédance à partie réelle négative est de l'ordre de 1 mm.

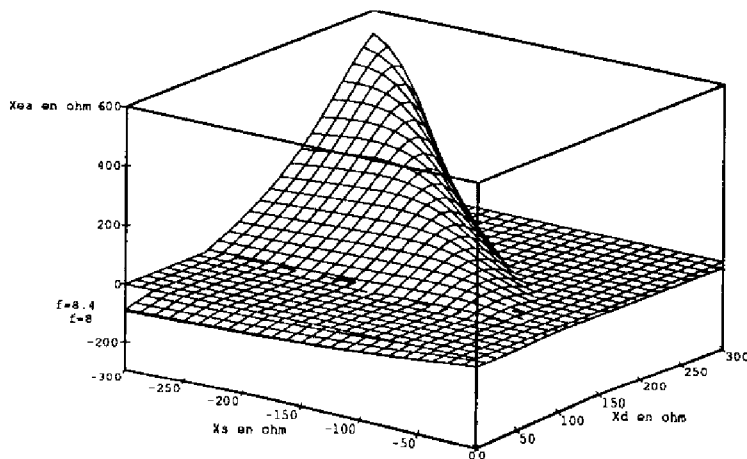
③ la dépendance avec la fréquence de  $R_{ea}$  lorsque les impédances de bouclage sont constantes est négligeable. Seules les variations de  $X_s$  et  $X_d$ , notamment avec la fréquence, sont susceptibles de faire évoluer  $R_{ea}$ . Cet argument est à prendre en compte lors de la réalisation d'une fonction qui nécessite la création d'une impédance à partie réelle négative sur une très large bande de fréquence.

### Partie imaginaire $X_{ea}(X_s, X_d)$

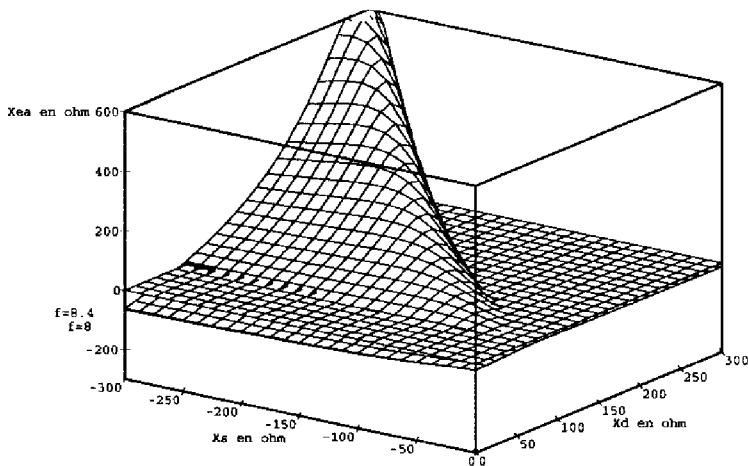
Le même type d'étude que précédemment est réalisé afin d'observer les évolutions de la partie imaginaire  $X_{ea}$  en fonction de  $X_s$  et  $X_d$ .



**figure 2.17 : Partie imaginaire  $X_{ea}$  en fonction de  $X_s, X_d$ . TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$**



**figure 2.18 : Partie imaginaire  $X_{ea}$  en fonction de  $X_s, X_d$ . TEC  $8 \times 100 \mu\text{m}$**



**figure 2.19 : Partie imaginaire  $X_{ea}$  en fonction de  $X_s$ ,  $X_d$ . TEC 12x100  $\mu\text{m}$**

① les zones de faible dépendance de  $X_{ea}$  avec les impédances de bouclage, qui représentent un grand intérêt pour éviter une sensibilité importante de la fréquence de démarrage aux dispersions technologiques, correspondent aux faibles valeurs de  $X_s$  et  $X_d$  quelle que soit la taille du TEC.

② les zones d'impédances où  $\text{Rea} < 0$  sont telles que  $X_{ea} < 0$ . Le résonateur choisi pour compenser la réactance présentée par l'élément actif, devra donc avoir un comportement inductif.

③ la dépendance en fréquence de  $X_{ea}$  sur la bande de fréquence d'intérêt apparaît également négligeable.

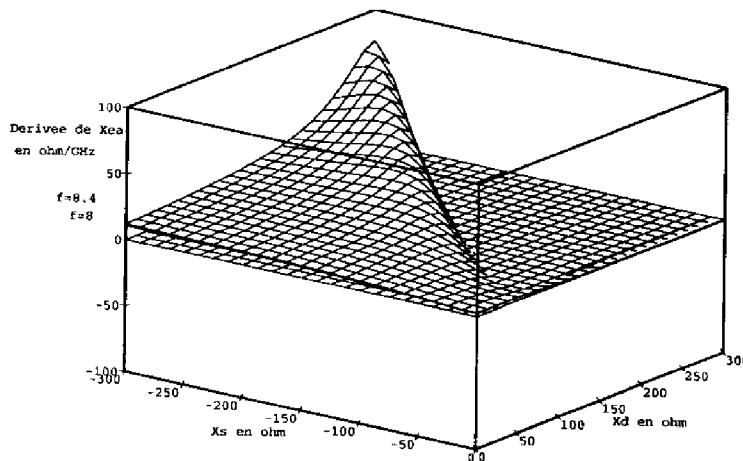
④ la bande d'accord en fréquence maximum observée dans cette configuration est de l'ordre de 1200 MHz. Cette valeur est obtenue selon la méthodologie décrite au paragraphe III.2.3.

### Dérivée de $X_{ea}(X_s, X_d)$ en fonction de $f$

On étudie la dérivée partielle de  $X_{ea}$  en fonction de la fréquence :

$$P_{fea} = \left( \frac{\partial X_{ea}(f)}{\partial f} \right)_{f=f_0}$$

Les évolutions de ce terme sont présentées pour les fréquences 8 et 8,4 GHz et en fonction des impédances de fermeture.



**figure 2.20 : Dérivée de  $X_{ea}$  en fonction de  $f$**

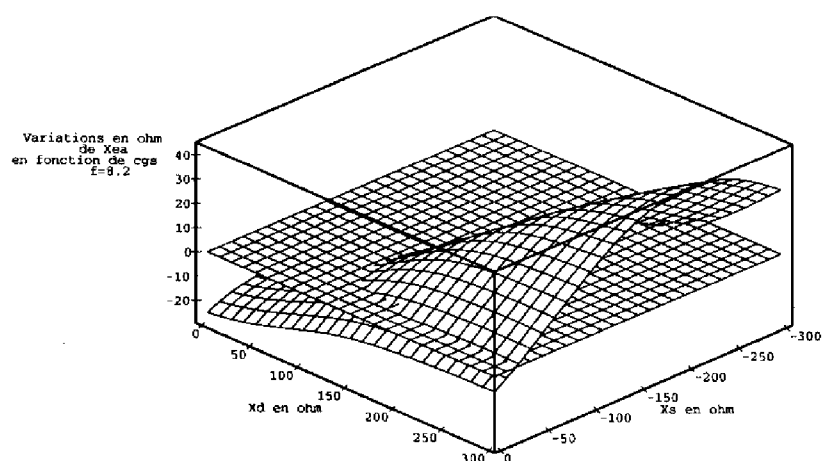
① cette dérivée est positive sur la presque totalité des impédances donnant à  $R_{ea}$  une valeur négative. Ceci va dans le sens de la condition de stabilité de l'oscillation (2.7).

② les valeurs maximum de  $P_{fea}$  sont observées pour des impédances où la variation de  $X_{ea}$  avec  $X_s$  et  $X_d$  est très rapide déterminant une sensibilité à la dispersion technologique maximum.

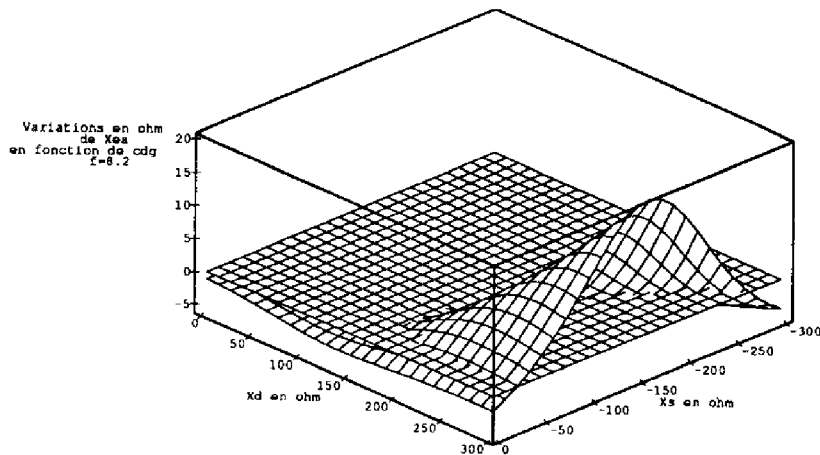
### Variations de $X_{ea}$ dues à des variations de $c_{gs}$ , $c_{gd}$ , $g_{m0}$

Lors de la réalisation du TEC, certains paramètres technologiques présentent des écarts avec les valeurs nominales (variations du dopage, décalage des grilles...). La fréquence d'oscillation diffère alors de celle prévue par l'équation sur les parties imaginaires de l'impédance globale petit signal du circuit.

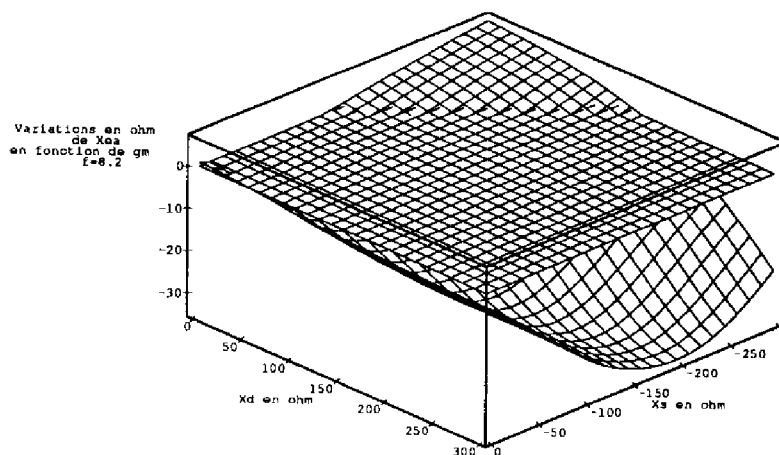
Dans ce paragraphe, les évolutions de  $X_{ea}$  sont observées pour des variations de  $\pm 20\%$  des paramètres du schéma équivalent du TEC généralement retenus dans la modélisation non-linéaire pour représenter le fonctionnement fort signal du TEC, soient  $c_{gs}$ ,  $g_{m0}$  et  $c_{gd}$ . Les résultats proposés indiquent ainsi la valeur de la différence de partie imaginaire  $X_{ea}$  constatée lors de cette évolution. L'étude est réalisée pour la taille de TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$  à la fréquence centrale de fonctionnement visée soit  $f_0 = 8,2 \text{ GHz}$ . Les impédances de charge  $X_s$  et  $X_d$  varient sur le même domaine que dans les paragraphes précédents.



**figure 2.21 : Variations de  $X_{ea}$  dues à des variation de  $\pm 20\%$  de  $c_{gs}$**



**figure 2.22 : Variations de  $X_{ea}$  dues à des variations de  $\pm 20\%$  de  $c_{gd}$**



**figure 2.23 : Variations de  $X_{ea}$  dues à des variations de  $\pm 20\%$  de  $g_{mo}$**

On retient de cette étude les résultats suivants :

- ① la variation de  $X_{ea}$  en fonction des paramètres d'intérêt est grandement fonction des impédances de bouclage. Les variations majeures sont observées lors de l'évolution des paramètres  $c_{gs}$  et  $g_m$ .
- ② il apparaît difficile d'annuler ces variations par un choix approprié des impédances de fermeture de façon simultanée pour ces deux paramètres.
- ③ on évitera les valeurs élevées de  $X_d$  ( $X_d > 200 \Omega$ ) qui occasionnent pour certaines valeurs de  $X_s$  une variation maximale de  $X_{ea}$  sous l'effet des variations de  $c_{gs}$ ,  $g_{mo}$  et  $c_{gd}$ .

### III.3.1.2 : Varactor dans la source

La réactance variable  $jX_S$  est placée dans la source du TEC (figure 2.24).

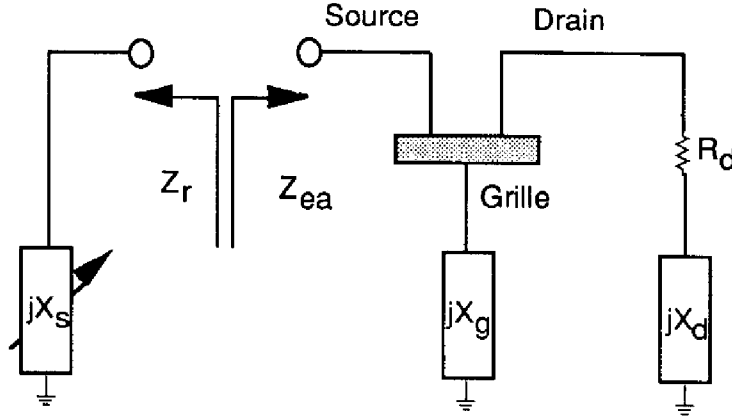


figure 2.24 : Configuration série du TEC avec élément accordable dans la source

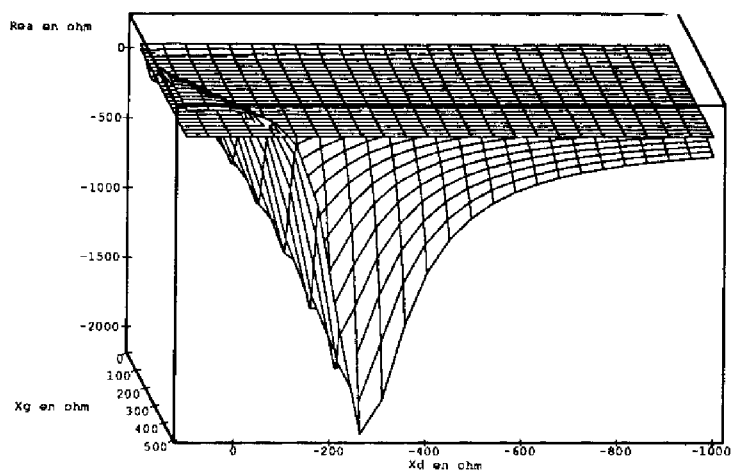
L'impédance  $Z_{ea}(\omega)$  s'écrit :

$$Z_{ea}(\omega) = \frac{(Z_d + Z_{ds}) \left( Z_g + r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) + j c_{dg} \omega \left[ Z_g Z_d T_1 + Z_{ds} \left( r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) (Z_d + Z_g) \right]}{(Z_d + Z_g + T_1) + j c_{dg} \omega T_1 (Z_d + Z_g)} \quad (2.18)$$

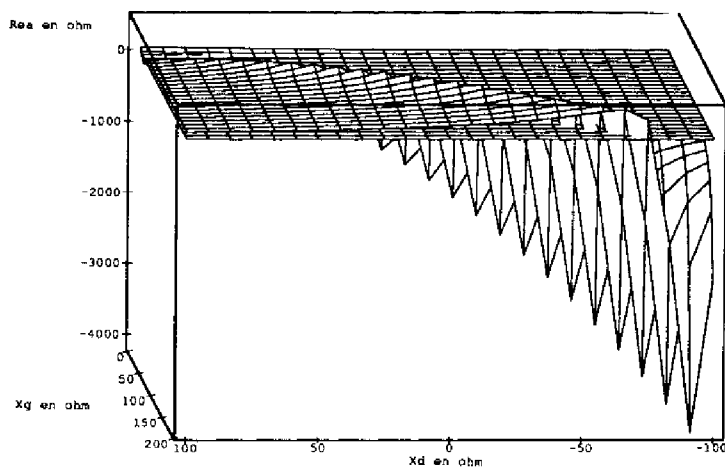
$$\text{avec } \begin{cases} T_1 = Z_{ds} \left( 1 + \frac{g_m}{j c_{gs} \omega} \right) + r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \\ Z_{ds} = R_{ds} + j X_{ds}, Z_g = R_g + j X_g, Z_d = R_d + j X_d \\ R_{ds} = \frac{r_{ds}}{1 + (\omega r_{ds} c_{ds})^2}, X_{ds} = \frac{-\omega r_{ds}^2 c_{ds}}{1 + (\omega r_{ds} r_{ds})^2} \\ g_m = g_{mo} e^{-j\omega \tau} \\ r_i, c_{gs}, c_{dg}, c_{ds}, g_{mo}, \tau, r_{ds} \text{ éléments du schéma équivalent du TEC} \end{cases}$$

Les impédances de grille et de drain sont balayées sur une large plage de valeurs,  $R_d$  étant fixée à  $50 \Omega$ . La fréquence d'étude est fixée à  $8,2 \text{ GHz}$ .

**Partie réelle  $Rea(X_d, X_g)$**

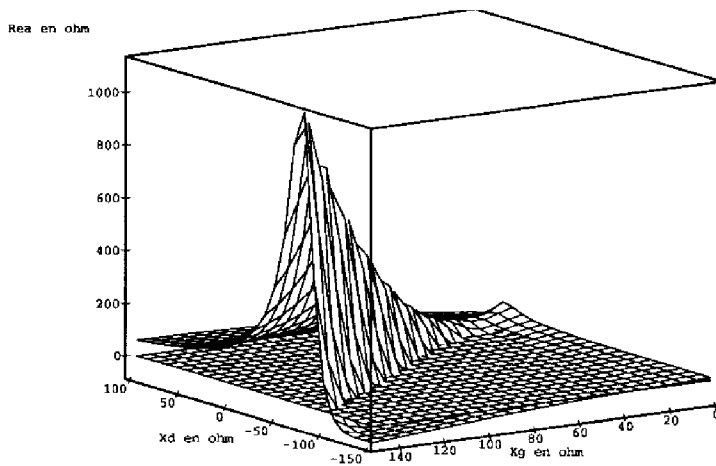


**figure 2.25 :  $Rea$  en fonction de  $X_d, X_g$ . TEC  $4 \times 100 \mu m$**



**figure 2.26 :  $Rea$  en fonction de  $X_d, X_g$ . TEC  $8 \times 100 \mu m$**



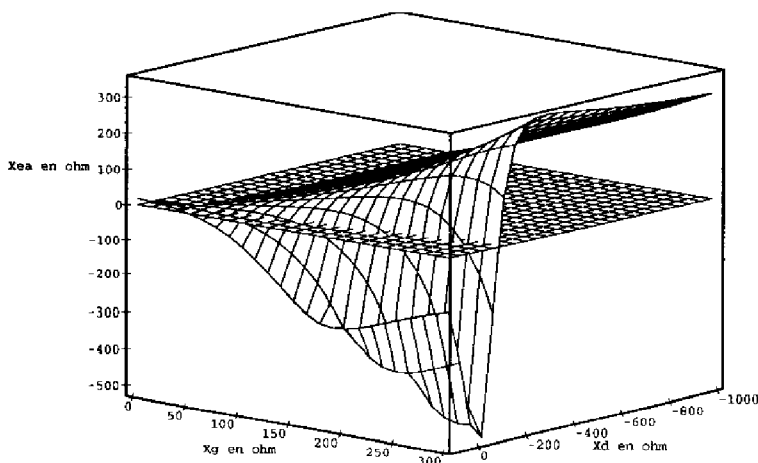


**figure 2.27 : Rea en fonction de Xd, Xg. TEC 12x100  $\mu\text{m}$**

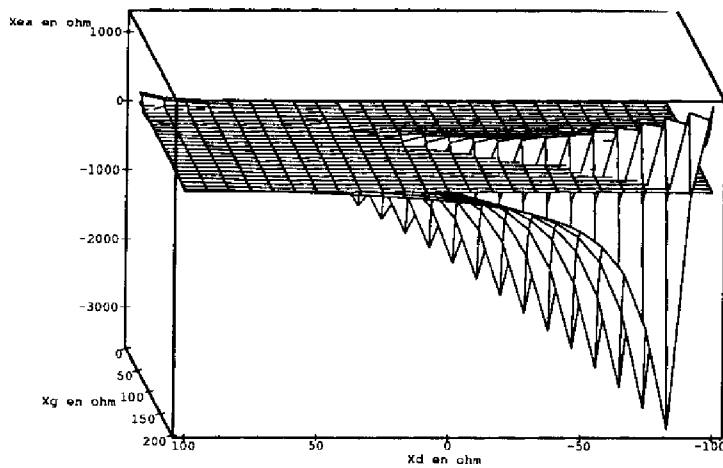
①  $R_{ea}$  est largement négative sur de très grandes plages de valeurs de  $X_g$  et  $X_d$ . Le maximum en valeur absolue de  $R_{ea}$  est très élevé ( $< -2000 \Omega$ ) pour les deux premières tailles de TEC mais apparaît également très sensible aux variations des impédances de bouclage. Cette configuration est également bien adaptée aux applications très large bande de fréquence.

② L'effet de taille du TEC sur la réponse de  $R_{ea}$  est ici encore effectif. Les grandes tailles de TEC interdisent la création d'une impédance à partie réelle négative.

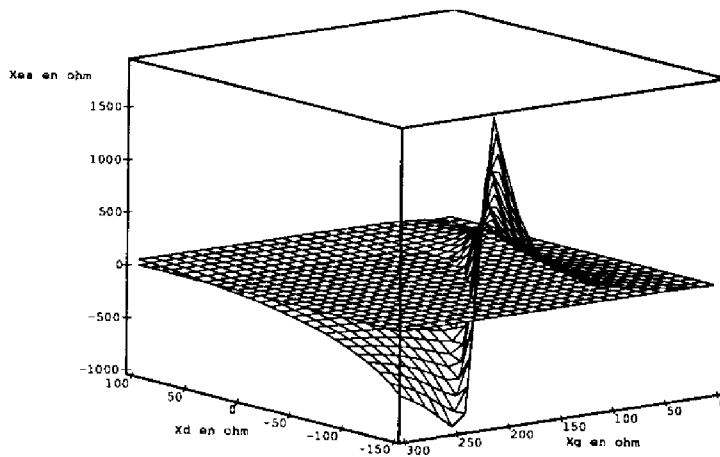
**Partie imaginaire  $X_{ea}(X_d, X_g)$**



**figure 2.28 : Xea en fonction de Xd, Xg. TEC 4x100  $\mu\text{m}$**



**figure 2.29 :  $X_{ea}$  en fonction de  $X_d$ ,  $X_g$ . TEC  $8 \times 100 \mu\text{m}$**



**figure 2.30 :  $X_{ea}$  en fonction de  $X_d$ ,  $X_g$ . TEC  $12 \times 100 \mu\text{m}$**

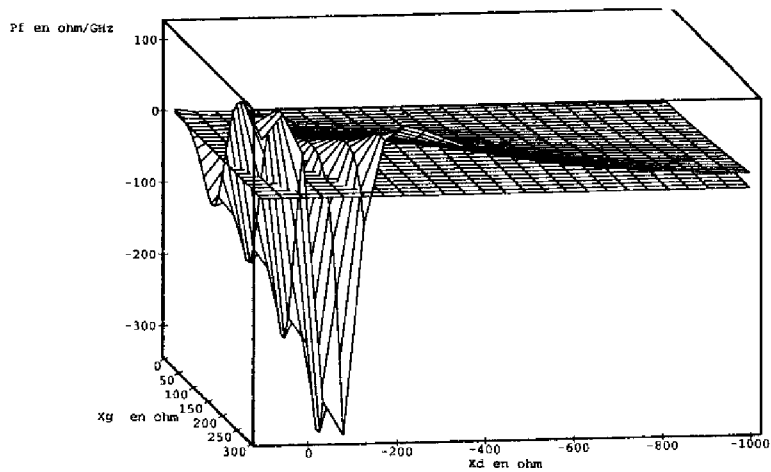
① les zones de faibles variations de la partie imaginaire  $X_{ea}$  en fonction de  $X_g$  et  $X_d$  sont les mêmes que celles de la partie réelle  $R_{ea}$ . De même les impédances permettant d'obtenir une impédance à partie réelle négative maximum indiquent une zone de variation maximum pour  $X_{ea}$ , zone à priori à éviter.

②  $X_{ea}$  est positive sur la quasi totalité des impédances de bouclage balayées et nécessite donc une compensation capacitive dans la source du TEC.

③ la bande d'accord maximum obtenue dans cette configuration est de l'ordre de 2000 MHz.

### Dérivée de $X_{ea}(X_d, X_g)$ en fonction de $f$

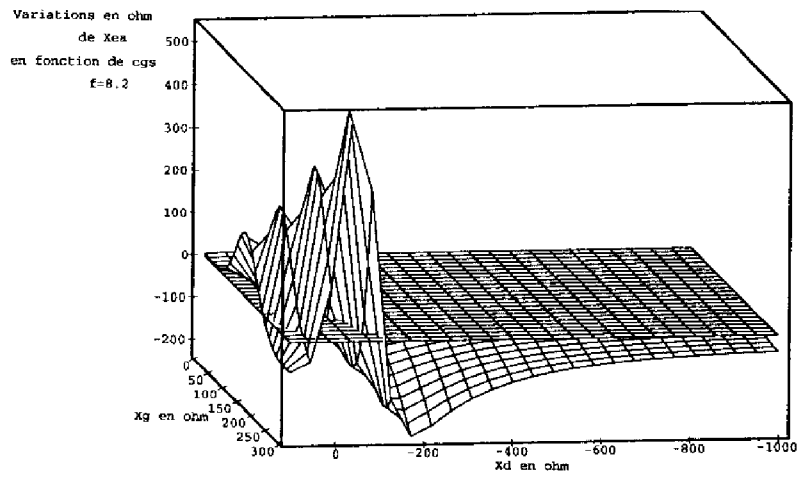
La dérivée de  $X_{ea}$  par rapport à la fréquence à 8,2 GHz est tracée en fonction de  $X_g$  et  $X_d$ . Le TEC a une taille de  $4 \times 100 \mu\text{m}$ .



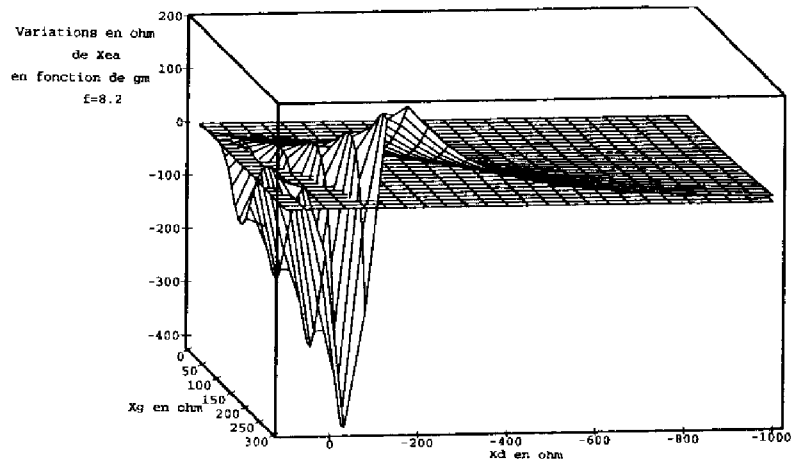
**figure 2.31 :  $P_{fea}$  en fonction de  $X_d, X_g$ . TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$**

① ce facteur est positif très lentement variable sur la presque totalité des plages d'impédances étudiées. Les valeurs très élevées de  $P_{fea}$  sont dans des zones d'impédance de  $X_g$  et  $X_d$  rejetées pour des problèmes de sensibilité accrue aux dispersions technologiques.

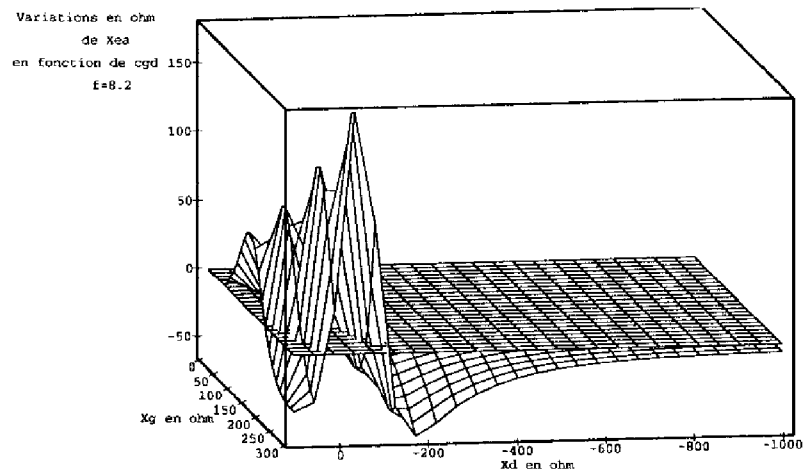
### Variation de $X_{ea}$ dues à des variations de $c_{gs}$ , $c_{gd}$ , $g_{mo}$



**figure 2.32 : Variations de  $X_{ea}$  dues à des variations de  $\pm 20\%$  de  $c_{gs}$**



**figure 2.33 : Variations de  $X_{ea}$  dues à des variations de  $\pm 20\%$  de  $g_{mo}$**

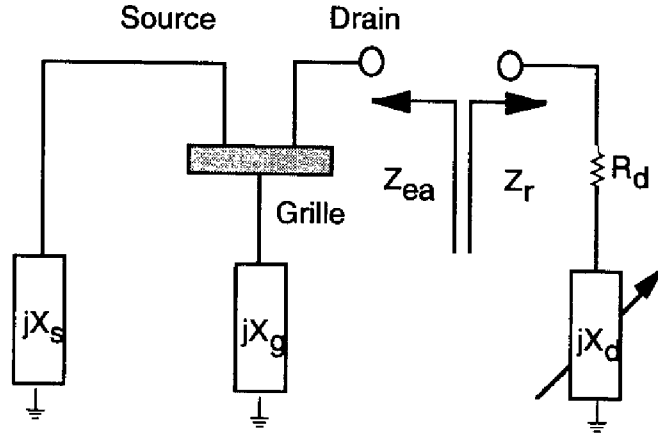


**figure 2.34 : Variations de  $X_{ea}$  dues à des variations de  $\pm 20\%$  de  $c_{gd}$**

① dans la majorité des zones d'impédances prospectées, les variations de partie imaginaire les plus sensibles sont celles attribuées à des variations de  $c_{gs}$  environ 4 fois plus élevées que celles dues à  $c_{gd}$  et  $g_{mo}$ .

### III.3.1.3 : Varactor dans le drain

La réactance variable  $jX_d$  est placée dans le drain du TEC (figure 2.34).



**figure 2.35 : Configuration série du TEC avec élément accordable dans le drain**

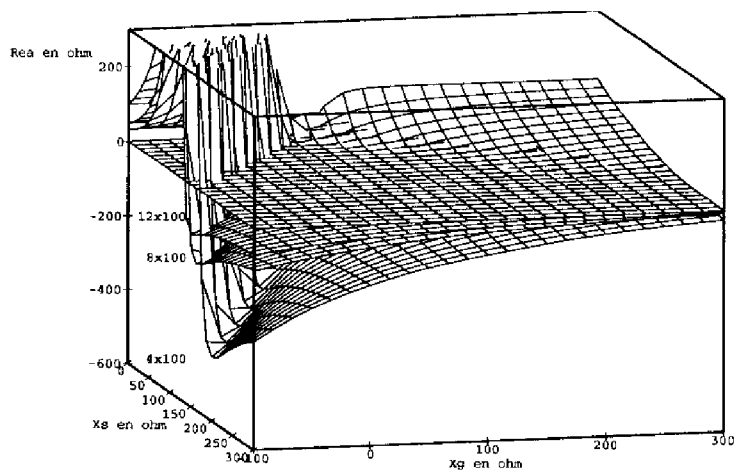
L'impédance  $Z_{ea}(\omega)$  s'écrit :

$$Z_{ea}(\omega) = \frac{Z_s(Z_g + T_1) + Z_{ds} \left( Z_g + r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) + j c_{dg} \omega Z_g \left[ T_1 Z_s + Z_{ds} \left( r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) \right]}{\left( Z_s + Z_g + r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) + j c_{dg} \omega \left[ Z_{ds} \left( r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) + T_1 (Z_s + Z_g) \right]} \quad (2.19)$$

$$\text{avec } \begin{cases} T_1 = Z_{ds} \left( 1 + \frac{g_m}{j c_{gs} \omega} \right) + r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \\ Z_{ds} = R_{ds} + j X_{ds}, Z_g = R_g + j X_g, Z_s = j X_s \\ R_{ds} = \frac{r_{ds}}{1 + (\omega r_{ds} c_{ds})^2}, X_{ds} = \frac{-\omega r_{ds}^2 c_{ds}}{1 + (\omega r_{ds} r_{ds})^2} \\ g_m = g_{m0} e^{-j \omega \tau} \\ r_i, c_{gs}, c_{dg}, c_{ds}, g_{m0}, \tau, r_{ds} \text{ éléments du schéma équivalent du TEC} \end{cases}$$

Les impédances de grille et de source sont balayées sur une large plage de valeurs,  $R_d$  étant fixée à  $50 \Omega$ . La fréquence d'étude est fixée à  $8,2 \text{ GHz}$ .

### Partie réelle $Rea(Xs, Xg)$

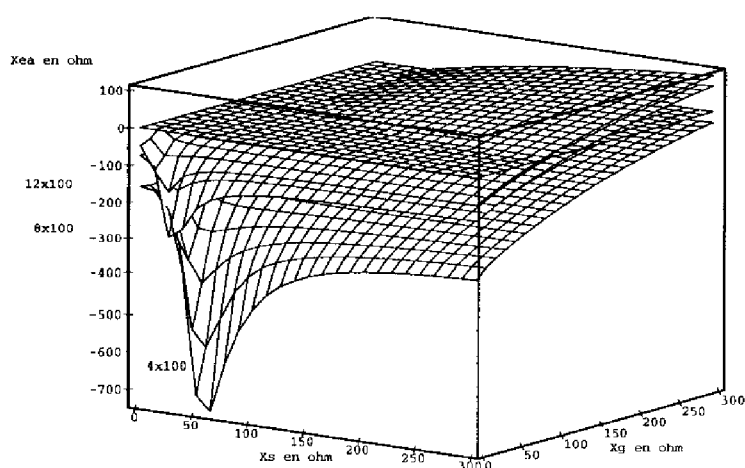


**figure 2.36 :  $Rea$  en fonction de  $Xs, Xg$ . TEC  $4 \times 100, 8 \times 100, 12 \times 100 \mu m$**

①  $Rea$  présente une valeur maximum très élevée en valeur absolue ( $\ll -200 \Omega$ ). Ce maximum décroît sensiblement avec l'augmentation de la taille du TEC (figure 2.36).

② la variation de  $Rea$  avec les impédances de bouclage montre que cette configuration est bien adaptée à la création d'impédances à parties réelles négatives sur une très large plage d'impédances de bouclage donc de fréquences si celles-ci sont construites pour être peu variable avec la fréquence.

### Partie imaginaire $Xea(Xs, Xg)$



**figure 2.37 :  $Xea$  en fonction de  $Xs, Xg$ . TEC  $4 \times 100, 8 \times 100, 12 \times 100 \mu m$**

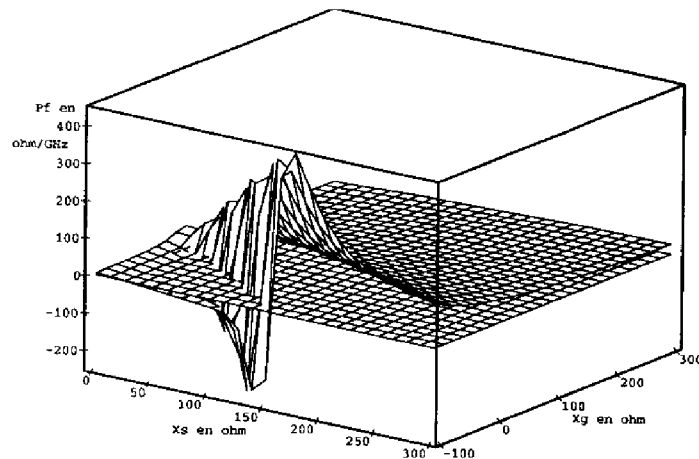
①  $X_{ea}$  présente des variations lentes avec  $X_g$  et  $X_s$ . Seuls quelques couples de valeurs sont à éviter dans le cadre de la réalisation d'une fonction peu dispersive.

②  $X_{ea}$  est négative sur la quasi totalité des impédances de bouclage balayées et présente des valeurs élevées en valeur absolue ( $< -150 \Omega$ ) dans le cas du TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$ . Le résonateur, dans ce cas, devra présenter un comportement inductif.

③ la bande d'accord maximum obtenue dans cette configuration est de l'ordre de 600 MHz.

### Dérivée de $X_{ea}(X_s, X_g)$ en fonction de $f$

La dérivée de  $X_{ea}$  par rapport à la fréquence à 8,2 GHz est tracée en fonction de  $X_g$  et  $X_s$ . Le TEC a une taille de  $4 \times 100 \mu\text{m}$ .

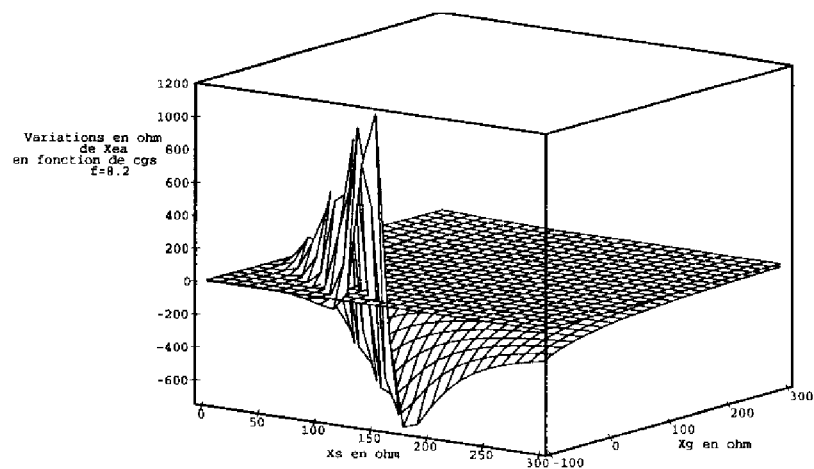


**figure 2.38 :  $P_{fea}$  en fonction de  $X_s, X_g$ . TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$**

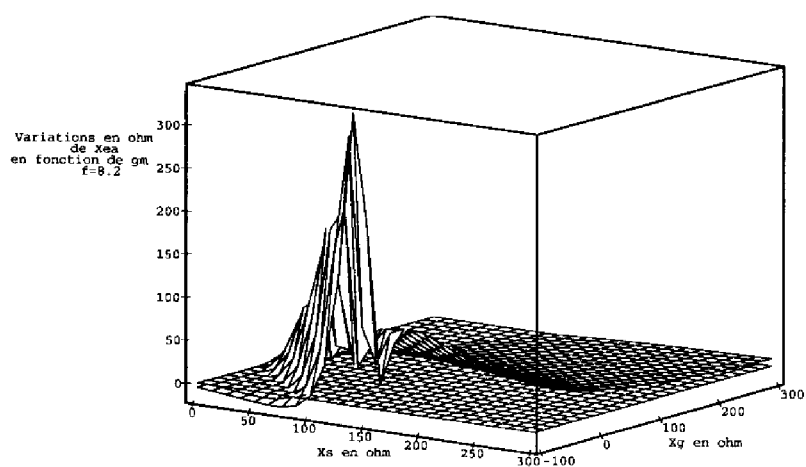
① ce facteur est positif très lentement variable sur la presque totalité des plages d'impédances étudiées. Les conditions d'impédance qui occasionnent des valeurs très élevées de  $P_{fea}$  ( $> 300 \Omega/\text{GHz}$ ) sont très sensibles à des variations minimales de  $X_g$  et  $X_s$ .



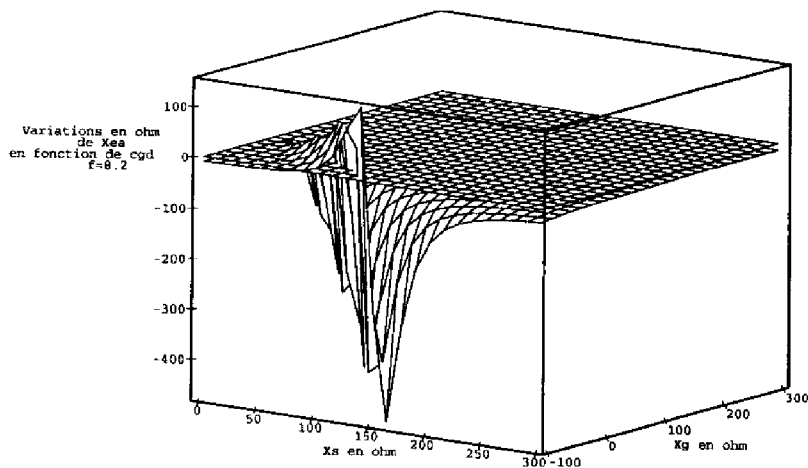
**Variation de Xea dues à des variations de cgs, cgd, gmo**



**figure 2.39 : Variations de Xea dues à des variations de  $\pm 20\%$  de cgs**



**figure 2.40 : Variations de Xea dues à des variations de  $\pm 20\%$  de gm**



**figure 2.41 : Variations de  $X_{ea}$  dues à des variations de  $\pm 20\%$  de  $c_{gd}$**

① le maximum de variations de  $X_{ea}$  est positionné aux valeurs d'impédances de bouclage occasionnant un facteur  $P_{fea}$  très élevé. La recherche d'une condition de stabilité forte est donc encore corrélée à un maximum de sensibilité de l'impédance de l'oscillateur à des dispersions technologiques.

② la variation de partie imaginaire la plus importante sur la majorité des plages d'impédance balayées est celle due à des évolutions de la capacité  $c_{gs}$ . Ce facteur peut donc très probablement être à l'origine de variations fréquentielles de l'oscillateur sensibles et nécessite une modélisation fine.

### III.3.2 : Configuration parallèle

#### III.3.2.1 : Varactor dans la grille

La réactance variable  $jX_g$  est placée dans la grille du TEC (figure 2.42).

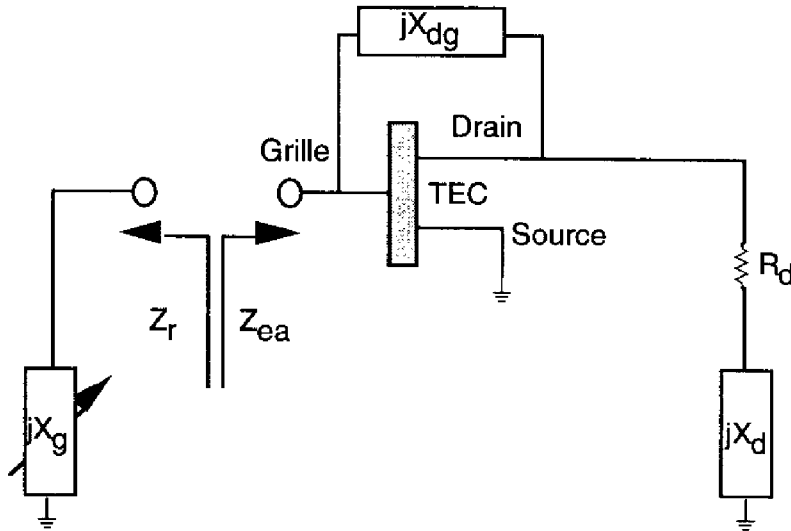


figure 2.42 : Configuration parallèle du TEC avec élément accordable dans la grille

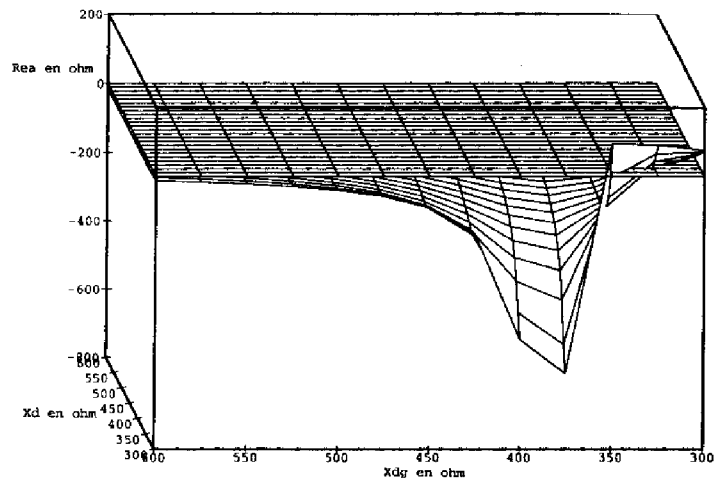
L'impédance  $Z_{ea}(\omega)$  s'écrit :

$$Z_{ea}(\omega) = \left( r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) T_{dg} + \left( \frac{Z_s}{Z_s + Z_d + Z_{ds}} \right) \left[ Z_d + Z_{ds} T_{dg} \left( 1 + \frac{g_m}{j c_{gs} \omega} \right) \right] \quad (2.20)$$

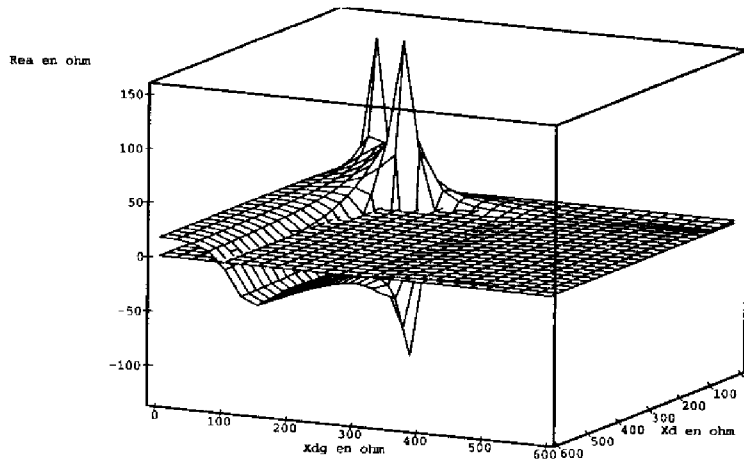
$$\text{avec } \left\{ \begin{array}{l} T_{dg} = \frac{1 + \frac{1}{Z''_{dg}} \left[ \frac{Z_d Z_{ds}}{Z_s + Z_d + Z_{ds}} \right]}{1 + \frac{1}{Z''_{dg}} \left[ \left( r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) + \frac{Z_{ds} (Z_s + Z_d) \left( 1 + \frac{g_m}{j c_{gs} \omega} \right)}{Z_s + Z_d + Z_{ds}} \right]} \\ Z_{ds} = R_{ds} + j X_{ds}, Z_s = j X_s, Z_d = R_d + j X_d, Z_{dg} = j X_{dg} \\ Z''_{dg} = (Z_{dg} / / c_{dg}) \\ g_m = g_{mo} e^{-j \omega \tau} \\ r_i, c_{gs}, c_{dg}, c_{ds}, g_{mo}, \tau, r_{ds} \text{ éléments du schéma équivalent du TEC} \end{array} \right.$$

Les impédances grille-drain et de drain sont balayées sur une large plage de valeurs,  $R_d$  étant fixée à 50  $\Omega$ . La fréquence d'étude est fixée à 8,2 GHz.

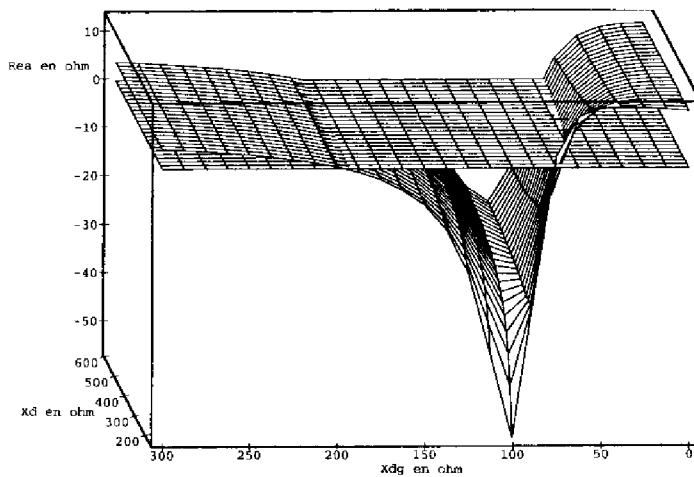
**Partie réelle  $Rea(X_d, X_{dg})$**



**figure 2.43 :  $Rea$  en fonction de  $X_d, X_{dg}$ . TEC  $4 \times 100 \mu m$**



**figure 2.44 :  $Rea$  en fonction de  $X_d, X_{dg}$ . TEC  $8 \times 100 \mu m$**

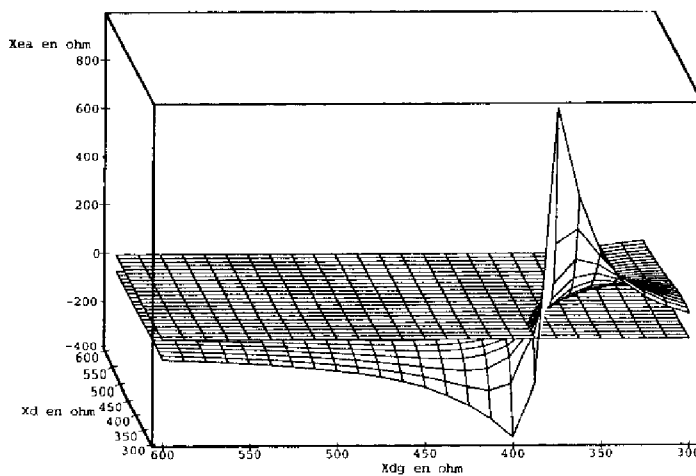


**figure 2.45 : Rea en fonction de  $X_d$ ,  $X_{dg}$ . TEC 12x100  $\mu\text{m}$**

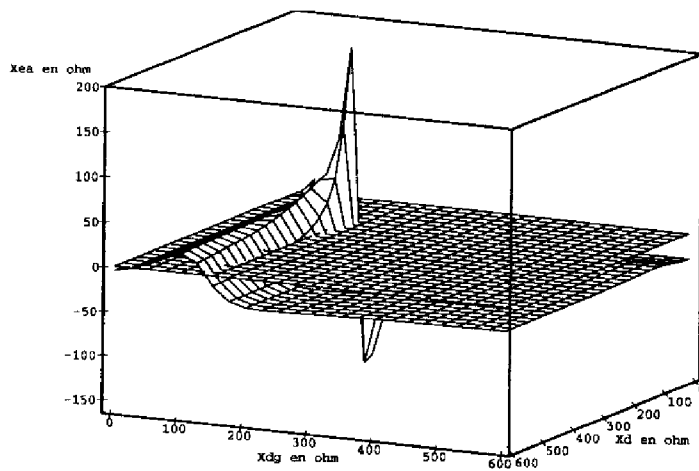
①  $Rea$  est négative pour des valeurs fortement inductives des impédances de bouclage  $X_d$  et  $X_{dg}$  ( $>300 \Omega$ ). Il apparaît difficile de créer cette condition sur une large plage de valeurs de  $X_{dg}$  ce qui indique que cette configuration est probablement bien adaptée à une application faible bande de fréquence.

② une réduction d'un facteur 4 de la valeur moyenne de  $Rea$  pour un accroissement d'un facteur 2 de la taille du TEC est observée.

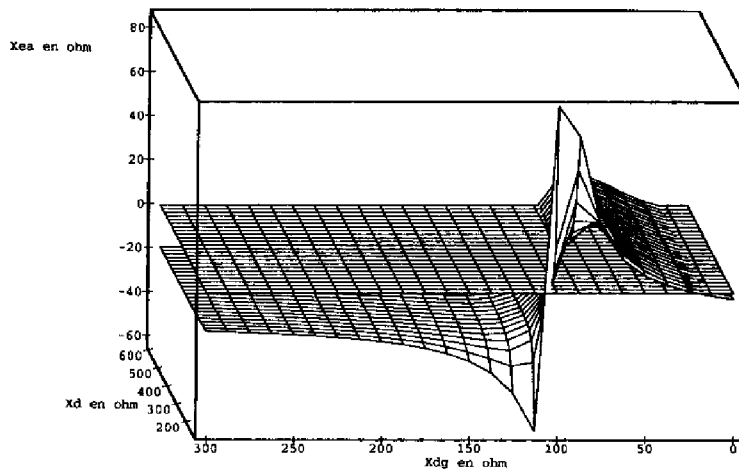
**Partie imaginaire  $X_{ea}(X_d, X_{dg})$**



**figure 2.46 :  $X_{ea}$  en fonction de  $X_d$ ,  $X_{dg}$ . TEC 4x100  $\mu\text{m}$**



**figure 2.47 :  $X_{ea}$  en fonction de  $X_d$ ,  $X_{dg}$ . TEC  $8 \times 100 \mu\text{m}$**



**figure 2.48 :  $X_{ea}$  en fonction de  $X_d$ ,  $X_{dg}$ . TEC  $12 \times 100 \mu\text{m}$**

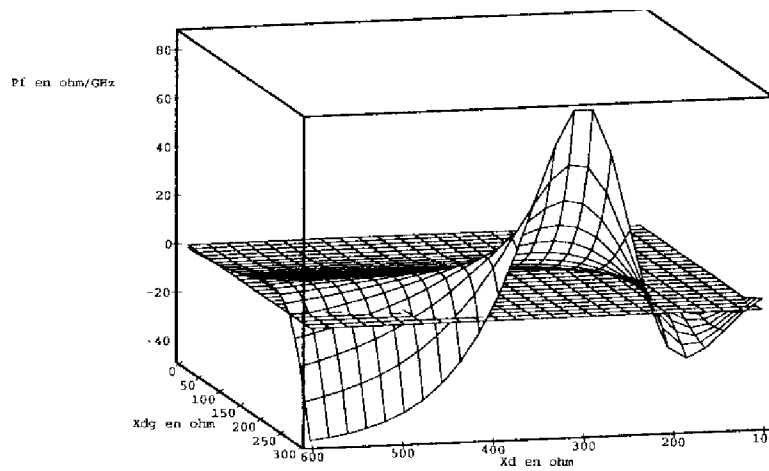
① les zones de faibles variations de la partie imaginaire  $X_{ea}$  en fonction de  $X_g$  et  $X_{dg}$  sont les mêmes que celles de la partie réelle  $R_{ea}$ . De même les valeurs de  $X_g$  et  $X_{dg}$  permettant d'obtenir une impédance à partie réelle négative maximum sont à proscrire en raison de la sensibilité extrême de  $X_{ea}$  dans ces mêmes zones d'impédances.

②  $X_{ea}$  est négative sur la quasi totalité des impédances de bouclage balayées et nécessite donc une compensation inductive dans la grille du TEC.

③ la bande d'accord maximum obtenue dans cette configuration est de l'ordre de 700 MHz.

### Dérivée de $X_{ea}(X_d, X_{dg})$ en fonction de $f$

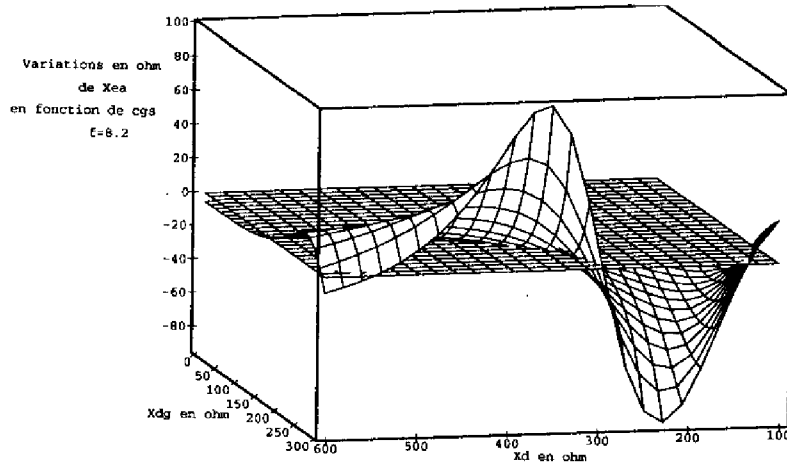
La dérivée de  $X_{ea}$  par rapport à la fréquence à 8,2 GHz est tracée en fonction de  $X_d$  et  $X_{dg}$ . Le TEC a une taille de  $4 \times 100 \mu\text{m}$ .



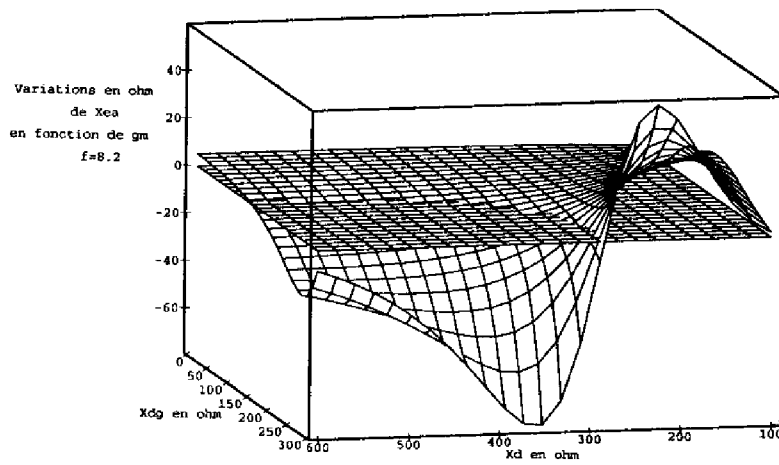
**figure 2.49 :  $P_{fea}$  en fonction de  $X_d, X_{dg}$ . TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$**

① ce facteur est positif très lentement variable sur la presque totalité des plages d'impédances étudiées. Les valeurs très élevées de  $P_{fea}$  sont déterminées par des valeurs de  $X_d$  et  $X_{dg}$  qui correspondent à un maximum en valeur absolue de  $R_{ea}$  et  $X_{ea}$ . Le choix d'une telle zone pour les impédances de bouclage apparaît intéressant en terme de stabilité de l'oscillation.

**Variation de Xea dues à des variations de cgs, cgd, gmo**

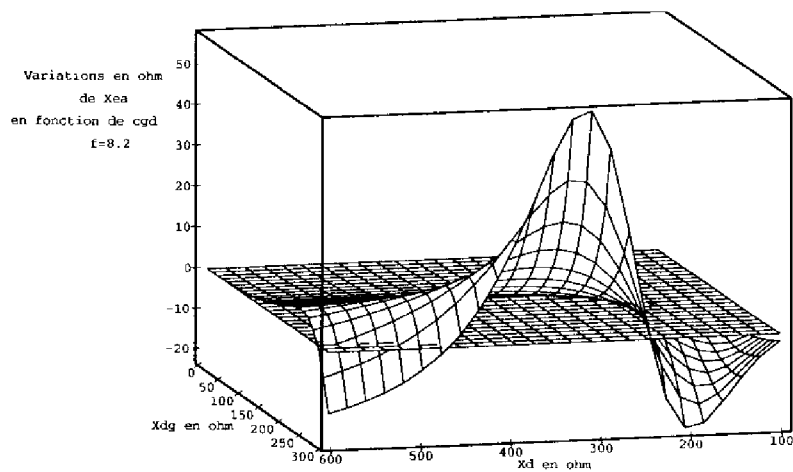


**figure 2.50 : Variations de Xea dues à des variations de  $\pm 20\%$  de cgs**



**figure 2.51 : Variations de Xea dues à des variations de  $\pm 20\%$  de gm**





**figure 2.52 : Variations de Xea dues à des variations de  $\pm 20\%$  de cgd**

① dans la majorité des zones d'impédances prospectées, les variations de partie imaginaire les plus sensibles sont encore celles attribuées à des variations de  $c_{gs}$  environ 2 fois plus élevées que celles dues à  $c_{gd}$  et  $g_m$ .

### **III.3.3 : Conclusions et choix de la configuration d'analyse**

L'étude précédente a permis de mettre en avant certaines propriétés des diverses configurations étudiées en fonction d'un nombre important de paramètres. Les résultats de cette approche sont regroupés dans le tableau 2.6.

<b>Configuration</b> Position du varactor	<b>Max de</b> résistance négative	<b>Taille</b> max du TEC m m	<b>Domaine</b> d'application en fréquence	<b>bande</b> d'accord max (MHz)	<b>Sensibilité</b> à la dispersion technologique
<b>SÉRIE</b> grille	moyen	1	large bande	1400	faible
<b>SÉRIE</b> source	élevé	1	très large bande	2000	moyenne
<b>SÉRIE</b> drain	élevé	< 1,2	faible bande	600	élevée
<b>PARALLÈLE</b> grille	élevé	< 1	faible bande	800	moyenne

**Tableau 2.6 : Comparaison des diverses configurations d'étude d'un OCT**

La configuration série avec varactor dans la grille est bien adaptée à notre application. La plus petite taille de TEC ( $4 \times 100 \mu\text{m}$ ) étudiée est retenue pour que la réalisation d'une impédance à partie réelle négative suffisante au démarrage de l'oscillation ne constitue pas un problème majeur de l'optimisation de la fonction. Une deuxième version de l'OCT utilisant le même TEC dans la configuration parallèle avec varactor dans la grille est également retenue. Cette configuration présente une sensibilité plus importante aux dispersions technologiques mais autorise la réalisation, par des considérations de circuit, d'une valeur de  $P_{fea}$  élevée permettant d'accroître la stabilité du montage.

## **III.4 : Analyse et optimisation d'un OCT intégré**

### **III.4.1 : Introduction**

Les configurations d'OCT et la taille du TEC retenues, il reste à proposer les valeurs d'impédances permettant la réalisation des conditions de démarrage petit signal présentées au paragraphe I. Notre approche nous amène à proposer une étude analytique détaillée des conditions de démarrage afin de mettre en avant le rôle respectif des impédances de fermeture dans la réalisation de ces conditions. Cette étude est proposée pour l'OCT utilisant une configuration série avec varactor dans la grille.

### **III.4.2 : Étude analytique des conditions de démarrage**

#### **III.4.2.1 : Hypothèses simplificatrices**

La discussion analytique des conditions de démarrage n'est réalisable qu'au prix d'un minimum d'hypothèses simplificatrices permettant de réduire les équations étudiées. Nous proposons, pour notre part, les simplifications suivantes :

- ① le TEC est supposé unilatéral ( $cdg=0$ ),
- ② le temps de transit des électrons sous la grille est négligé ( $\tau=0$ ),
- ③ le schéma équivalent du varactor est celui d'une capacité variable en série avec une résistance.

#### **III.4.2.2 : Développement du calcul**

Reprenons l'équation (2.17) de l'impédance  $Z_{ea}(\omega)$  vue de la grille du TEC en configuration série lorsque les hypothèses simplificatrices précédentes sont considérées. La séparation en partie réelle et imaginaire de l'équation résultante et la factorisation de ces équations en fonction de  $X_S$  sont réalisées à l'aide du logiciel MAPLE.

On obtient :

$$R_o(\omega) = \frac{X_s^2 T_1(\omega) + X_s T_2(\omega)}{(R_{ds} + R_d)^2 + (X_{ds} + X_s + X_d)^2} + r_i + R_r(\omega) \quad (2.21)$$

$$X_o(\omega) = \frac{X_s^2 T_3(\omega) + X_s T_4(\omega)}{(R_{ds} + R_d)^2 + (X_{ds} + X_s + X_d)^2} - \frac{1}{c_{gs}\omega} + X_r(\omega) \quad (2.22)$$

$$T_1(\omega) = \left( R_{ds} + R_d + \frac{g_m X_{ds}}{c_{gs}\omega} \right)$$

$$T_2(\omega) = \frac{g_m}{c_{gs}\omega} [R_{ds}(R_{ds} + R_d) + X_{ds}(X_{ds} + X_d)]$$

$$T_3(\omega) = \left( X_{ds} + X_d - \frac{g_m R_{ds}}{c_{gs}\omega} \right)$$

$$T_4(\omega) = \left[ (R_{ds} + R_d)^2 + (X_{ds} + X_d)^2 + \frac{g_m}{c_{gs}\omega} (R_d X_{ds} - X_d R_{ds}) \right]$$

#### III.4.2.2.1 : Partie réelle

L'étude de la relation (2.21) montre qu'un maximum en valeur absolue de partie réelle négative est obtenu lorsque  $X_s \rightarrow \infty$ . Ce maximum s'écrit :

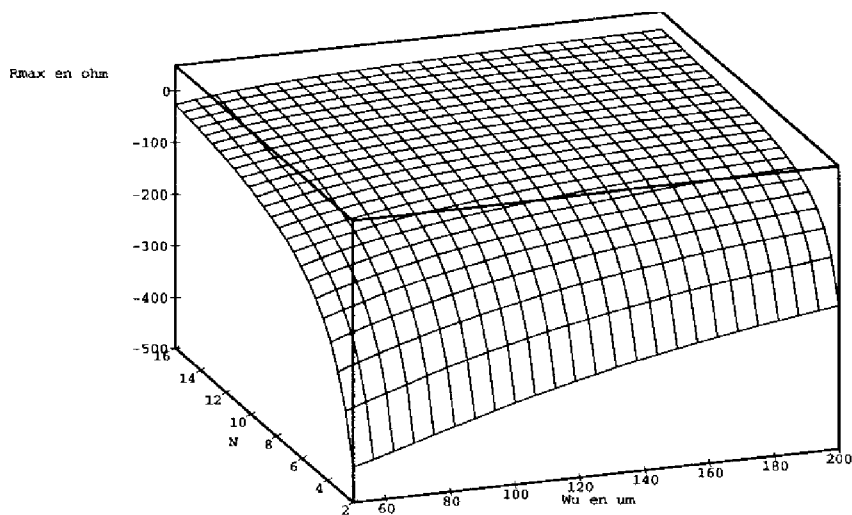
$$R_{\max} = R_d + R_{ds} + \frac{g_m}{c_{gs}\omega} X_{ds} + r_i + R_r(\omega)$$

soit en négligeant  $R_d$ ,  $r_i$  et  $R_r(\omega)$  :

$$R_{\max} \approx \frac{r_{ds}}{[1 + (\omega r_{ds} c_{ds})^2]} \left[ 1 - \frac{r_{ds} c_{ds} g_m}{c_{gs}} \right] \quad (2.23)$$

Une corrélation étroite existe donc entre la potentialité d'un TEC à réaliser des conditions d'impédance à partie réelle négative et sa taille comme nous l'avions mis en évidence dans le paragraphe III.3.

On trace à titre d'exemple sur la figure 2.53, les évolutions de  $R_{\max}$  avec la taille du TEC dans la filière HP07 du fondeur THOMSON/TCS à la fréquence de 8,2 GHz.



**figure 2.53 : Évolution de la résistance négative maximum avec la taille du TEC**

De plus :

- ① ce maximum est inversement proportionnel au carré de la fréquence,
- ② pour un même développement de grille ( $W_u \times N$  constant),  $R_{\max}$  est supérieur dans le cas où le nombre unitaire de doigt est le plus faible.
- ③ les valeurs élevées de  $R_d$  et  $R_f(\omega)$  sont à éviter.

L'objectif est de réaliser les conditions de démarrage sur la seule bande de fréquence d'intérêt. Le signe de la fonction  $R_o(\omega)$  à obtenir est donc le suivant :

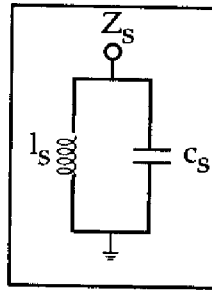
$$\begin{cases} R_o(\omega) > 0 & \text{pour } \omega \in [0, \omega_1] \\ R_o(\omega) < 0 & \text{pour } \omega \in [\omega_1, \omega_2] \\ R_o(\omega) > 0 & \text{pour } \omega \in [\omega_2, +\infty[ \end{cases}$$

avec  $\omega_{\min} - \omega_{\max}$ , bande de fréquence où existe une impédance à partie réelle négative.

L'examen des signes de  $T_1$  et  $T_2$  montre que en bande X :

$$\begin{cases} T_1 < 0 \\ T_2 > 0 \end{cases} \text{ si } X_{ds} + X_d < 0 \quad (2.24)$$

Dans ces conditions,  $Re_a$  est négative tant que  $X_s$  est négative. Elle est positive dans le cas contraire. Cette remarque permet de proposer pour l'impédance de source un circuit résonant parallèle (LC) (figure 2.54) dont la fréquence de résonance est fixée au début de la bande de fréquence où doit exister une impédance à partie réelle négative.



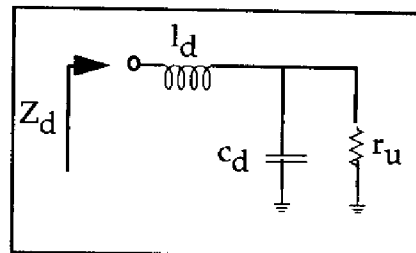
**figure 2.54 : Circuit de charge de la source**

On peut alors écrire :

$$X_s = \frac{\omega l_s}{1 - l_s c_s \omega^2} \quad \text{et} \quad 1 - l_s c_s \omega_1^2 = 0$$

$X_s$  reste alors négative de  $\omega_1$  à l'infini. La fin de la bande de fréquence où existe une impédance à partie réelle négative est déterminée par le changement de signe de  $T_2$ . Ceci est obtenu avec l'évolution de  $X_d$  avec la fréquence.

$Z_d$  est choisie pour présenter une partie réelle faible et une partie imaginaire  $X_d$  positive faiblement croissante avec la fréquence. Nous proposons pour  $Z_d$  une inductance pour réaliser la partie imaginaire positive faiblement croissante, suivie de la résistance d'utilisation  $r_u$  en parallèle avec une capacité dont le rôle est de réduire la valeur de  $R_d$  (figure 2.55).



**figure 2.55 : Circuit de charge du drain**

Dans ces conditions  $R_d$  et  $X_d$  s'écrivent :

$$\begin{cases} R_d = \frac{r_u}{1 + (r_u c_d \omega)^2} \\ X_d = \frac{\omega l_d + r_u^2 c_d \omega (l_d c_d \omega^2 - 1)}{1 + (r_u c_d \omega)^2} \end{cases}$$

$R_d$  est alors d'autant plus faible que  $c_d$  et  $r_u$  sont élevées.  $X_d$  est d'autant plus rapidement croissante et positive que  $l_d$  est élevée. Ces deux remarques permettent d'adapter la valeur de  $r_u$ ,  $c_d$  et  $l_d$  à la réalisation d'une impédance à partie réelle négative dans la bande de fréquence d'intérêt. Des critères d'adaptation en puissance du TEC peuvent être pris en compte pour le choix définitif de  $Z_d$  lors de l'étude en fonctionnement non-linéaire de l'oscillateur.

On peut constater que toutes les conclusions de cette étude sont en parfaits accord avec les résultats de l'étude graphique du paragraphe II.3.1.1 faisant appel au schéma équivalent complet du TEC.

#### **III.4.2.2.2 : Partie Imaginaire**

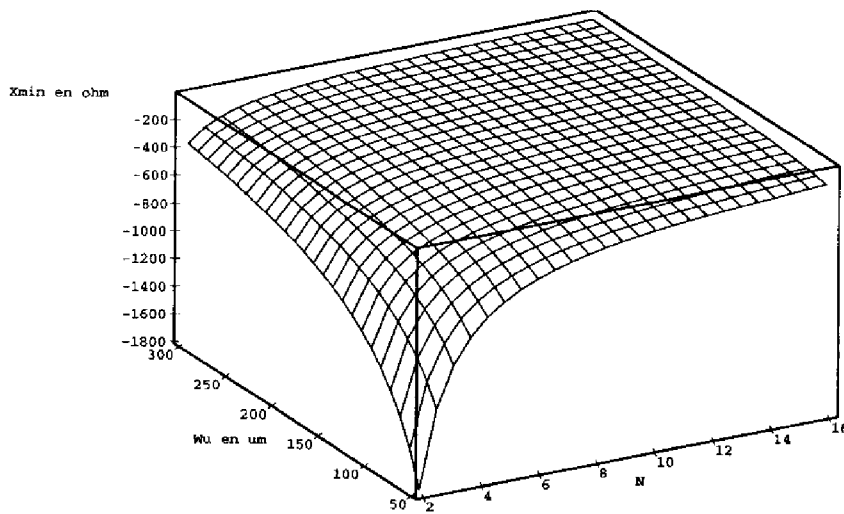
Compte tenu des choix déjà faits pour la partie réelle, notre étude sur la partie imaginaire  $X_O(\omega)$  porte sur les objectifs suivants :

- ① conditions d'obtention d'une bande d'accord en fréquence accrue sous l'effet d'une variation donnée de l'élément d'accord,
- ② faible sensibilité de la partie imaginaire présentée par l'élément actif aux dispersions technologiques,
- ③ condition de stabilité de l'oscillation gérée par la variation de pente de la réactance  $X_O$  en fonction de la fréquence.

#### **Topologie du résonateur et bande d'accord**

L'étude réalisée sur la partie réelle de  $Z_{ea}$  impose à  $X_S$  une valeur négative sur toute la bande de fréquence où existe une impédance à partie réelle négative.

A la fréquence de résonance de  $X_S$  où la partie réelle négative est maximum en valeur absolue, la partie imaginaire  $X_O$  présente un minimum local (figure 2.56) qui est fonction de la taille du TEC.



**figure 2.56 : Evolution du minimum de  $X_{ea}$  en fonction de  $N$  et  $W_u$**

Ce minimum s'écrit en négligeant  $X_d$  :

$$X_{\min} = X_{ds} - \frac{g_m R_{ds}}{c_{gs}\omega} - \frac{1}{c_{gs}\omega}$$

Cette équation montre que, plus le TEC est petit, plus le minimum de la partie imaginaire présentée par l'élément actif est faible. Il sera en conséquence d'autant plus difficile de compenser la partie imaginaire de  $X_{ea}$  avec une réactance déterminée que le TEC est de faible taille.

De plus, quelle que soit  $\omega$ ,  $R_{ds} > 0$  et  $X_{ds} < 0$ .  $X_{\min}$  est négatif et très rapidement croissant avec la fréquence. De cette constatation nous tirons deux conclusions :

① la fréquence de résonance de  $X_S$  doit être placée très près de la fréquence d'oscillation recherchée lorsque la condition de stabilité de l'oscillation constitue un objectif majeur. On obtient dans ce cas une variation plus rapide de la pente de réactance  $X_{ea}$  avec la fréquence. L'application est alors à faible bande de fréquence, la partie réelle négative existant sur une plage de fréquence réduite.

Pour une application plus large bande, comme c'est le cas lors de la



Pour une application plus large bande, comme c'est le cas lors de la réalisation d'un OCT, la fréquence de résonance de  $X_S$  doit être placée le plus loin possible de la fréquence d'oscillation.  $X_{ea}$  est alors faiblement croissante avec la fréquence à l'image de  $X_S$ . L'oscillateur est alors moins surtendu mais la sensibilité aux dispersions technologiques est réduite. L'application est alors d'autant plus large bande que la fréquence de résonance de  $X_S$  est éloignée de la fréquence d'oscillation.

La figure 2.57 représente, à titre d'exemple, la variation de partie réelle et imaginaire  $R_O(f)$  et  $X_O(f)$  petit signal d'un oscillateur utilisant une contre réaction série avec varactor dans la grille.  $l_s$ , inductance de contre réaction de source, permet de régler la fréquence inférieure,  $f_{inf}$ , à partir de laquelle existe une impédance à partie réelle négative. Trois cas sont étudiés :  $f_{inf1}=6$  GHz,  $f_{inf2}=6,5$  GHz,  $f_{inf3}=7$  GHz.

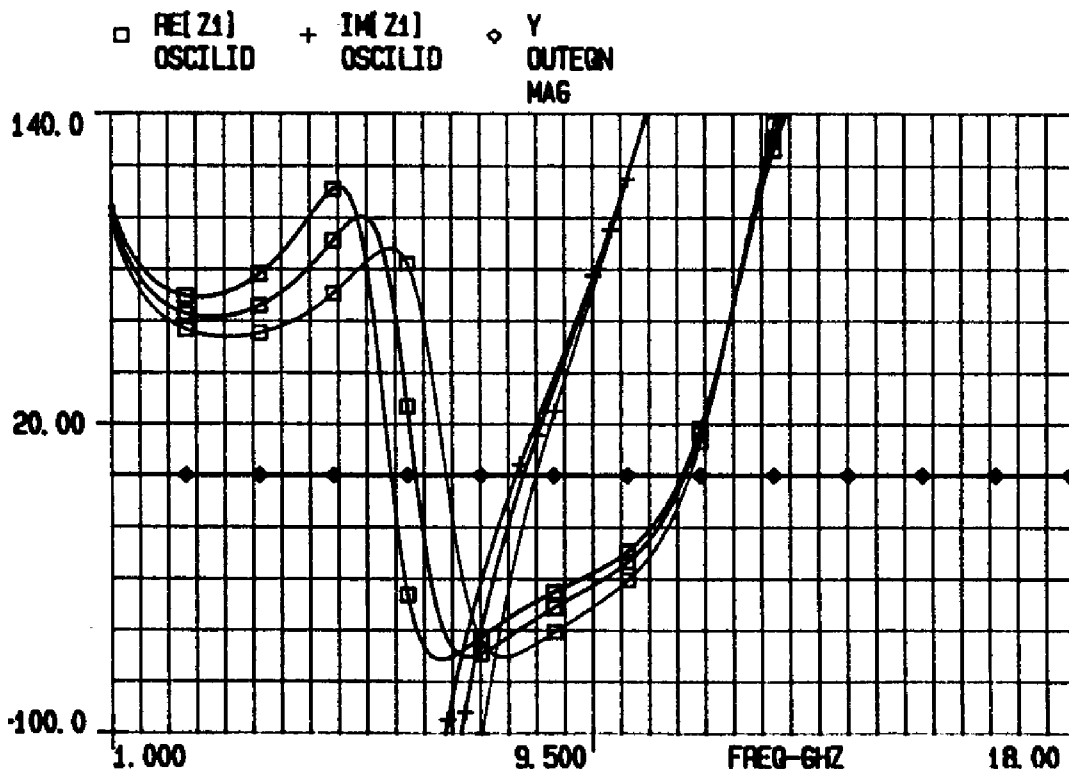


figure 2.57 : Variation de  $R_o$  et  $X_o$  avec  $X_s$

Pour un maximum de résistance négative constant dans les trois cas, géré

par la taille du TEC, la plage de fréquence où existe une impédance à partie réelle négative est réduite régulièrement par la variation de la fréquence de résonance de  $X_S$  de  $f_{inf1}$  à  $f_{inf3}$ . Dans le même temps, la variation de la pente de la réactance globale du circuit augmente ainsi que l'évolution de la fréquence où s'annule la partie imaginaire. La position d'annulation de la réactance globale du circuit varie beaucoup plus vite, pour une même variation de  $X_S$ , lorsque la pente de  $X_O$  est plus élevée avec la fréquence. Ceci est assimilé à un accroissement de la sensibilité de la fréquence d'oscillation lorsque la pente de  $X_O$  avec la fréquence augmente.

②  $X_{ea}$  présente un comportement capacitif au voisinage de la fréquence d'oscillation. Le résonateur destiné à compenser les évolutions capacitives de  $X_{ea}$  aura donc un comportement inductif. La mise en série du varactor et d'une inductance est proposée.

On a alors :

$$\begin{cases} R_r(\omega) = r_v \\ X_r(\omega) = \frac{L_g c_v \omega^2 - 1}{c_v \omega} \end{cases}$$

$r_v, c_v$  résistance série et capacité du varactor

### **Bande d'accord**

Les fréquences d'oscillation limites atteintes ( $f_{min}$  et  $f_{max}$ ) lorsque la capacité varactor varie vérifient les équations :

$$\begin{cases} X_{ea}(\omega_{min}) + X_r(\omega_{min}) = 0 \\ X_{ea}(\omega_{max}) + X_r(\omega_{max}) = 0 \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\text{soit } \frac{X_{ea}(\omega_{min})}{X_{ea}(\omega_{max})} = \frac{X_r(\omega_{min})}{X_r(\omega_{max})} \quad (2.26)$$

L'obtention d'une large bande d'accord est rendue possible si la sensibilité de  $X_O(\omega)$  lors des variations de la capacité varactor est optimisée. On retient pour cela deux conditions :

① pour une valeur donnée du rapport de réactance de  $X_r$  due à la variation de la capacité varactor, la bande d'accord est d'autant plus élevée que les variations avec la fréquence de  $X_{ea}(\omega)$  déterminée par l'observation de l'équation

de  $X_O(\omega)$  sont faibles.

$$X_{ea}(\omega) = \frac{X_s^2 T_3(\omega) + X_s T_4(\omega)}{(R_{ds} + R_d)^2 + (X_{ds} + X_s + X_d)^2} - \frac{1}{c_{gs}\omega} \quad (2.27)$$

Cette condition est d'autant plus facile à vérifier que la résonance de  $X_s$  est éloignée de la fréquence d'oscillation comme nous l'avons remarqué précédemment. Une autre possibilité consiste à accroître la taille du TEC ce qui permet une élévation sensible de la capacité  $c_{gs}$ . On remarque cependant que les conditions de faibles variations de  $X_{ea}$  avec la fréquence pour accroître la largeur de bande de l'accord sont contraires à la stabilisation de l'oscillation.

② la condition sur les valeurs de capacité de  $c_v$  qui déterminent une variation maximum de  $X_r$  est examinée en écrivant que :

$$\frac{\partial X_r(\omega)}{\partial c_v} = \frac{1}{c_v^2 \omega} \quad (2.28)$$

L'équation (2.28) indique que les variations de  $c_v$  sont d'autant plus sensibles sur  $X_r$  que celle-ci présente des valeurs faibles. Le varactor est choisi de petite dimension.

### **Linéarité de l'accord**

La linéarité de l'accord est déterminée par des évolutions constantes de fréquence  $\Delta f$  pour des pas identiques de la tension de commande  $\Delta V$ . D'un point de vue qualitatif, on observe que la variation de réactance du résonateur (équation 2.28) due à la variation de capacité du varactor est d'autant plus grande que cette capacité est faible donc que la tension de commande est élevée (figure 2.9). Les fortes valeurs de tension de commande occasionnant une faible variation de la capacité varactor, les deux phénomènes précédents se compensent et doivent ainsi créer une linéarité satisfaisante de l'accord.

### III.4.2.3 : Récapitulation des résultats

La figure 2.58 présente les résultats concernant les topologies choisies et le rôle des impédances de fermeture.

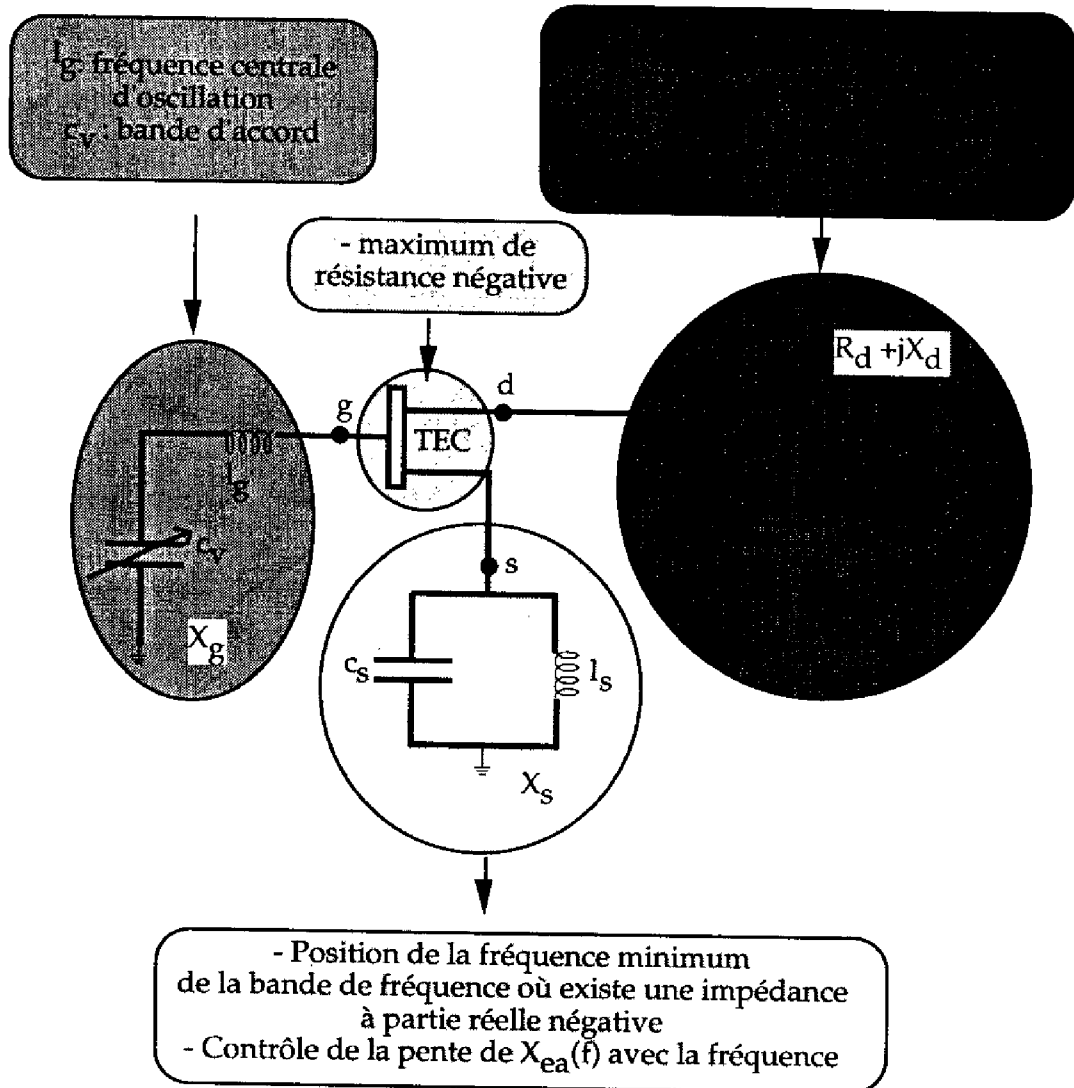


figure 2.58 : Rôle des impédances de fermeture

### III.4.3 : Réalisation d'un OCT en bande x

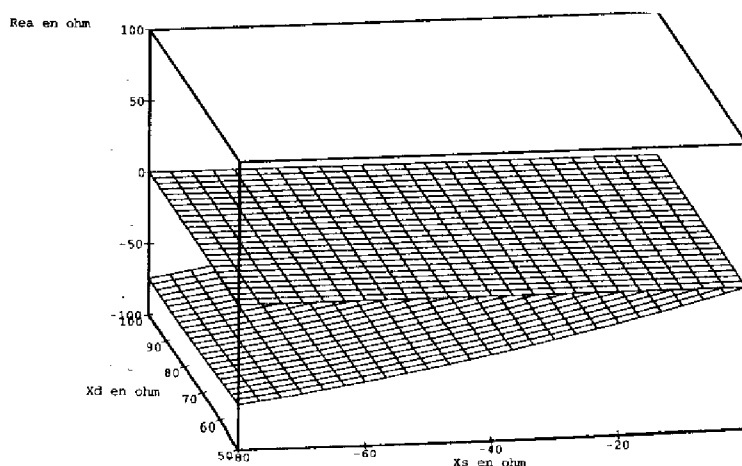
#### III.4.3.1 : Introduction

L'approche proposée dans le paragraphe précédent permet de centrer l'optimisation de l'OCT autour d'une configuration et d'impédances de bouclage dont le rôle est connu. Trois objectifs sont alors recherchés :

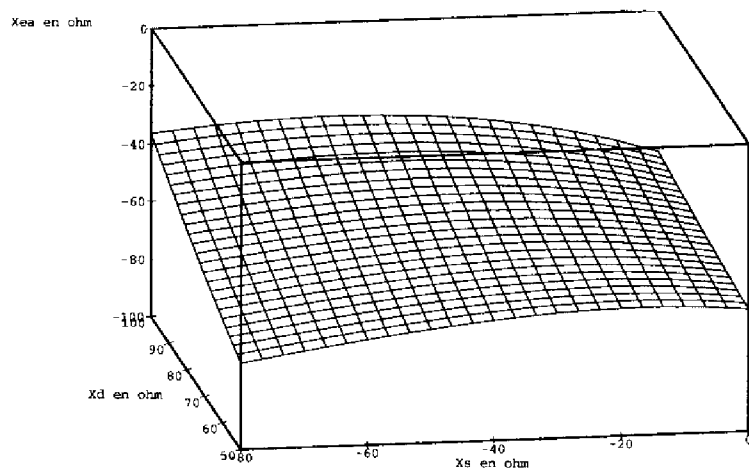
- ① réaliser les conditions de démarrage en régime de fonctionnement petit signal sur la seule bande de fréquence d'intérêt en respectant les critères mis en avant dans le paragraphe précédent,
- ② déterminer la bande d'accord en fréquence accessible,
- ③ analyser le comportement de l'OCT en régime de fonctionnement grand signal.

#### III.4.3.2 : Analyse des conditions de démarrage

Les zones d'impédances de bouclage occasionnant une sensibilité réduite de la fonction  $Z_{ea}(\omega)$  sont retenus pour cette étude. Ces zones sont établies pour de faibles valeurs de  $X_s$  et  $X_d$ . Nous traçons sur la figures (2.59 et 2.60) la partie réelle et la partie imaginaire de  $Z_{ea}$  à la fréquence de 8,2 GHz en fonction de  $X_s$  et  $X_d$  en focalisant sur de faibles valeurs. Le schéma équivalent complet du TEC est pris en compte et  $R_d$  est posée égale à  $10 \Omega$ .

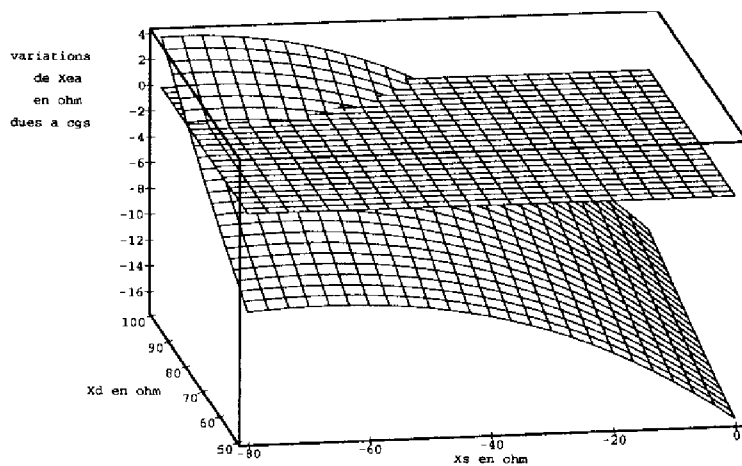


**figure 2. 59 : Partie réelle de Zea en fonction de Xs et Xd**

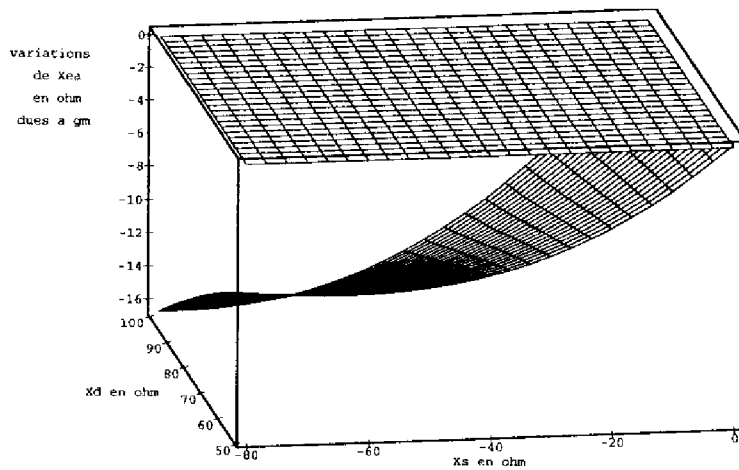


**figure 2.60 : Partie imaginaire de Zea en fonction de Xs et Xd**

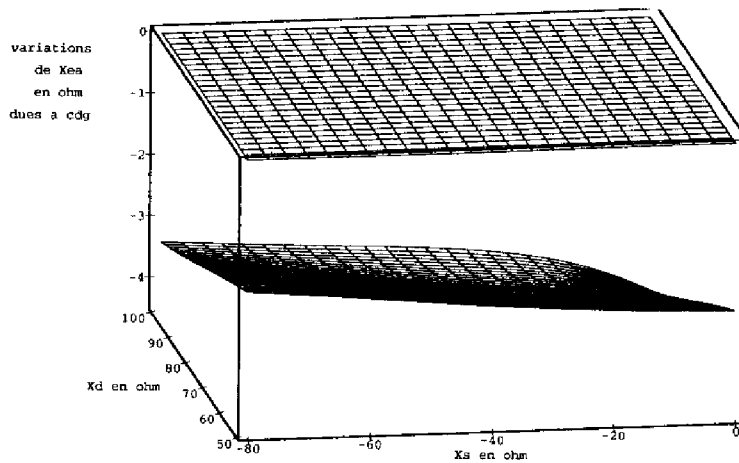
L'évolution de la fonction  $X_{ea}$  vérifie les objectifs de faibles variations avec les impédances de bouclage ou avec les évolutions fréquentielles des impédances de fermeture que l'on cherchera à minimiser sur la bande de fréquence d'intérêt. On peut également observer, dans les mêmes conditions de calcul, l'effet de variations des éléments du schéma équivalent du TEC  $c_{gs}$ ,  $g_{mo}$  et  $cdg$  sur  $X_{ea}$ .



**figure 2. 61 : Variations de Xea dues à des variations de  $\pm 20\%$  de  $c_{gs}$**



**figure 2. 62 : Variations de  $X_{ea}$  dues à des variations de  $\pm 20\%$  de  $g_m$**



**figure 2. 63 : Variations de  $X_{ea}$  dues à des variations de  $\pm 20\%$  de  $c_{dg}$**

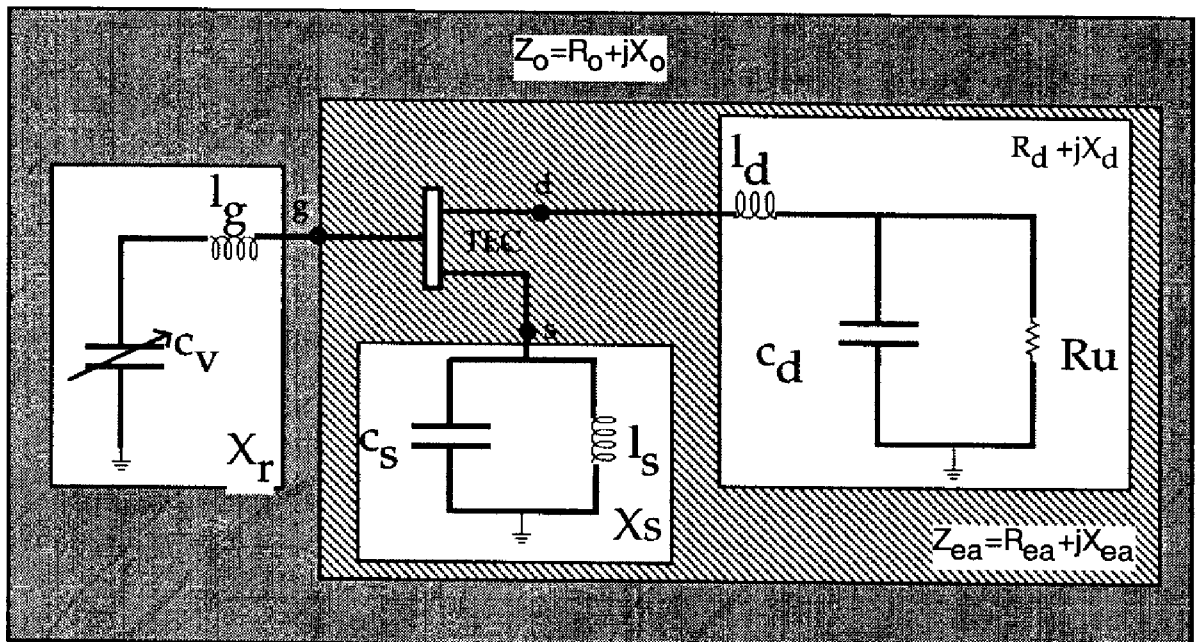
Comme on peut le constater sur les figures 2.61 à 2.63, la réduction simultanée des évolutions de partie imaginaires dues à des variations des éléments  $c_{gs}$ ,  $g_{m0}$  et  $c_{dg}$  apparaît difficile. Un couple optimisé ( $X_s, X_d$ ) peut néanmoins être retenu pour réaliser un compromis.

Dans ce contexte on réalise une impédance à partie réelle négative vue de l'élément actif,  $R_{ea}$ , au moins égale à  $-50 \Omega$  sur la bande de fréquence (7,2-9,2 GHz) et présentant un minimum de sensibilité en partie imaginaire aux divers paramètres étudiés sur la bande de fréquence utile (8-8,4 GHz).

Les conditions d'impédance recherchées sont au vue des figures 2.59 à 2.63 et à la fréquence de 8,2 GHz :

$$\begin{cases} R_s \approx 0 \\ X_s \approx -55\Omega \\ R_d \approx 10\Omega \\ X_d \approx 70\Omega \\ X_g \approx 60\Omega \end{cases}$$

La charge de grille est calculée pour compenser la réactance  $X_{ea}$ .  $X_g$  est ainsi réalisée par la mise en série d'une inductance et d'une capacité dont la valeur centrale est celle du varactor de plus petite taille de la filière HP07 soit 0,35 pF. Le circuit étudié est représenté figure 2.64.



**figure 2. 64 : Schéma du montage oscillateur à fréquence variable**

Les éléments passifs de la filière HP07 du fondeur THOMSON/TCS sont utilisés pour réaliser les impédances de bouclage. Une optimisation de ces impédances est réalisée sur le logiciel LIBRA avec pour objectif la vérification des conditions de charge proposées :

- ① pour éviter des zones de sensibilité accrue,
- ② pour présenter une impédance à partie réelle négative de  $f_{min}=7$  GHz à



$f_{max}=10$  GHz de valeur sensiblement constante sur la bande utile de fréquence,

③ pour annuler la partie imaginaire à la fréquence centrale d'oscillation et régler la bande d'accord.

L'aspect de la réponse en fréquence de  $R_O$  et  $X_O$ , impédance globale du circuit oscillateur en partie réelle et imaginaire lorsque ces impédances sont connectées au TEC sont représentées sur la figure 2.65. La bande d'accord obtenue dans cette configuration avec une variation de capacité  $c_v$  de 0,2 à 0,6 pF est de l'ordre de 1 GHz.

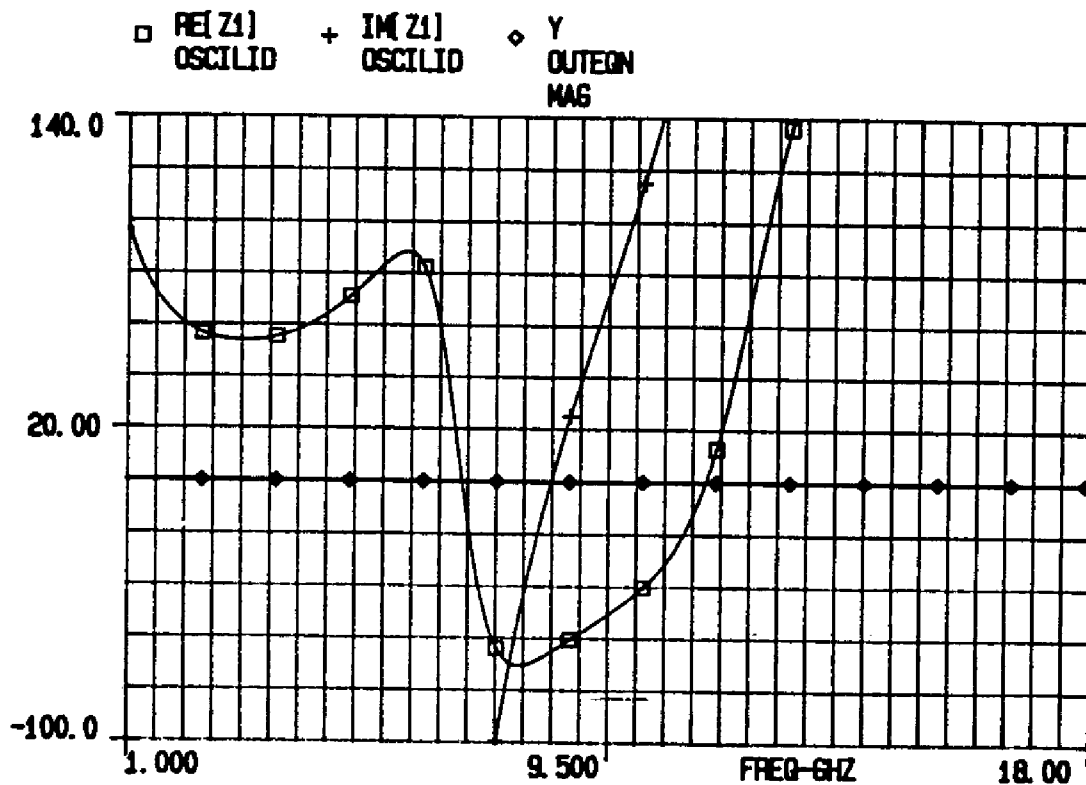


figure 2. 65 : Évolution de  $R_O$  et  $X_O$  en fonction de la fréquence

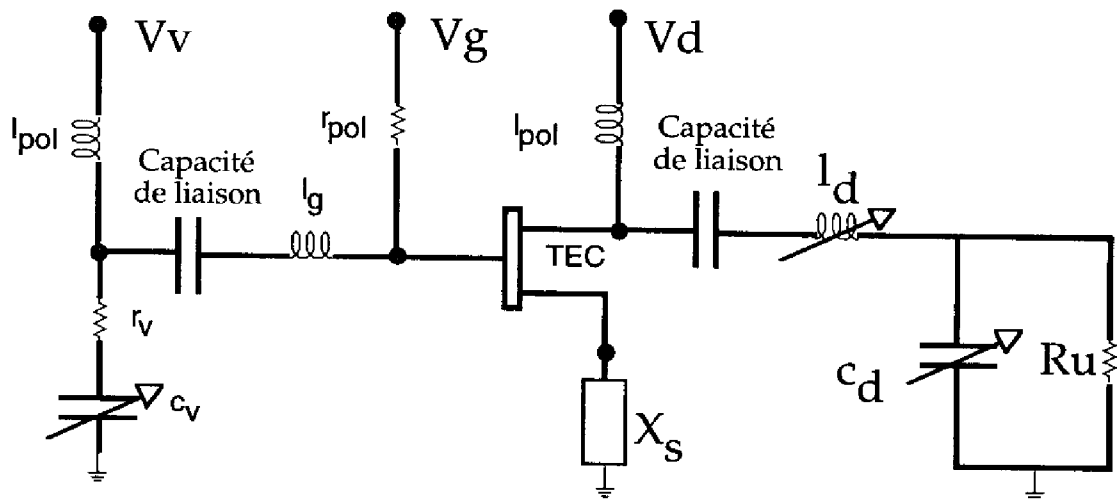
### III.4.3.3 : Analyse du régime grand signal de l'OCT

#### III.4.3.3.1 : Introduction

Les conditions de démarrage de l'oscillation petit signal sont remplies et conformes aux objectifs fixés, il reste désormais à caractériser et à optimiser le fonctionnement non-linéaire de l'oscillateur proposé.

#### III.4.3.3.2 : Analyse et optimisation de l'OCT

Le modèle non-linéaire complet du TEC présenté dans la paragraphe II.3, est utilisé pour réaliser une simulation des performances grand signal de l'OCT sur le logiciel LIBRA. Le circuit simulé est celui de la figure 2.66.



**figure 2.66 : Schéma du circuit simulé en grand signal**

On peut noter sur cette figure les évolutions suivantes par rapport à la simulation petit signal :

① le circuit comporte des capacités de liaison et des éléments dans la grille et le drain pour permettre la polarisation du TEC ( $r_{pol}$ ,  $l_{pol}$ ). Ces éléments sont choisis pour n'avoir aucune influence sur les performances hyperfréquences du circuit.

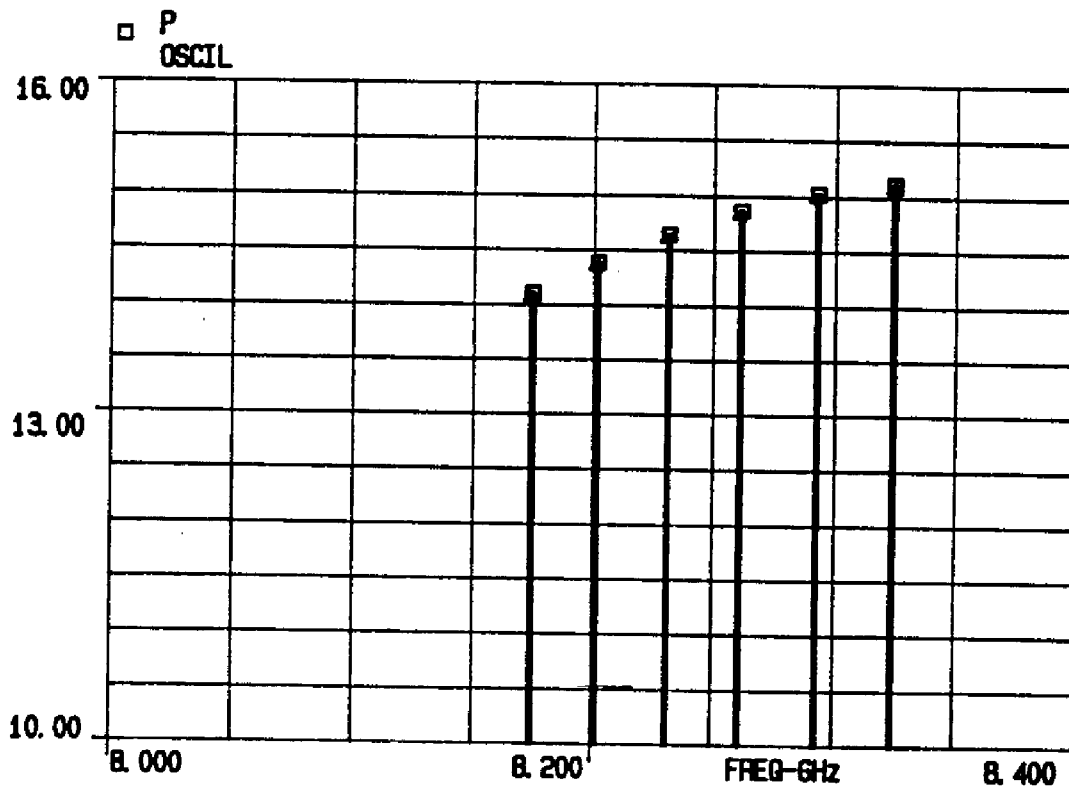
② le schéma équivalent du varactor est réduit à la mise en série d'une résistance de  $10 \Omega$  et d'une capacité variable correspondant respectivement à la résistance moyenne présentée par le varactor lors de sa polarisation en tension et à la capacité non-linéaire du varactor.

Les polarisations nominales sont :

Pour le TEC :  $V_d=5V$ ,  $V_g=-2V$ , soit un courant de drain de 48 mA typique.

Pour le varactor :  $V_v = 1,5V$ .

La figure 2.67 indique le résultat de la simulation non-linéaire lorsque l'inductance  $l_d$  varie de  $\pm 20\%$  autour de la valeur centrale proposée lors de l'approche petit signal.

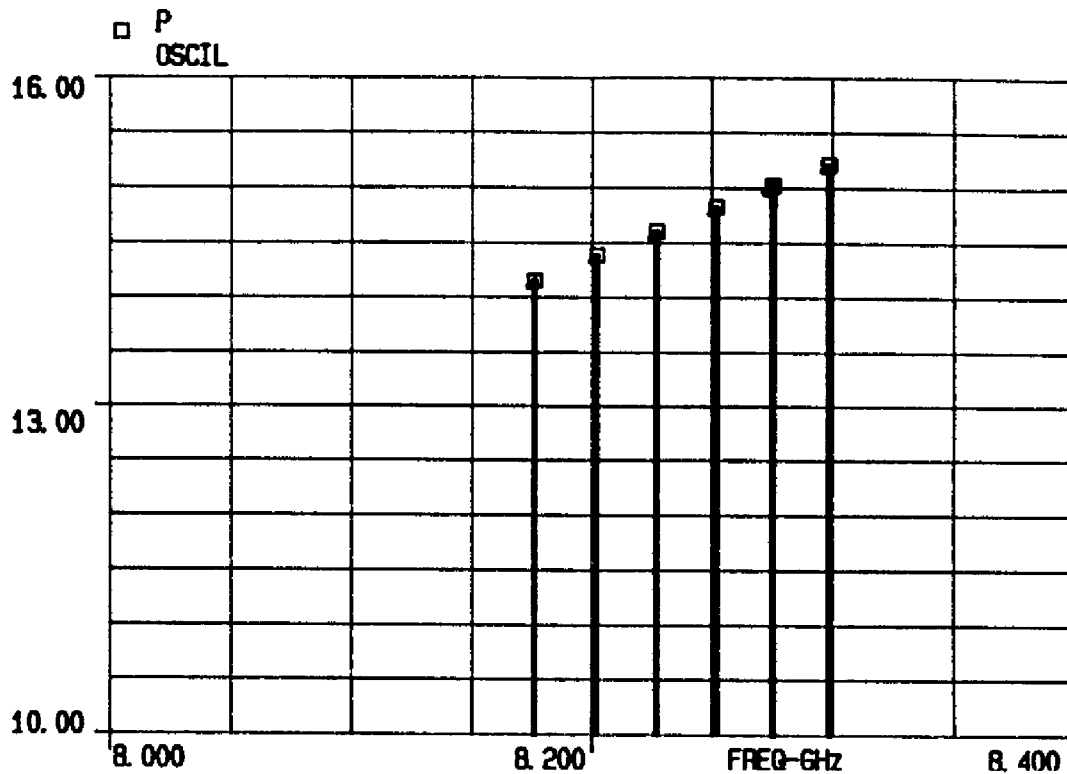


**figure 2.67 : Simulation non-linéaire de l'OCT : Variations de  $l_d$**

La fréquence centrale simulée en régime de fonctionnement non-linéaire est de l'ordre de 8250 MHz. Cette valeur est à comparer à celle déduite de l'analyse petit signal égale à 8200 MHz. Le faible écart entre ces deux fréquences indique que les effets non-linéaires sont peu influents sur la fréquence d'oscillation et permettent de vérifier l'hypothèse de base à la réalisation de l'OCT par une méthode petit signal.

La variation de fréquence due à une variation de  $\pm 20\%$  de  $l_d$  est de 150 MHz. Une optimisation partielle de l'état de fonctionnement fort signal de l'OCT apparaît également possible en notant qu'un accroissement de  $l_d$ , donc de  $X_d$  amène une réduction de puissance. Le même type de remarque est à porter à

l'étude de la figure 2.68 qui représente les évolutions de la fréquence et de la puissance d'oscillation lorsque la capacité  $c_d$  varie de  $\pm 20\%$ .



**figure 2.68 : Simulation non-linéaire de l'OCT ; Variations de  $c_d$**

Ici encore, les variations de la fréquence avec  $c_d$  sont faibles (120 MHz). Un optimum de puissance est obtenu pour les faibles valeurs de  $c_d$  donc pour les valeurs les plus élevées de  $R_d$  ( $R_d=15 \Omega$ ). Dans les deux cas, la variation de puissance induite par une variation de ces éléments est de l'ordre de 2 dB. Cet accès peut donc être retenu pour réaliser l'optimisation en puissance de l'OCT. Les variations de fréquence associées sont alors minimales. La valeur de  $Z_d$  retenue à 8,2 GHz est donc  $Z_d=(15 + j80)\Omega$ .

La figure 2.69 présente la variation de la fréquence de sortie lorsque  $X_s$  varie de  $\pm 20\%$  par pas de 5%. On peut constater que les variations de  $X_s$  ont un effet négligeable sur la puissance de sortie. La variation de fréquence est quant à elle de l'ordre de 100 MHz. Elle est d'autant plus faible que  $X_s$  est faible. La valeur retenue pour  $Z_s$  est  $Z_s=-j50\Omega$  sur la bande utile de fréquence.

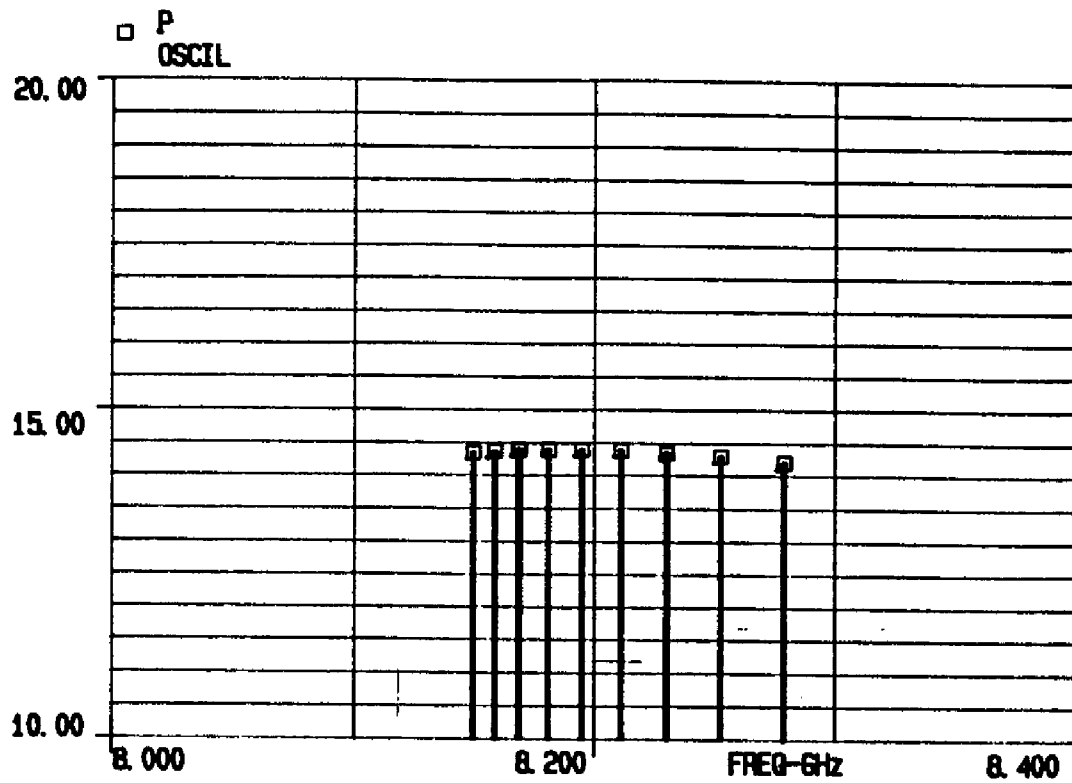


figure 2.69 : Évolution de la fréquence d'oscillation avec Xs

La charge de grille a pour rôle de centrer la fréquence d'oscillation. On vérifie cet aspect sur la figure 2.70, où des variations de  $\pm 10\%$  de l'inductance de grille sont réalisées.

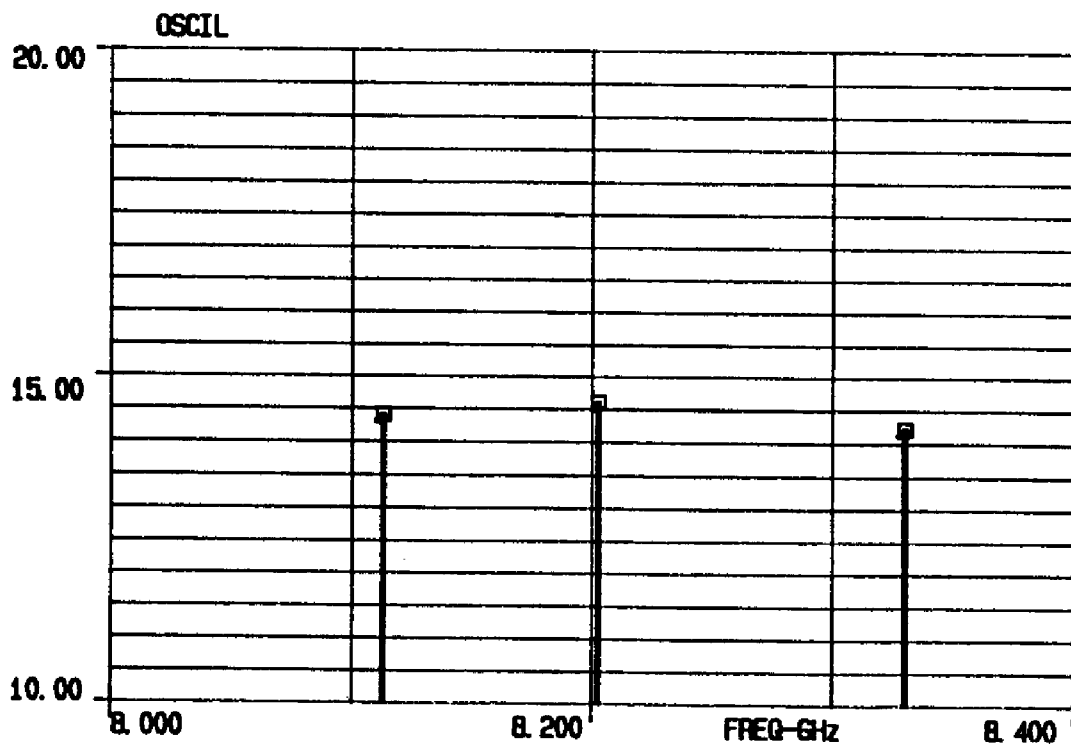


figure 2.70 : Évolution de la fréquence d'oscillation avec Xg

La variation de fréquence est alors d'environ 250 MHz pour une variation de puissance nulle. La charge de grille a donc un effet majeur sur la fréquence d'oscillation.

Le rôle respectif des impédances apparaît donc conforme à celui déterminé lors de l'approche petit signal. On peut noter que la puissance moyenne obtenue à ce point de polarisation est de l'ordre de 14,5 dBm soit un rendement de l'ordre de 12 %. Cette valeur bien que modeste est typique de ce type de réalisation où la puissance ne constitue pas l'objectif majeur de l'optimisation. Le niveau de l'harmonique 2 est de l'ordre de -20 dBm.

Notre deuxième objectif concerne la bande d'accord en fréquence de l'OCT, simulée en régime de fonctionnement grand signal. La figure 2.71 présente le résultat de la simulation lorsque la tension continue appliquée sur le varactor varie de 0 à 3 V.

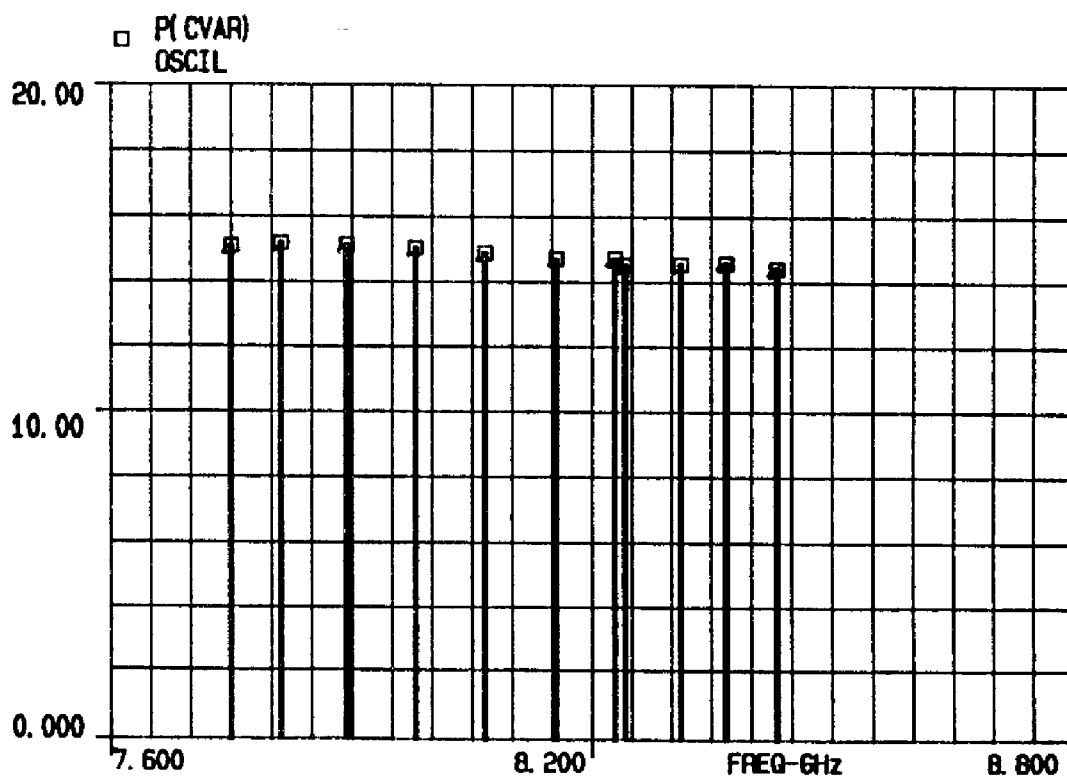


figure 2.71 : Bande d'accord simulée de l'OCT en régime de fonctionnement non-linéaire

On peut noter l'excellent accord qui existe encore entre la prévision petit et grand signal. La bande d'accord simulée en régime de fort signal est de l'ordre de 750 MHz compris entre 7750 et 8500 MHz ce qui représente une différence d'environ 100 MHz avec la prévision petit signal. La commande du varactor permet également d'obtenir une linéarité de l'accord très satisfaisante et une sensibilité de l'OCT de l'ordre de 250 MHz/V.

#### **III.4.4 : Conclusion**

L'approche petit signal a permis de synthétiser une fonction dont les caractéristiques fréquentielles sont très proches de celles simulées en régime de fonctionnement grand signal. L'analyse de la puissance délivrée à la charge montre également un bon comportement de la fonction qui peut être optimisée par des variations de l'impédance de drain présentée au TEC. Le rôle des impédances de bouclage, déterminé lors de l'approche petit signal, est également parfaitement vérifié en régime de fonctionnement grand signal. La réalisation des impédances de fermeture, proposées lors de l'approche précédente, constitue notre prochain objectif.

## **IV : REALISATION DES OCT EN TECHNOLOGIE INTEGREE**

### **IV.1 : Présentation de la filière**

THOMSON COMPOSANTS MICRONDES propose trois filières utilisant comme élément actif le TEC. Les éléments passifs de ces filières sont identiques. Elles diffèrent seulement par la zone active et la largeur de grille de 0,7 et 0,5  $\mu\text{m}$  pour les filières de puissance HP07 et HP05. La largeur de grille du TEC de la filière faible bruit LN05 est également de 0,5  $\mu\text{m}$ . La réalisation d'un amplificateur de puissance pour les besoins de la télémessure impose le choix d'une filière de puissance. La filière HP07 étant en phase de production et en cours de qualification spatiale, a été retenue dans le cadre de nos réalisations.

Un grand choix de composants (capacités Métal-Isolant-Métal, inductances spirales, résistances métalliques et AsGa, varactors, TEC) est fourni au concepteur sous forme d'une bibliothèque standard. Celle-ci décrit simultanément la caractéristique électrique (sous forme de schéma équivalent) du composant et son dessin physique.

On peut noter, par ailleurs, que les valeurs accessibles des éléments passifs sont limitées. Citons, par exemple, la plage de valeurs des capacités MIM comprises entre 0,2 et 5 pF et des inductances spirales comprises entre 0,3 et 5 nH. Ceci peut constituer un handicap certain lors de la conception des circuits. La réalisation d'un circuit de polarisation par exemple peut s'avérer difficile. Ces données doivent être nécessairement prises en compte lors de l'optimisation.

### **IV.2 : Réalisation des fonctions de la fabrication TELEMAQUE**

#### **IV.2.1 : Objectifs**

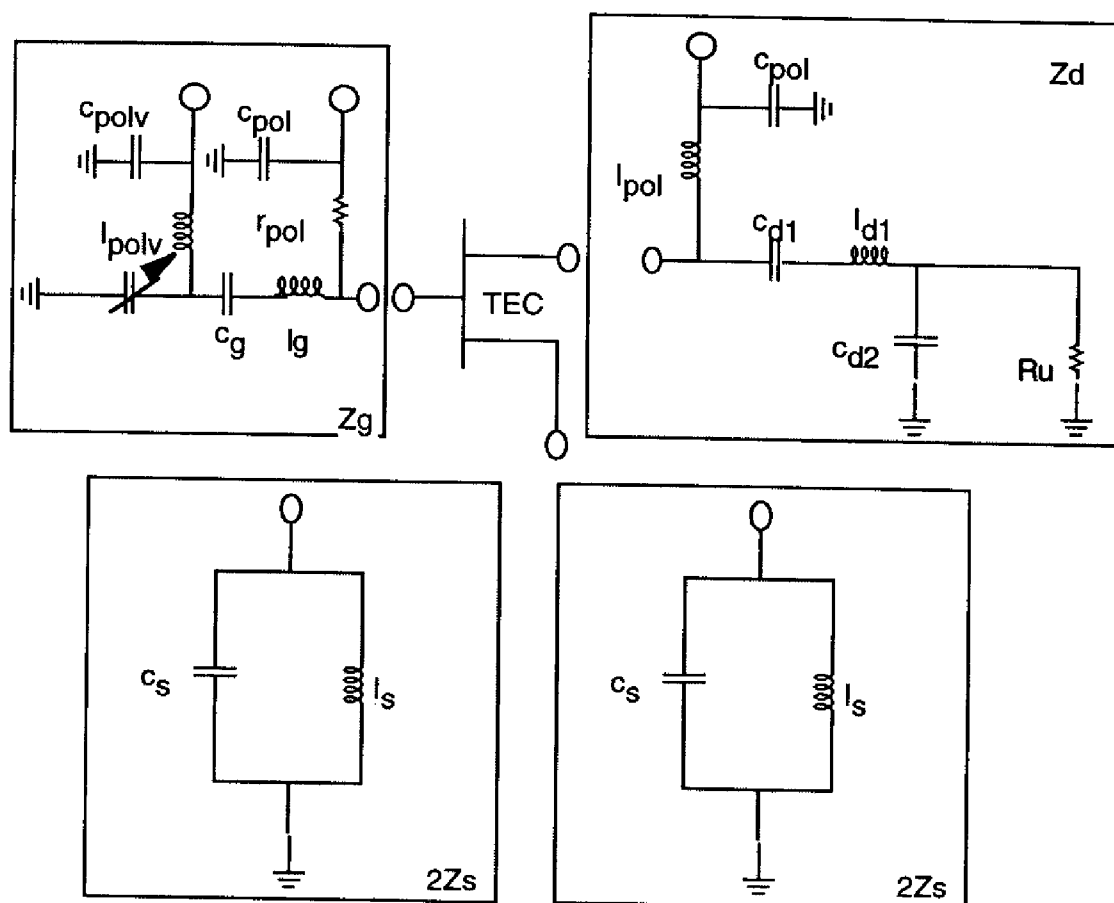
Lors de la réalisation des OCT en technologie intégrée, plusieurs objectifs sont visés :

① vérification des conditions de charge des trois accès proposées lors de l'optimisation de la fonction et des conditions de démarrage de l'oscillation sur la puce réalisée,

② prise en compte des contraintes liées à la polarisation du TEC (circuit de polarisation, tenue en courant des lignes, dépolarisation du TEC sous l'effet de la chute de tension dans les résistances séries du circuit d'alimentation...).



Le schéma utilisant une contre réaction série du TEC présentée figure 2.72 est retenu.



**figure 2.72 : Schéma de l'OCT utilisant une contre réaction série du TEC**

Ce schéma fait apparaître une contre réaction de source adaptée à la topographie du TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$  de la filière HP07. La contre réaction de source est ainsi dédoublée afin de charger les quatre doigts de source du TEC en réduisant les effets distribués. On note également la présence des circuits de polarisation du varactor, de la grille et du drain de l'OCT. Bien que le choix des éléments de polarisation MMIC soit fait pour présenter une influence négligeable aux fréquences microondes, leurs effets doivent être pris en compte lors de l'optimisation des impédances de fermeture. Les hypothèses suivantes sont proposées :

- ① l'impédance de fermeture de grille,  $Z_g$ , comprend la polarisation du varactor et de la grille du TEC, celle de drain,  $Z_d$ , la polarisation de drain du TEC.
- ② les connexions entre éléments sont réalisées avec des lignes microrubans

de longueurs variables en fonction de l'écartement nécessaire pour éviter le couplage des inductances notamment. Leur largeur est fixée à 10  $\mu\text{m}$ .

③ les impédances à synthétiser sont les suivantes à la fréquence de 8,2 GHz et avec le minimum de variation en fréquence sur la bande utile (8-8,4 GHz) :

$$\begin{cases} R_s \approx 0 \\ X_s \approx -50\Omega \\ R_d \approx 15\Omega \\ X_d \approx 80\Omega \end{cases}$$

④ les contraintes de l'optimisation globale imposent une impédance à partie réelle négative du montage de l'ordre de  $-40\Omega$ , tenant compte de la résistance série du varactor sur la bande d'accord en fréquence de l'OCT (7,8-8,6 GHz). Les fréquences minimum et maximum pour lesquelles existe une impédance à partie réelle négative sont  $f_{\min}=7\text{ GHz}$  et  $f_{\max} = 9\text{ GHz}$ .

⑤ les valeurs initiales proposées lors de l'approche simplifiée ne prenant pas en compte les éléments de polarisation et de connexion sont utilisées :

$$\begin{cases} l_s = 1,4\text{ nH} \\ c_s = 0,43\text{ pF} \\ l_d = 1,9\text{ nH} \\ c_d = 0,6\text{ pF} \\ R_u = 50 \\ l_g = 1,9\text{ nH} \\ c_g = 2\text{ pF} \end{cases} \quad \text{les éléments de polarisation sont posés égaux à} \quad \begin{cases} l_{\text{pol}} = 4\text{ nH} \\ c_{\text{pol}} = 4\text{ pF} \\ l_{\text{polv}} = 4\text{ nH} \\ R_{\text{pol}} = 1\text{ k}\Omega \\ c_{\text{polv}} = 4\text{ pF} \end{cases}$$

⑥ la capacité varactor est fixée à sa valeur centrale. L'objectif est d'annuler la partie imaginaire à la fréquence de 8,2 GHz.

#### **IV.2.2 : Résultats de l'optimisation**

L'optimisation de la fonction objectif définie précédemment en six points est alors réalisée, impédance par impédance, avec les contraintes simultanées sur l'impédance globale du circuit. La solution est très rapidement déterminée par le simulateur.

On représente sur les figures 2.73 et 2.74, la réponse en fréquence des impédances de source et de drain en partie réelle et imaginaire. On peut constater que les objectifs fixés sont atteints. La variation des impédances optimum déterminées lors de l'approche simplifiée est de l'ordre de  $\pm 20\%$  sur la bande d'accord en fréquence de l'OCT.

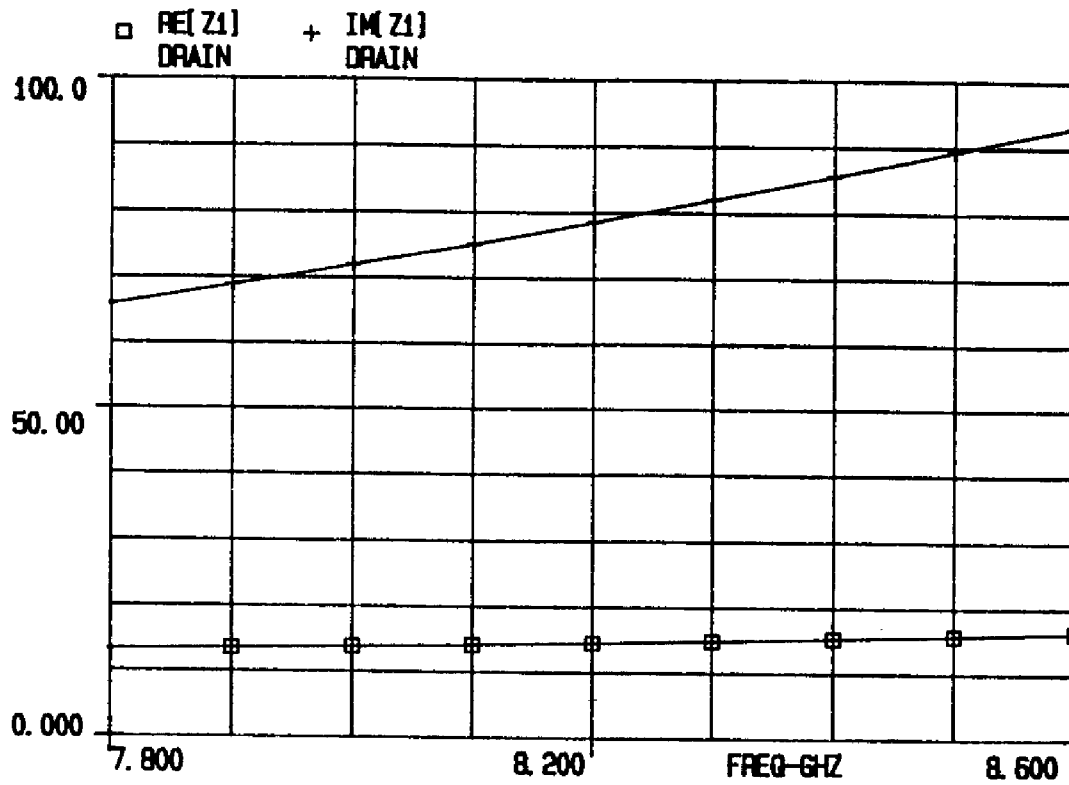


figure 2. 73 : Rd et Xd en fonction de la fréquence

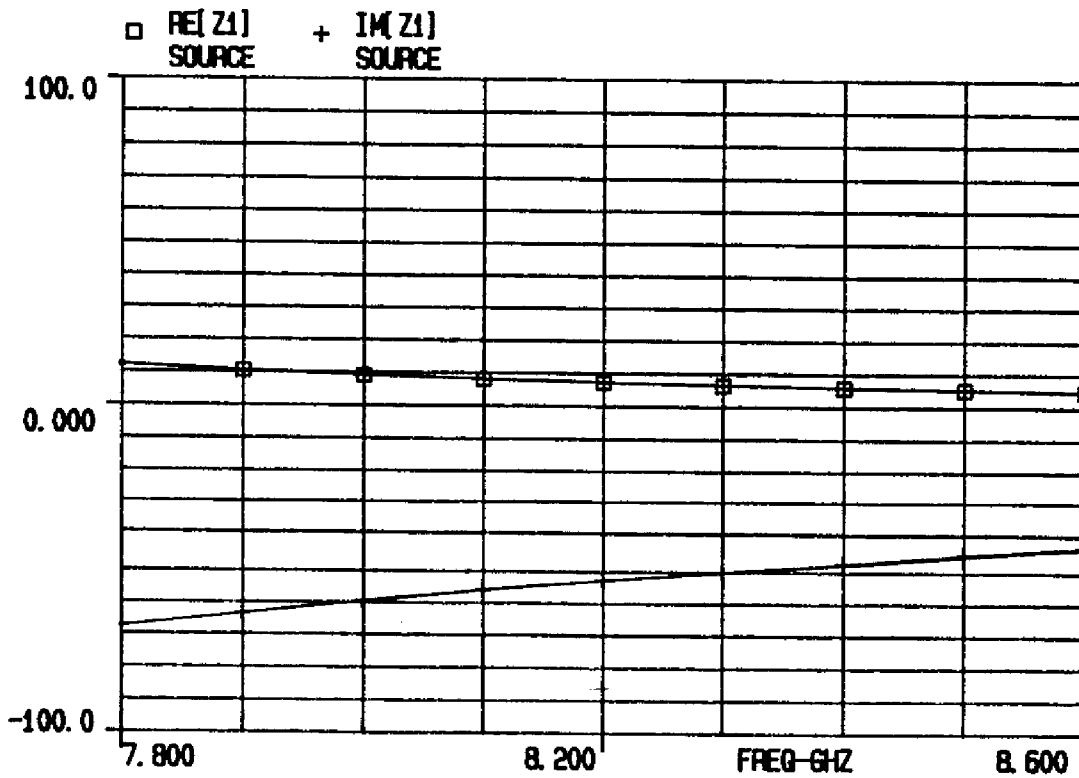
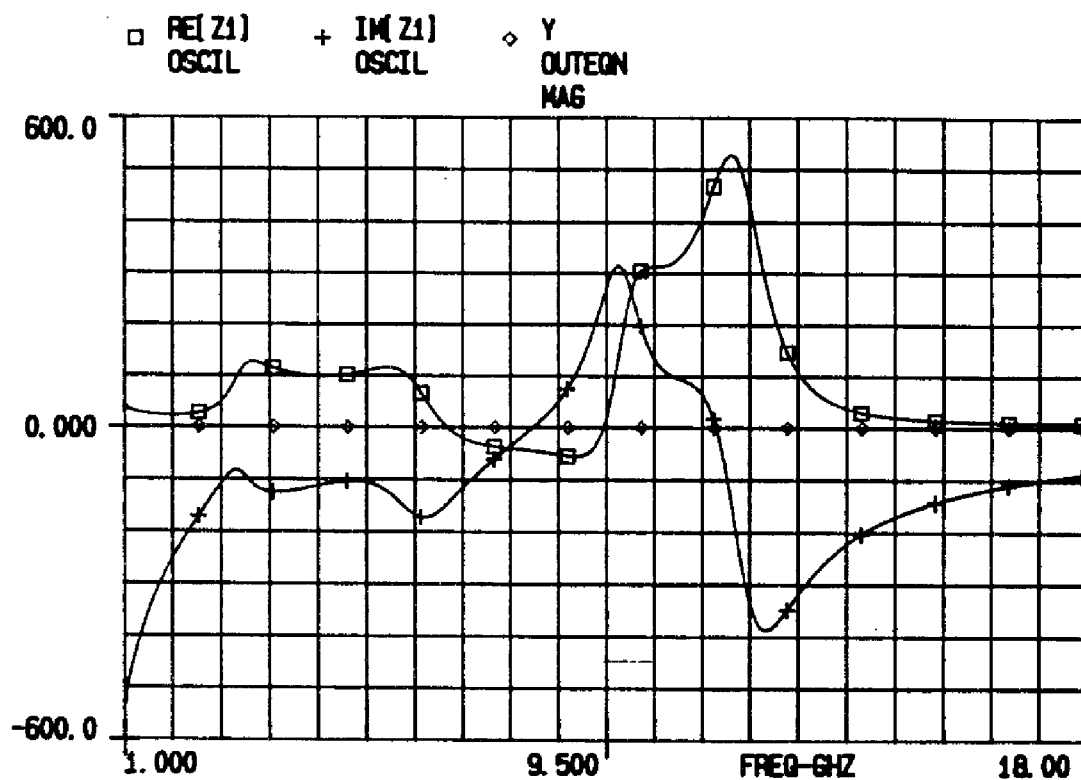


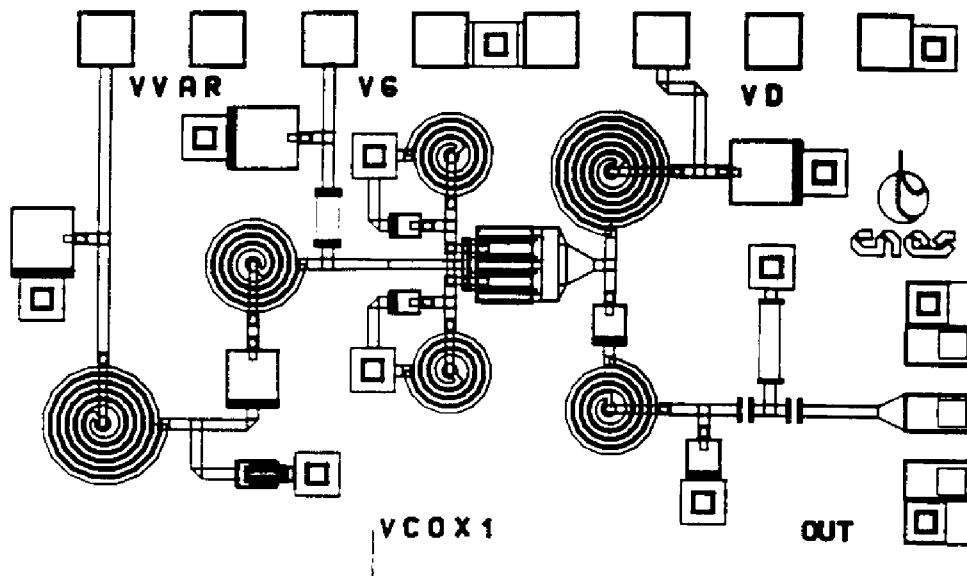
figure 2. 74 : Rs et Xs en fonction de la fréquence

L'impédance globale du circuit,  $Z_0$ , présente une dépendance avec la fréquence représentée sur la figure 2.75.



**figure 2.75 :  $R_o$  et  $X_o$  en fonction de la fréquence**

Les éléments passifs de la filière ont des valeurs très proches de celles définies lors de l'approche simplifiée. La bande d'accord simulée en régime de fonctionnement petit signal de l'OCT est de l'ordre de 800 MHz. La puce MMIC est complétée par un atténuateur en T résistif de 4 dB qui permet d'adapter correctement la sortie sur  $50 \Omega$ . Cet ensemble est présenté sur la figure 2.76. La dimension de la puce est de l'ordre de  $2 \text{ mm}^2$ .



**figure 2.76 : Puce OCT avec son atténuateur**

Pour évaluer avec précision la qualité de prévision de la fréquence d'oscillation en éliminant l'incertitude amenée par le modèle du varactor, un oscillateur à fréquence fixe a été réalisé. Cet oscillateur est identique à l'OCT précédent avec pour seule modification, l'utilisation d'une capacité fixe à la place du varactor et de son circuit de polarisation. La capacité est calculée pour centrer la fréquence d'oscillation à 8,2 GHz. Une résistance de  $15 \Omega$  simule la résistance série moyenne du varactor.

#### **IV.2.3 : OCT utilisant une contre réaction parallèle**

Une seconde version de l'OCT utilisant une contre réaction parallèle du TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$  a pour objectif de présenter une pente de réactance de l'élément actif  $X_{ea}$  avec la fréquence ( $P_{fea}$ ) maximum, ceci afin de réaliser une condition favorable pour la réduction du bruit de phase de l'OCT. L'optimisation des conditions d'impédance de charge autorisant la vérification des conditions de démarrage dans la bande de fréquence utile et la réalisation d'un facteur  $P_f$  élevé, est obtenue selon la même méthodologie que celle présentée pour la réalisation de l'OCT utilisant une contre réaction série. La visualisation graphique de l'effet des impédances de fermeture sur la réponse de l'élément actif vue côté grille du composant, résultat de l'analyse réalisée au paragraphe II.3.2 est ainsi mise à profit.

La figure 2.77 représente la partie réelle et la partie imaginaire globale du circuit utilisant une contre réaction parallèle. On note que dans ce cas, la valeur de  $P_f$  est environ 5 fois plus élevée que dans la première version d'OCT (40  $\Omega$ /GHz). La bande de fréquence d'accord est réduite à 600 MHz. La réalisation en circuit intégré de cet OCT est représenté sur la figure 2.78.

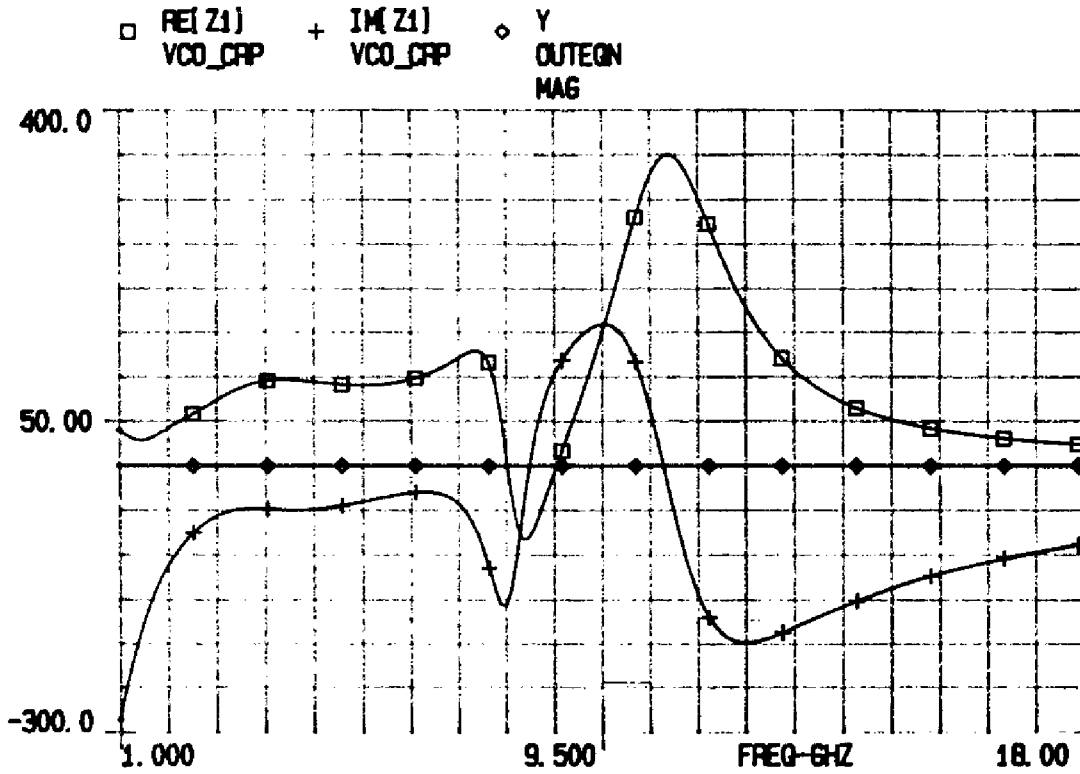


figure 2.77 :  $R_o$  et  $X_o$  de l'OCT utilisant une contre réaction parallèle

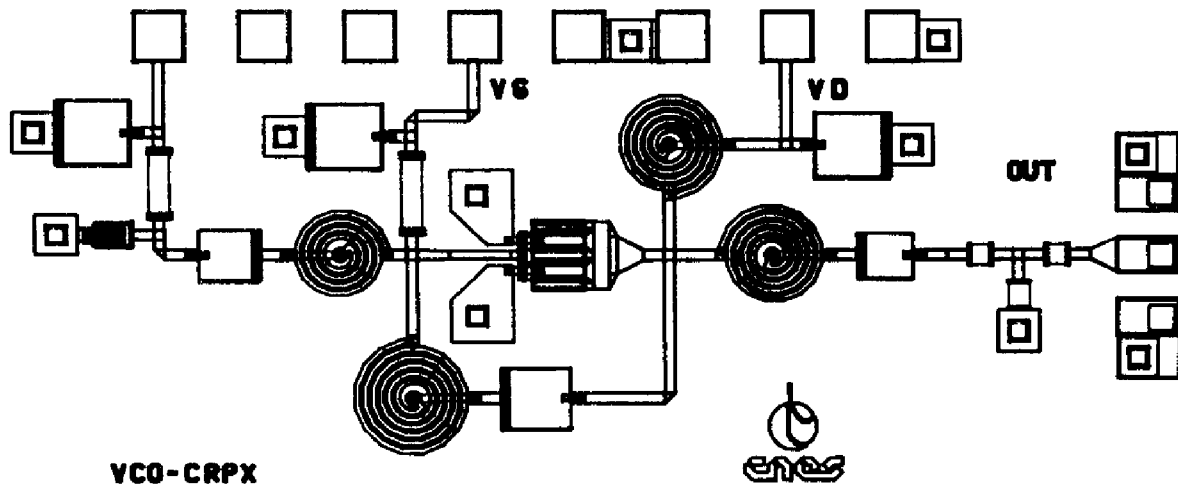


figure 2.78 : Topographie de l'OCT utilisant une contre réaction parallèle

#### **IV.2.4 : Conclusion**

La méthodologie mise en place permet de proposer, pour la première configuration d'OCT, des critères de faibles variations de l'impédance globale du circuit oscillateur face aux dispersions technologiques. La seconde version utilisant une contre réaction parallèle du TEC, permet d'optimiser la surtension du circuit avec un facteur environ 5 fois plus élevé de  $P_{fea}$ , pente de la réactance globale du circuit avec la fréquence. L'objectif est, dans ce cas, de réduire le bruit de phase de l'OCT.

Les conditions de démarrage petit signal sont vérifiées dans la seule bande d'intérêt et avec une sensibilité aux dispersions technologiques réduite. L'analyse dans le domaine non-linéaire autorise ensuite une optimisation ordonnée des impédances initialement proposées. L'objectif du prochain paragraphe concerne la comparaison des résultats simulés des OCT intégrés en régime de fonctionnement non-linéaire et des résultats de mesure de la fabrication en fonderie TELEMAQUE.

## **V : SIMULATIONS NON-LINEAIRES ET MESURES**

### **V.1 : Introduction**

Nous nous intéressons plus particulièrement dans cette partie à la qualité de prévision de la fréquence d'oscillation déterminée par la simulation non-linéaire des fonctions réalisées en technologie intégrée de la fabrication en fonderie TELEMAQUE. L'approche développée en régime de fonctionnement petit signal présentée au paragraphe précédent, pour réduire les effets de la dispersion technologique, est ainsi vérifiée par la comparaison des simulations et des mesures de cette fabrication. Les fonctions suivantes sont présentées :

- ① oscillateur à fréquence fixe ( $f_0=8,2$  GHz) nommé OSC82,
- ② étage tampon et diviseur de puissance WILKINSON destinés à isoler les OCT,
- ③ OCT utilisant une contre réaction série de source avec étage tampon et diviseur de puissance WILKINSON,
- ④ OCT utilisant une contre réaction parallèle avec étage tampon et diviseur de puissance WILKINSON,

Les résultats de mesure d'un nombre important de sites positionnés sur deux plaques sont ainsi proposés, l'une délivrée au CNES par le fondeur, l'autre étant directement caractérisée chez THOMSON/TCS.



## V.2 : Oscillateur à fréquence fixe

### V.2.1 : Simulation

L'oscillateur à fréquence fixe est simulé au point de polarisation nominal  $V_{ds}=5$  V,  $I_{ds}=48$  mA ( $I_{dss}/2$  typique). Cette simulation est réalisée sur LIBRA et mwSPICE. Les résultats de l'analyse non-linéaire, issus de l'analyseur LIBRA sont présentés sur la figure 2.80. La même simulation dans le domaine temporel donne l'allure de l'onde hyperfréquence de la figure 2.81.

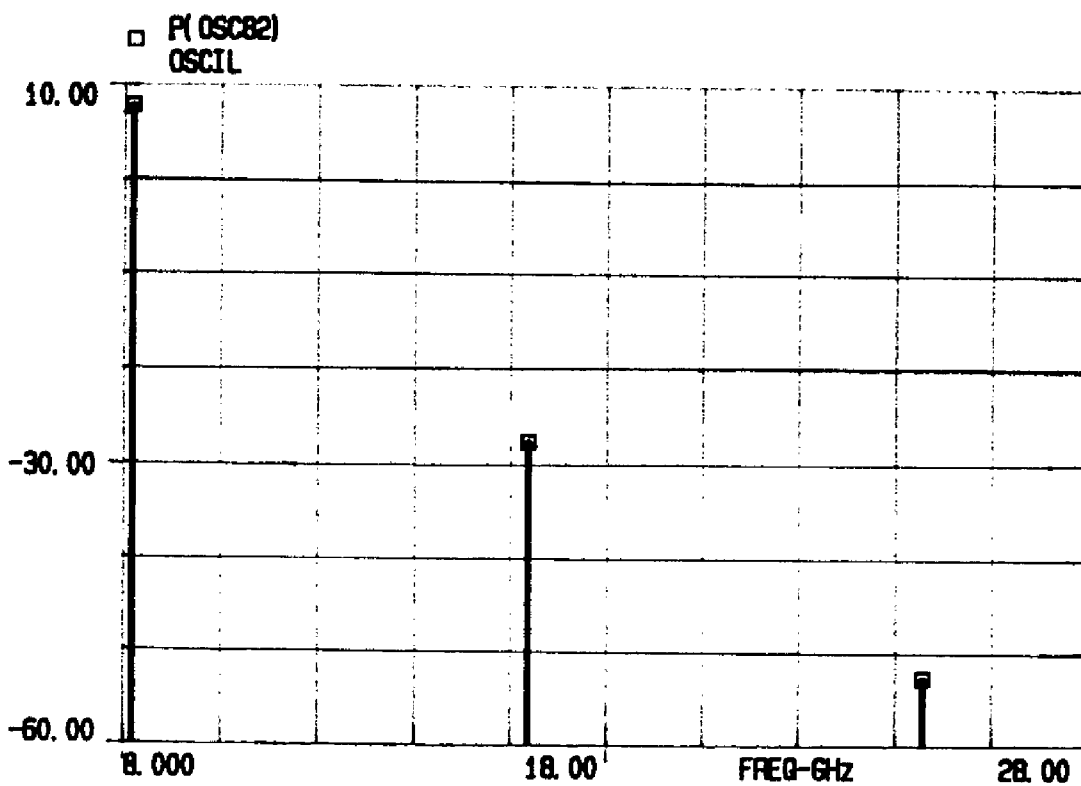
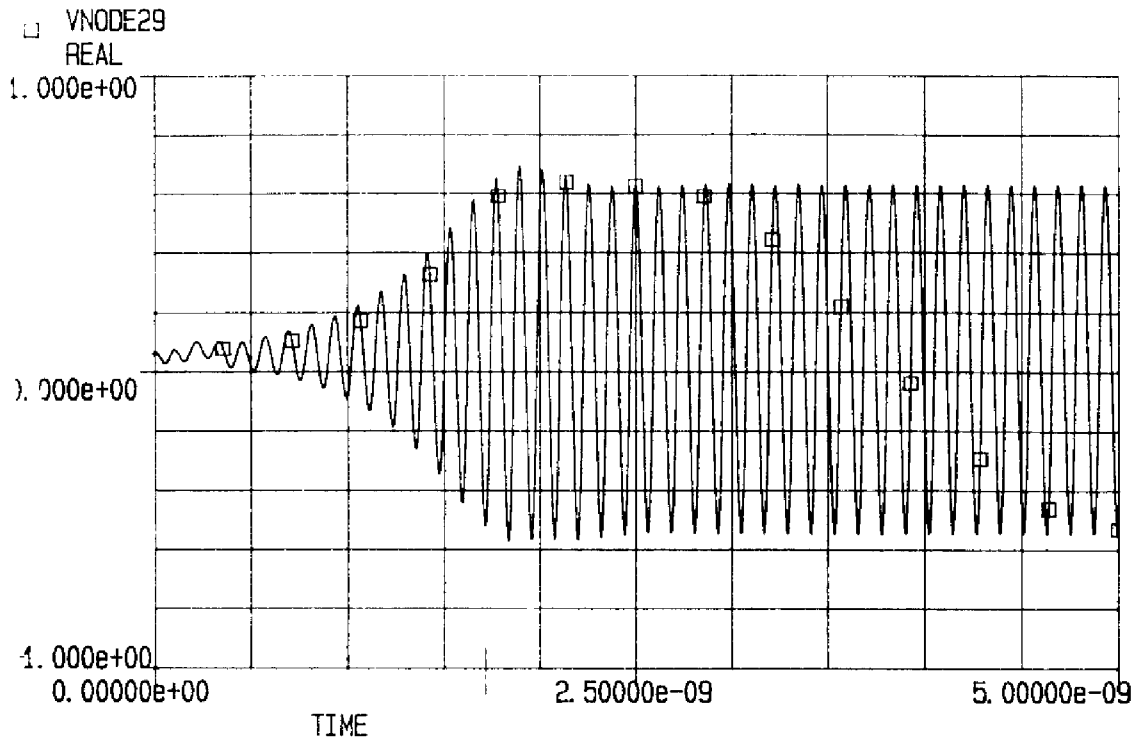


figure 2.80 : Résultats de simulation non-linéaire de l'oscillateur à fréquence fixe (LIBRA)

Les résultats de l'analyse non-linéaire indiquent une puissance de 8 dBm à la fréquence de 8,18 GHz avec un atténuateur 4 dB. L'harmonique 2 présente un niveau de l'ordre de -30 dBm.



**figure 2.77 : Résultats de simulation non-linéaire de l'oscillateur à fréquence fixe  
(Résultats mwSPICE)**

La simulation dans le domaine temporel (figure 2.81) permet de vérifier que le démarrage de l'oscillation ne se fait pas à une fréquence non prévue par les précédentes approches. On vérifie également que le courant de grille du TEC est très faible, voir nul.

Les résultats des deux simulations sont reportés dans le tableau 2.7

Oscillateur à fréquence fixe	Analyseur mwSPICE	Analyseur LIBRA (V 3.5)
<b>OSC82 (Vd=5 V, Ids=48 mA)</b>		
Fréquence en MHz	8260	8180
Puissance en dBm avec atten 4 dB		
fo	7	8
2fo	-32	-29
Facteur de pushing de grille en MHz/V	150	160

**Tableau 2.7 : Résultats de simulation de l'oscillateur OSC82**

Ces résultats apparaissent satisfaisants. Ces performances sont néanmoins obtenues lorsque les valeurs nominales de tous les éléments constituant l'oscillateur sont considérées. L'effet de variations des paramètres nominaux, même si il est

théoriquement réduit par l'approche petit signal développée n'est pas connu. Ceci nécessite une analyse de dispersion présentée dans le prochain paragraphe.

## **V.2.2 : Analyse de dispersion**

### **V.2.2.1 : Introduction**

L'analyse de l'évolution des caractéristiques électriques d'un montage sous l'effet d'écart technologiques déterminés par rapport aux valeurs nominales est l'un des points durs de la conception d'un oscillateur. La présence d'un élément actif (le TEC) et le fonctionnement très non-linéaire de l'oscillateur imposent pour réaliser une analyse de dispersion rigoureuse :

① de posséder un schéma équivalent physique du TEC basé sur les dimensions géométriques et les caractéristiques propres au composant (dopage, mobilité des porteurs, etc...).

② d'analyser les phénomènes dispersifs en fonctionnement non-linéaire sur la fréquence d'oscillation.

Le premier point de l'analyse n'est pas vérifié dans notre contexte. La prise en compte des variations des paramètres nominaux du TEC en régime de fonctionnement non-linéaire est donc impossible. Le second point apparaît envisageable si les seuls éléments considérés dans l'analyse sont les éléments passifs de la filière.

### **V.2.2.2 : Hypothèses de l'étude de sensibilité et résultats**

L'étude de sensibilité réalisée suppose donc que seuls les éléments passifs de la filière évoluent sous l'effet de la dispersion technologique. Les variations non-linéaires de la fréquence peuvent alors être étudiées par une méthode de type MONTE CARLO [43]. Le tirage aléatoire d'un ensemble de valeurs variant dans une plage déterminée par le fondeur est simulé. Pour chaque ensemble de valeurs, une analyse en régime non-linéaire est réalisée et permet d'extraire la fréquence et la puissance du signal. Les hypothèses suivantes sont considérées :

① l'écart d'un élément par rapport à sa valeur nominale est déterminé par son écart type, noté  $\sigma$ . Cet écart est fourni pour chaque élément de la filière de plaque à plaque par le fondeur et sera utilisé dans l'analyse de sensibilité.

② les variations des capacités sont supposées corrélées entre elles. Elles sont essentiellement dues à des modifications de l'épaisseur du diélectrique et à des variations de la constante diélectrique de l'isolant, phénomènes souvent généralisés sur la plaque [2]. L'écart type des capacités est de l'ordre de 10%

③ les variations des inductances sont supposées corrélées entre elles. L'écart type est de l'ordre de 10 %.

④ les variations des résistances métalliques sont supposées corrélées entre elles. L'écart type est également de l'ordre de 10 %.

Pour éviter des variations trop importantes des paramètres précédents, la dispersion est supposée limitée à  $\pm 0,5 \sigma$ . Cette précaution est nécessaire afin d'éviter une divergence du module de recherche automatique de la fréquence d'oscillation. Rappelons, en effet, que l'analyse de l'oscillateur est au préalable liée à la détermination d'une solution approximative en régime petit signal de la fréquence d'oscillation. Si cette solution est trop éloignée de la solution finale, l'algorithme d'équilibrage harmonique diverge. La figure 2.82 donne un exemple des résultats obtenus pour quelques tirages lorsque les variations précédemment définies sont appliquées au circuit oscillateur à fréquence fixe nommé OSC82. La fréquence d'oscillation reste dans une plage de fréquence de  $\pm 1\%$  autour de 8,2 GHz pour 90 % des tirages. Cette valeur apparaît très satisfaisante.

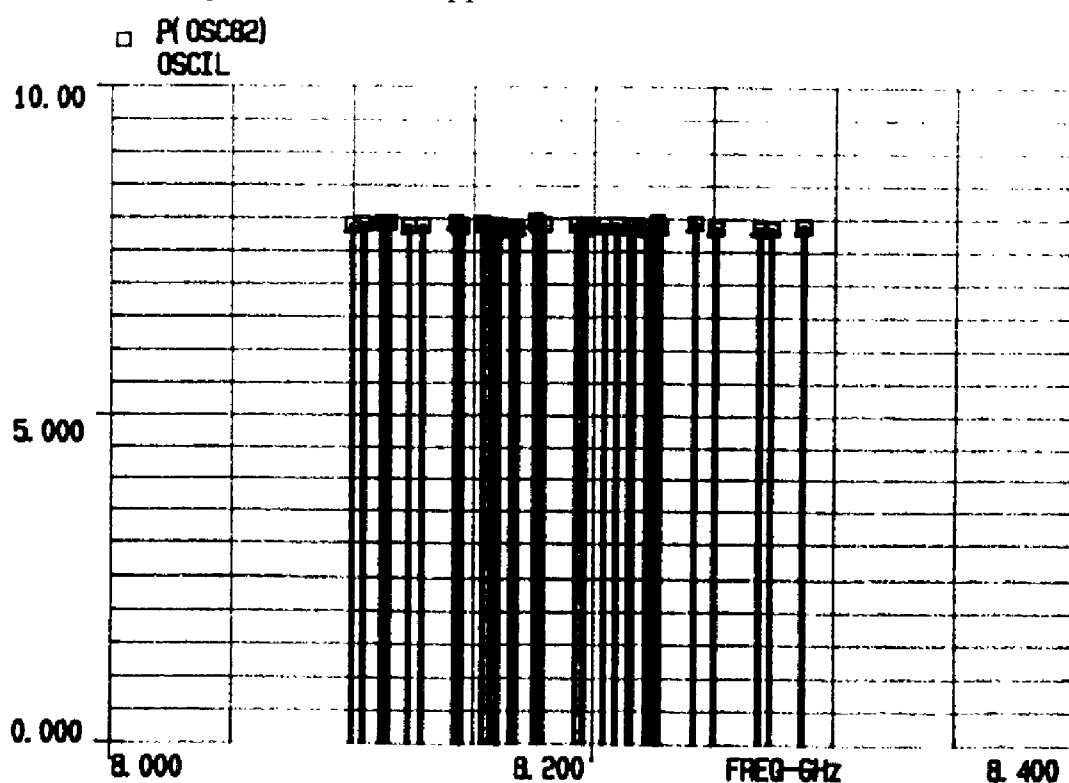
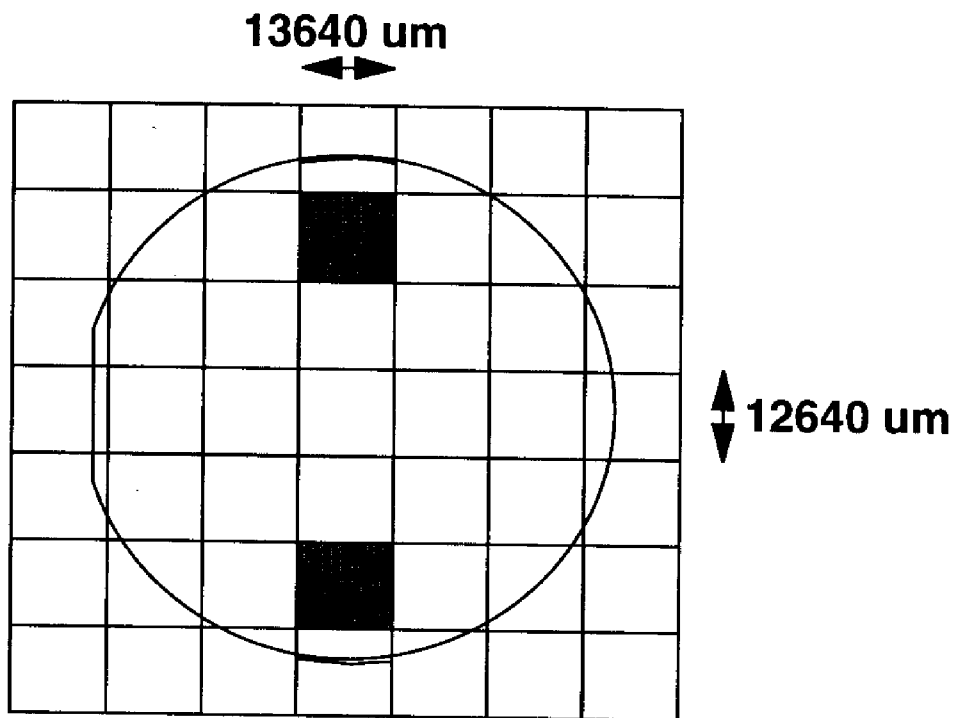


figure 2. 82 : Résultats graphiques de l'étude de dispersion non-linéaire

### V.2.3 : Résultats électriques de la plaque mesurée

#### V.2.3.1 : Présentation du réticule

La figure 2.83 présente la configuration de la plaque TELEMAQUE dont le réticule unité mesure 13640  $\mu\text{m}$  en abscisse et 12640  $\mu\text{m}$  en ordonnée. Le nombre de sites pour chaque fonction est de l'ordre de 20.



**figure 2.83 : Configuration des sites de la fabrication TÉLÉMAQUE**

Les résultats des tests électriques (tableau 2.8) réalisés par le fondeur présentent des écarts par rapport aux valeurs typiques de l'ordre de quelques % pour des paramètres majeurs comme la transconductance ( $g_m$ ) ou la capacité surfacique. Ces écarts permettent de respecter la plage de variation maximum définie pour chaque élément de la filière et répondent aux critères de qualité électrique de la plaque.

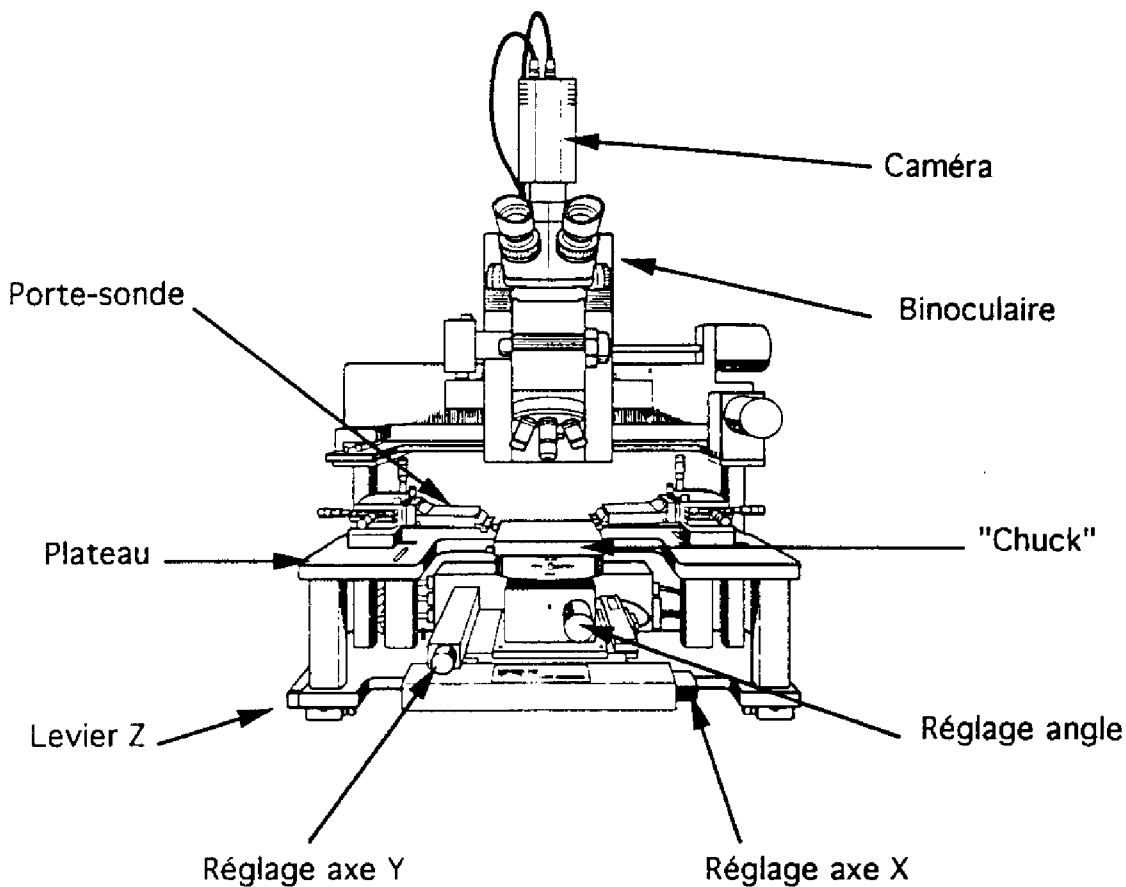
Paramètre	unité	typique	moyenne mesurée sur 20 sites	écart par rapport à la valeur typique
Idss	mA/mm	300	298	-0,6 %
gm	mS/mm	105	103	-2 %
Vp	V	-4	-3,85	-4 %
résistances TaN	$\Omega$ /carré	30	30,7	+2 %
résistances AsGa	$\Omega$ /carré	170	168	-1%
résistances EP	m $\Omega$ /carré	15	15,56	+3 %
capacité surfacique	pF/mm <sup>2</sup>	250	256	+2.5 %

**Tableau 2. 8 : Résultats des tests électriques de la plaque fournie au CNES**

#### **V.2.4 : Mesures de l'oscillateur**

##### **V.2.4 .1 : Introduction**

Les oscillateurs de la fabrication TELEMAQUE sont mesurés sur une station de mesure sous pointe Cascade Microtech représentée sur la figure 2.84. Des pointes RF coplanaires masse-signal-masse sont utilisées sur les accès hyperfréquences des circuits, l'alimentation continue étant assurée par une carte à pointe où 8 polarisations peuvent être appliquées simultanément. Les mesures de fréquence et de puissance sont réalisées grâce à un compteur de type 5342A de HEWLETT PACKARD. Les polarisations sont appliquées successivement sur la grille puis sur le drain des TEC de l'oscillateur et de l'étage tampon s'il existe. **Les pertes associées au dispositif de mesure sont de l'ordre de 3 dB. Elles seront prises en compte dans les bilans de puissance présentés dans ce mémoire notamment au niveau des comparaisons mesure-simulation.**

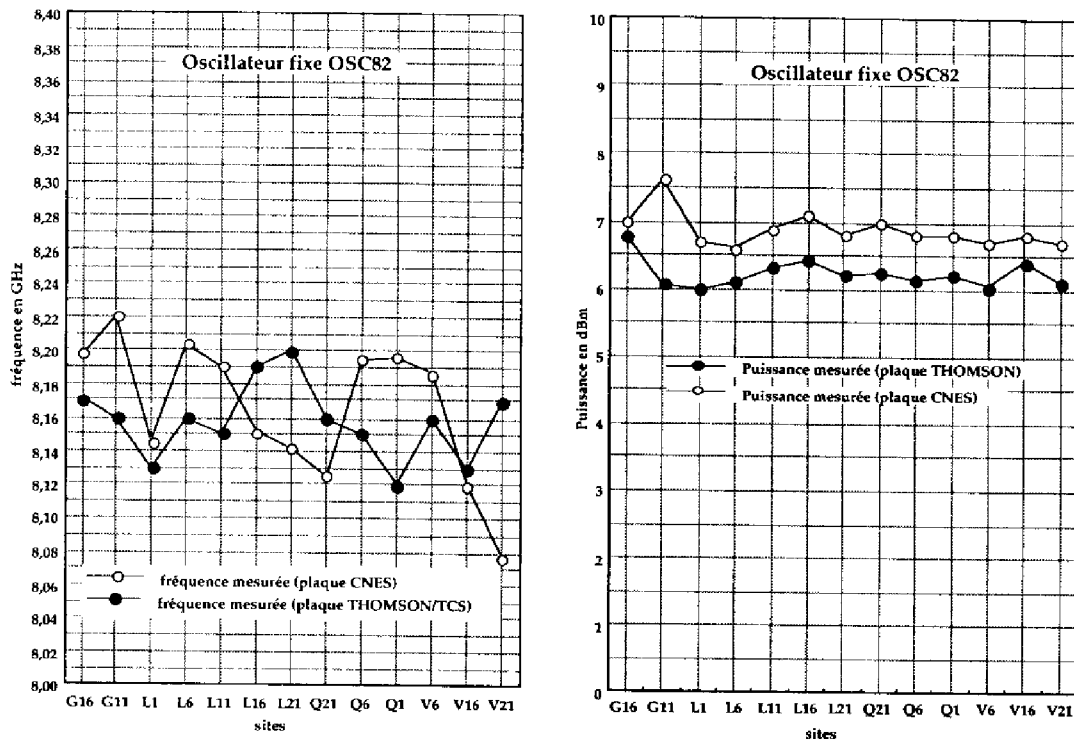


**figure 2.84 : Configuration de la station de mesure sous pointes**

L'oscillateur est polarisé initialement à  $V_{ds}=5\text{ V}$  et  $V_{gs}=-2\text{ V}$ . Le courant de drain obtenu est très variable suivant les sites mesurés (de 25 à 60 mA pour une simulation de 48 mA). Cette dispersion est attribuée aux variations conséquentes de la tension de pincement  $V_p$ . Il est donc préférable d'ajuster le courant consommé par le TEC, soit en théorie de l'ordre de 50 mA, de façon identique sur tous les sites.

### V.2.4.2 : Résultats

La fréquence d'oscillation mesurée est de l'ordre de 8150 MHz en moyenne sur la totalité des sites mesurés (figure 2.85) avec une puissance de sortie de 7 dBm (4 dBm + 3 dB de pertes dues au dispositif de mesure). On note une réjection de -40 dBc de l'harmonique 2 (figure 2.86).

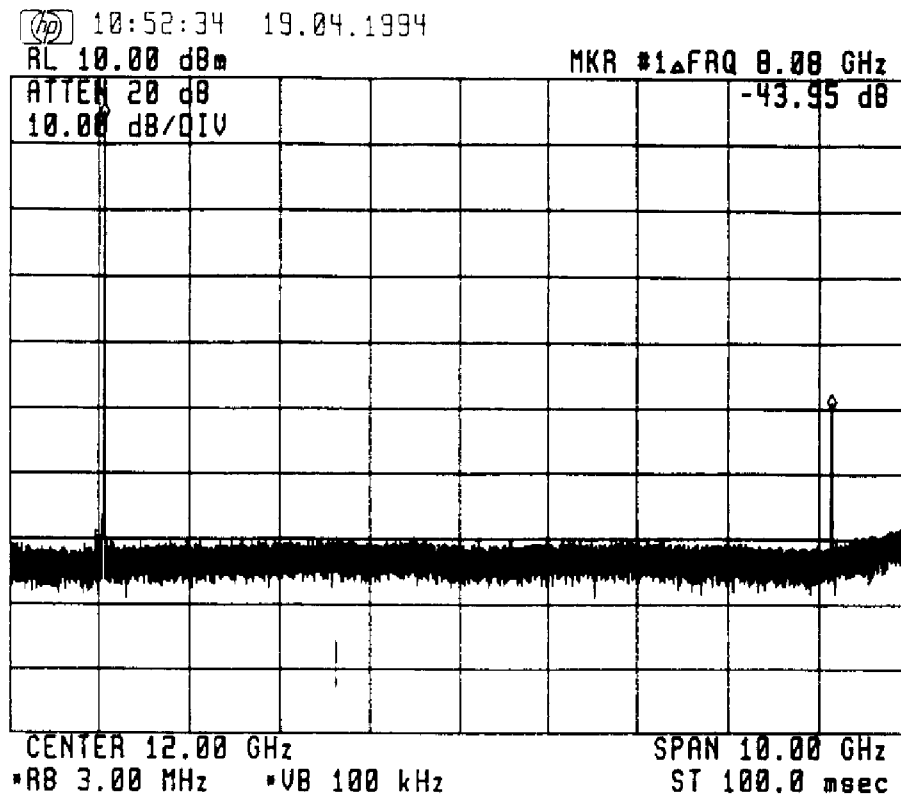


**figure 2. 85 et 2.85 bis : Mesure de l'oscillateur à fréquence fixe (fréquence et puissance)**

La dispersion en fréquence sur tous les sites mesurés est de l'ordre de 100 MHz lorsque le courant de drain est maintenu à 48 mA. La mesure sur les deux plaques donne des résultats similaires. La puissance de sortie est également conforme aux simulations avec une différence de l'ordre de 1 dB entre les mesures des deux plaques. Notons que la sensibilité de la fréquence d'oscillation à des variations des tensions de polarisation indique des valeurs de l'ordre de 180 MHz/V pour la grille et de 20 MHz/V pour le drain.

Cette fonction est en tous points conforme aux simulations et démontre une grande reproductibilité des performances. On valide ainsi la démarche théorique entreprise et la qualité des modèles utilisés.





**figure 2.86 : Spectre de l'oscillateur à fréquence fixe**

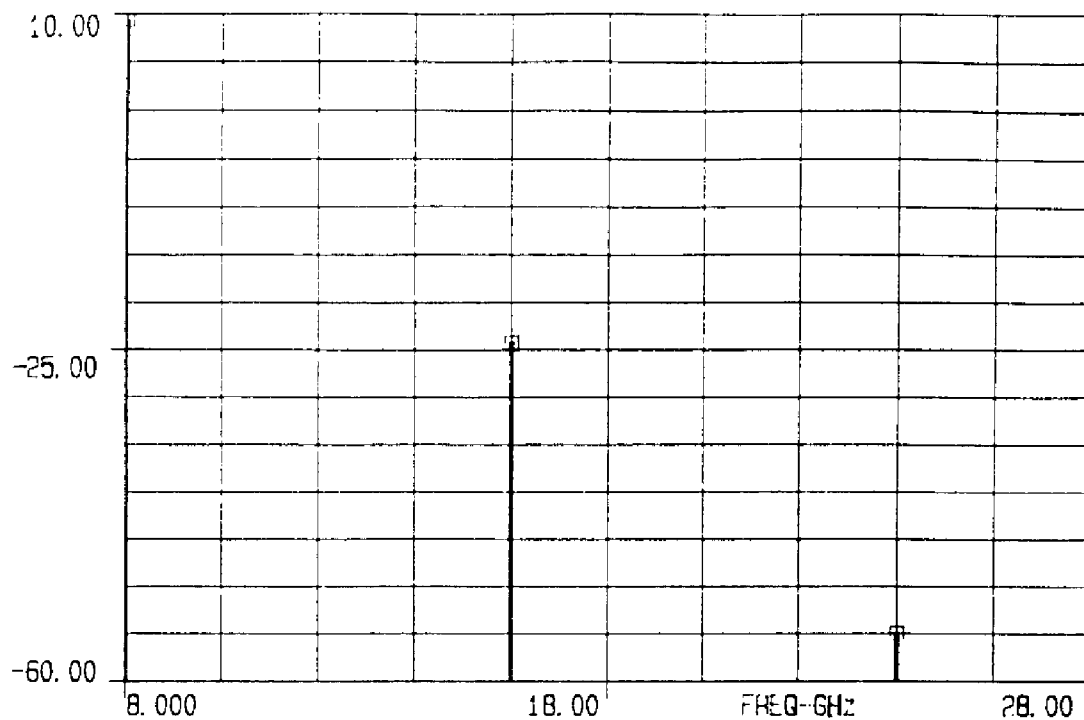
### **V.3 : OCT utilisant une contre réaction série**

#### **V.3.1 : Introduction**

Cette puce est constituée de l'OCT utilisant une contre réaction série, d'un atténuateur en T, d'un étage tampon et du diviseur de puissance WILKINSON. Chaque fonction est simulée en régime de fonctionnement non-linéaire sur LIBRA. En dernier lieu, la puce complète est reconstituée et simulée entièrement.

#### **V.3.2 : Simulation de l'OCT**

L'OCT seul est considéré dans cette simulation dont l'objectif est de confirmer les performances en régime de fonctionnement non-linéaire de l'OCT intégré. La figure 2.87 présente le spectre de l'OCT à la fréquence centrale d'oscillation  $f_0=8,2$  GHz, lorsque celui-ci est suivi d'un atténuateur 4 dB.

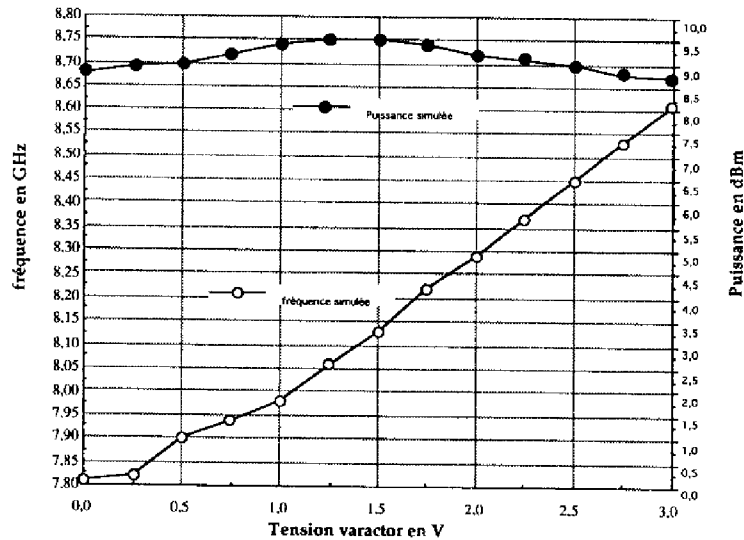


**figure 2. 87 : Spectre simulé du signal délivré à la fréquence centrale d'oscillation**

On constate que la puissance au fondamental est de l'ordre de 9 dBm avec un atténuateur 4 dB. Cette valeur est inférieure de 1,5 dB à celle qui avait été simulée en considérant l'OCT idéal, les pertes dans les lignes de transmission et les divers éléments parasites non décrits dans la simulation initiale étant à l'origine de cette réduction. L'harmonique 2 présente une valeur de -25 dBm .

Les résultats présentés sur les figures 2.88 montrent l'évolution de la fréquence fondamentale et de la puissance de sortie en fonction de la valeur de la tension appliquée sur le varactor.

Comme prévu par l'étude en régime petit signal, une plage d'accord d'environ 800 MHz avec une puissance de sortie comprise entre 8,5 et 9,5 dBm sont obtenues (avec atténuateur 4 dB en sortie). On constate que la linéarité de l'accord est globalement assurée par une variation moyenne de 250 MHz/V de la fréquence d'oscillation.



**figure 2.88 : Plage d'accord et linéarité de la réponse de l'OCT**

La bande de fréquence utile (8-8,4 GHz) est, dans ces conditions, parfaitement couverte et avec une marge de fréquence conséquente. On note enfin que les résultats de la simulation dans le domaine temporel sont sensiblement identiques et indiquent des écarts avec la simulation dans le domaine tempo-fréquentiel de l'ordre du %. Une étude de dispersion identique à celle présentée dans le cadre de la réalisation de l'oscillateur à fréquence fixe montre que près de 90 % des circuits tirés au sort avec des variations de  $\pm 0,5 \sigma$  présentent une variation de fréquence inférieure à 1 %.

### **V.3.3 : Simulation de l'étage tampon et du diviseur WILKINSON**

#### **V.3.3.1 : Introduction**

Il apparaît nécessaire de réaliser un étage tampon dont la fonction est d'assurer une bonne isolation de l'OCT à des variations de charge à l'extérieur du circuit (facteur de pulling) inhérentes aux changements d'états du modulateur. Celui-ci joue également un rôle de filtre vis à vis des harmoniques générées par l'OCT. Enfin, un diviseur de puissance WILKINSON est connecté à la sortie de l'étage tampon afin d'assurer la division de l'onde incidente en deux signaux à la même fréquence dont l'un attaque le diviseur microonde situé dans la boucle à verrouillage de phase, l'autre constituant la fréquence porteuse du modulateur.

### **IV.3.3.2 : Objectifs visés**

Les objectifs de cette réalisation sont les suivants :

① l'étage tampon comprend un seul TEC ( $4 \times 100 \mu\text{m}$ ) identique à celui utilisé pour la réalisation de l'OCT, polarisé à 5 V,  $I_{dss}/2$ .

② un gain plat sur toute la bande d'accord de l'oscillateur accordable est nécessaire afin de ne pas créer de différence de niveau en sortie de boucle à puissance incidente constante.

③ le niveau requis en sortie de boucle est de l'ordre de 10 dBm. En revanche les spécifications concernant la puissance d'entrée du premier rang de division de la boucle indique une valeur comprise entre 4 et 6 dBm. On ajoute donc sur l'accès du WILKINSON, correspondant un atténuateur 6 dB de plus profitable à l'adaptation de cette voie.

④ l'étage tampon est attaqué par une puissance inférieure au point de compression en entrée afin de ne pas saturer le TEC. Il réalise ainsi un rôle de filtre des harmoniques générées par l'OCT en plus du rôle d'isolation de l'oscillateur. Le niveau d'attaque est réglé avec l'atténuateur en T disposé entre l'OCT et l'étage tampon.

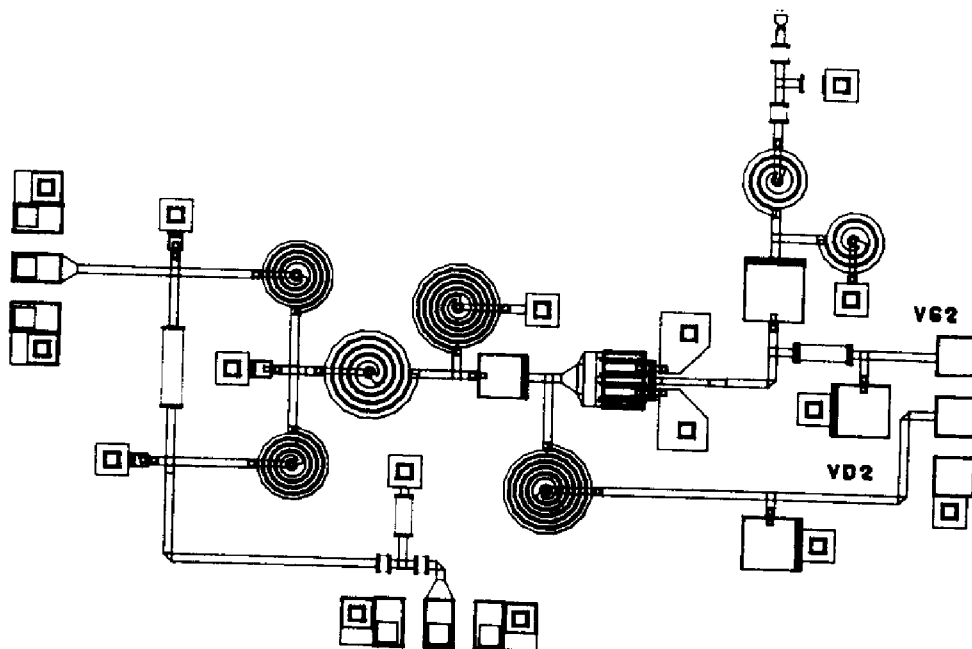
### **V.3.3.3 : Étude en régime linéaire de fonctionnement**

Les impédances d'entrée sortie du TEC sont synthétisées à l'aide de filtres en PI ou en T, sachant que ces filtres doivent comprendre obligatoirement une capacité de liaison.

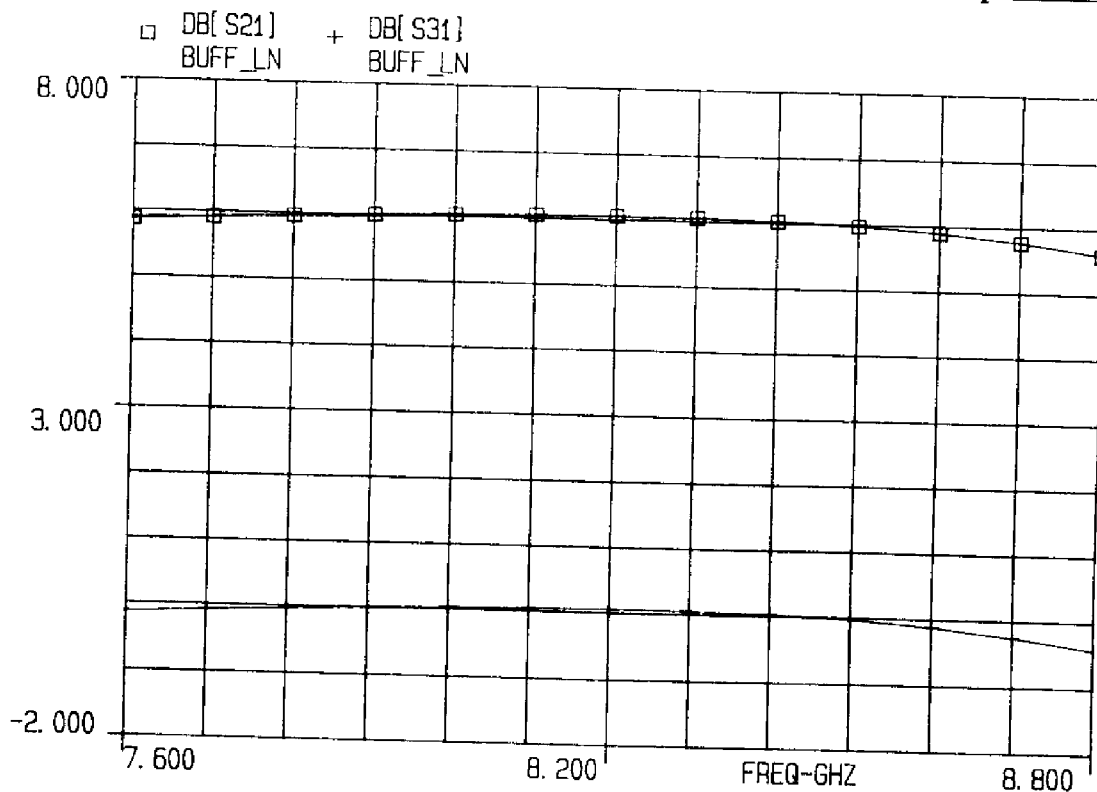
Les simulations réalisées sur LIBRA nous amènent à choisir une structure d'adaptation en T aussi bien en entrée qu'en sortie du transistor. L'étage tampon est ainsi optimisé seul avec ses circuits d'adaptation pour réaliser un gain maximum sur la plage de fréquence d'intérêt. Le diviseur de puissance de type WILKINSON, déjà utilisé lors des fonderies précédentes [2], est connecté à la sortie de l'étage tampon présenté figure 2.89 . On reprend l'optimisation de la totalité de la puce avec pour objectifs sur la plage (7,6-8,8 GHz) :

- ① un gain plat de l'ordre de 6 dB avec des variations inférieures à  $\pm 0,5$  dB.
- ② des adaptations entrée-sortie meilleures que -10 dB.
- ③ une isolation meilleure que -20 dB.

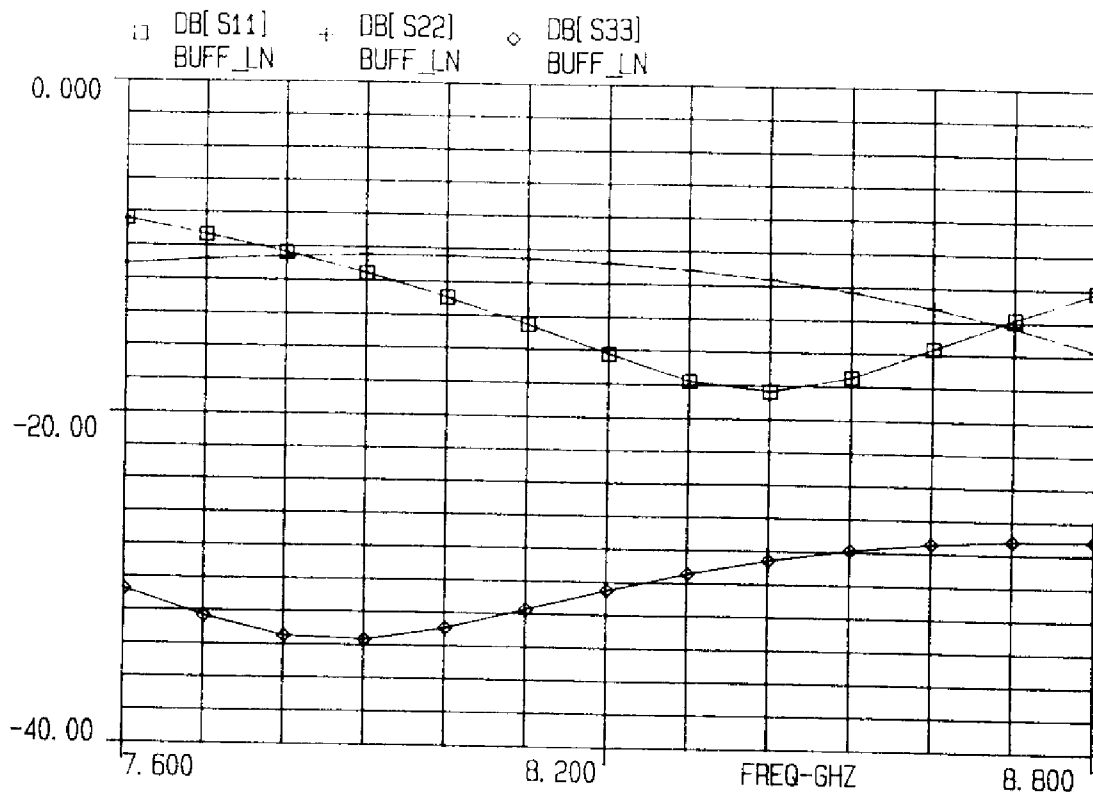
Les résultats de simulation concernant les paramètres S de la puce sont représentés sur les figures 2.90 et 2.91.



**figure 2.89 : Topographie de l'étage tampon avec diviseur de puissance**



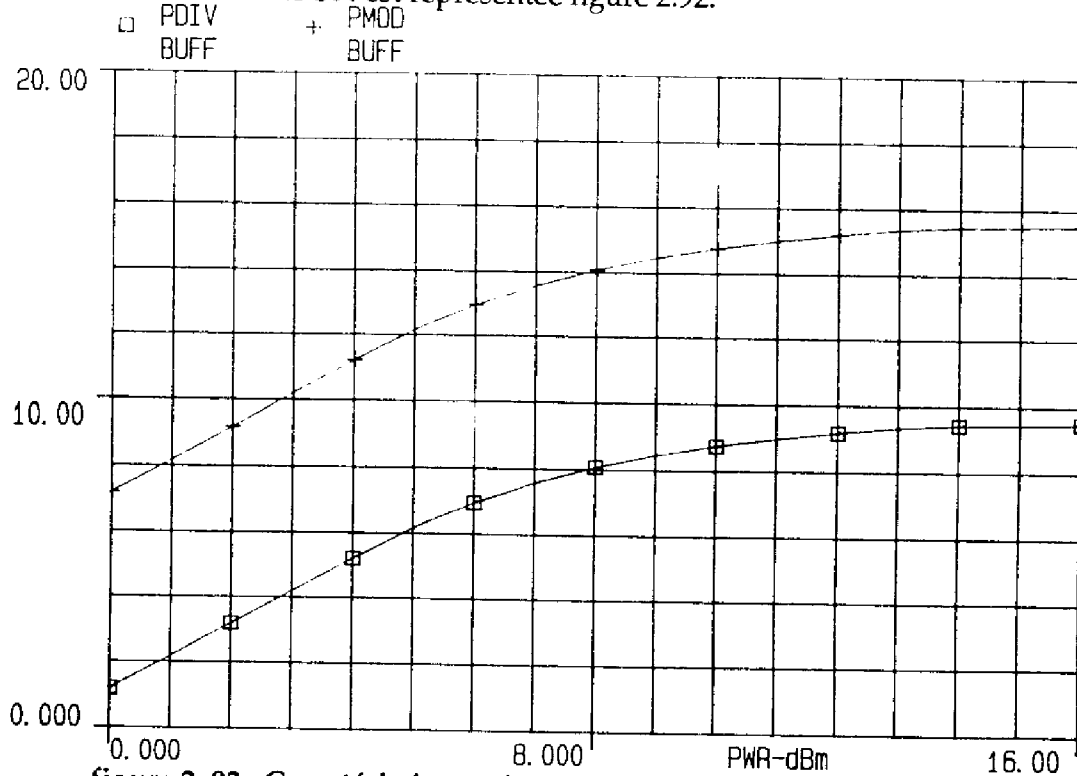
**figure 2.90 : Gain de l'étage tampon avec diviseur de puissance sur la bande fréquence 7,6-8,8 GHz**



**figure 2.91 : Adaptation des accès de l'étage tampon**

**IV.3.3.4 : Étude en régime non-linéaire de fonctionnement**

La réponse en puissance de la puce sur les deux sorties du diviseur de puissance WILKINSON est représentée figure 2.92.



**figure 2.92 : Caractéristiques de transfert en puissance  $P_s=f(P_e)$  à 8,2 GHz**

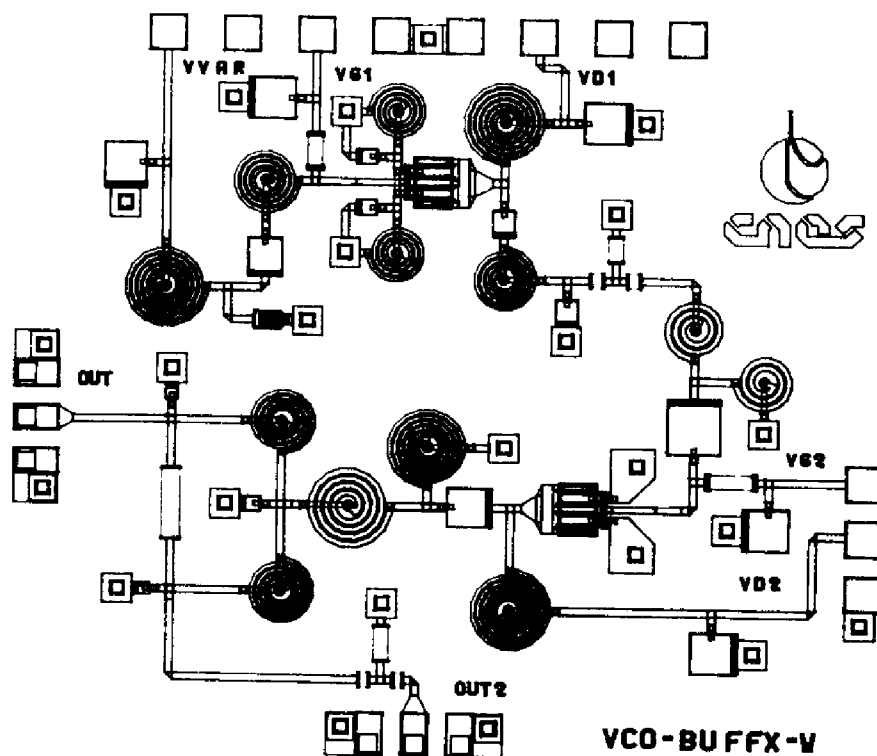
Le TEC est polarisé à 5v,  $I_{dss}/2$  (48 mA). La courbe de transfert en puissance est représentée à la fréquence centrale de fonctionnement soit 8,2 GHz et pour les deux sorties du WILKINSON.

On note une puissance à saturation de 16 dBm pour la voie 1 et de 10 dBm pour la voie 2. Le point de compression à 1 dB en entrée est d'environ 8 dBm. L'étage tampon sera donc attaqué avec un niveau de puissance de l'ordre de 4 dBm. Cette puissance d'entrée correspond à un fonctionnement de l'étage tampon en régime linéaire et évite ainsi la saturation du TEC. Celui-ci ayant un rôle de filtre des harmoniques d'ordre supérieur, le signal de sortie présente ainsi une très bonne qualité spectrale.

### **V.3.4 : Simulations et mesures de la puce complète**

#### **V.3.4.1 : Introduction**

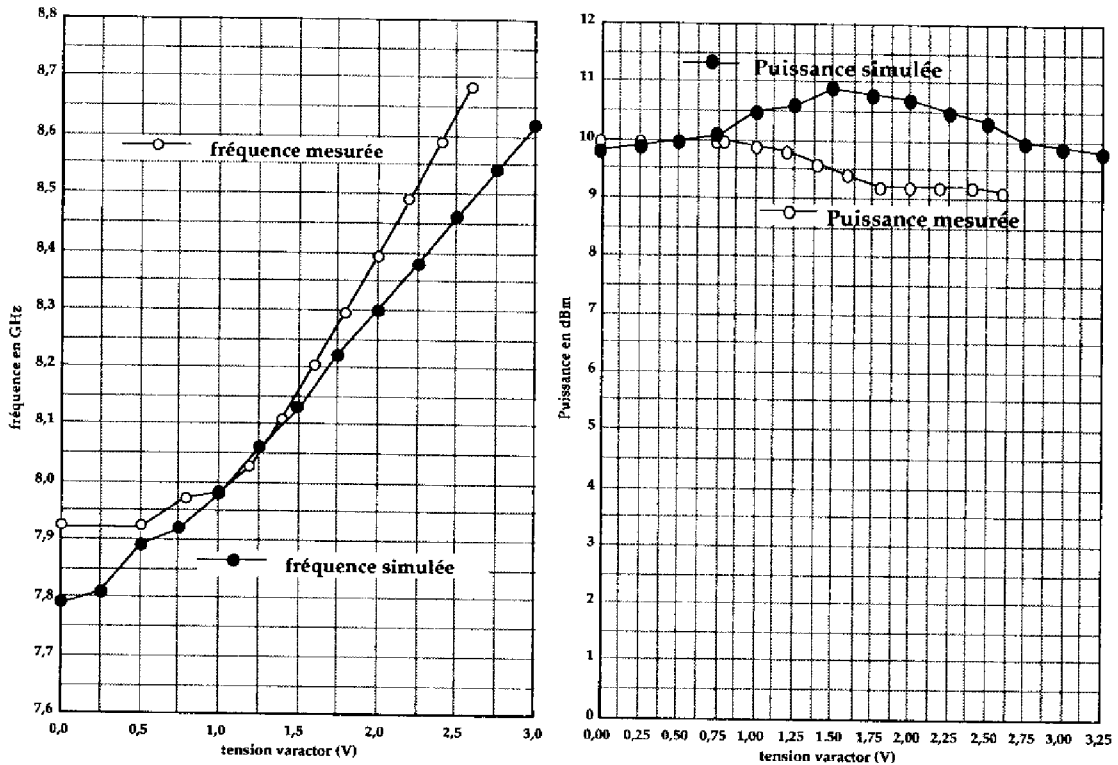
On réalise dans ce paragraphe la comparaison mesure-simulation de la puce complète constituée de l'OCT utilisant une contre réaction série, d'un atténuateur en T, et de l'étage tampon comprenant le diviseur de puissance WILKINSON (figure 2.93).



**figure 2.93 : Topographie de l'OCT utilisant une contre réaction série complet**

### V.3.4.2 : Comparaisons mesure-simulation

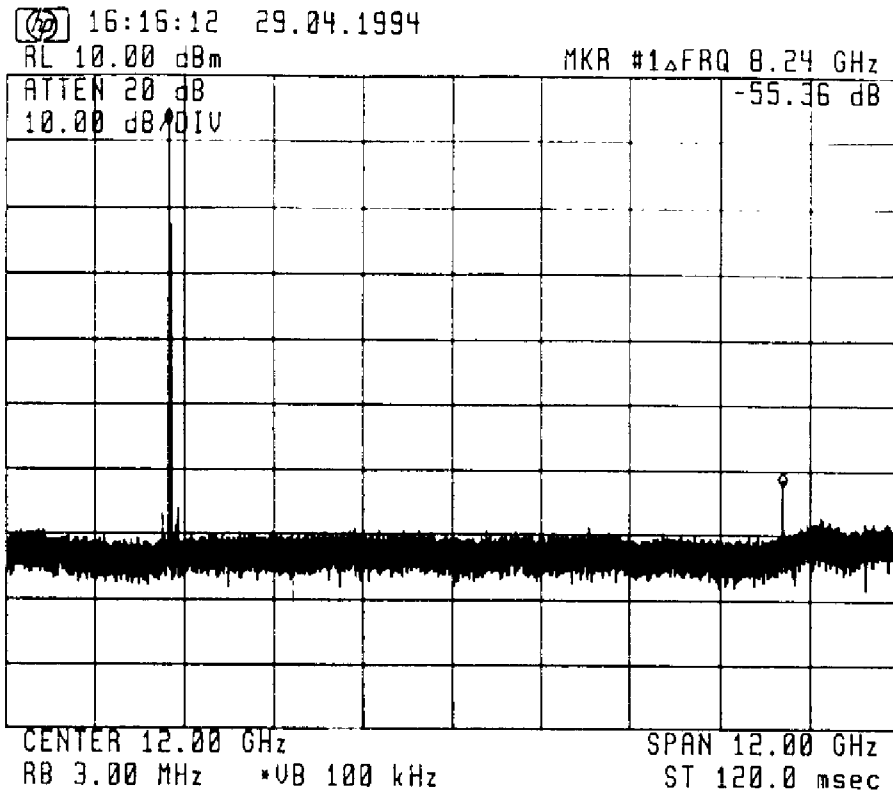
Les polarisations sont fixées pour le drain des TEC à 5 V, le courant étant réglé à 48 mA. On présente sur les figures 2.94, et 2.94 bis, les résultats de la comparaison entre la mesure et la simulation de cette puce réalisée sur le logiciel LIBRA. La puissance de sortie est mesurée sur l'accès du WILKINSON correspondant à la sortie de la boucle à verrouillage de phase.



**figure 2.94 et 2.94 bis : Comparaisons mesure-simulation de l'OCT complet**

On peut constater le très bon accord qui existe entre les courbes mesurées et simulées de cette fonction. La fréquence d'oscillation mesurée présente ainsi une différence inférieure à 1,5 % de la fréquence simulée. L'écart maximum en puissance est de 1,5 dB. La mesure du niveau des fréquences harmoniques indique une réjection d'environ 50 dBc (figure 2.95). L'étage tampon joue parfaitement son rôle de filtre. Le facteur de pulling mesuré dans ces conditions est de l'ordre de 100 KHz/ $\Omega$ . Le facteur de pushing de la fonction est de 180 MHz/V.

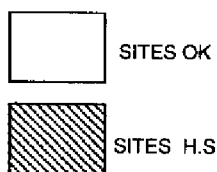
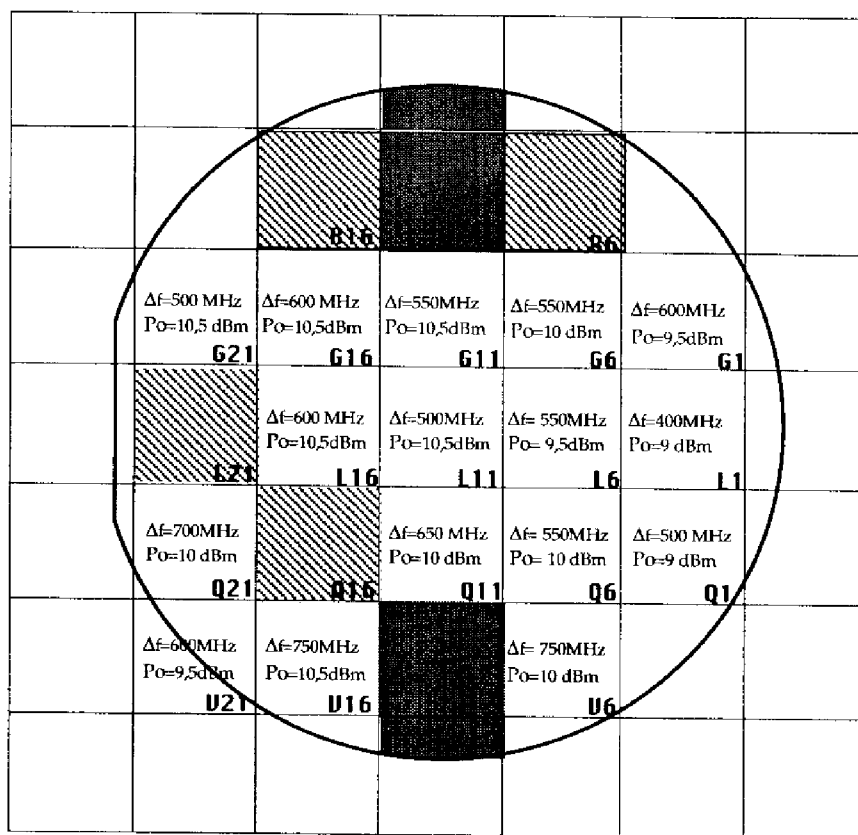




**figure 2.95 : Spectre mesuré de l'OCT utilisant une contre réaction série**

### **V.3.4.3 : Conclusion**

Cette fonction présente un excellent accord mesure-simulation et permet de répondre au cahier des charges. Les résultats sont très reproductibles comme on peut le constater sur la figure 2.96 qui représente la bande d'accord mesurée et la puissance moyenne de sortie en fonction de la position du site sur la plaque. Les résultats de la plaque mesurée chez le fondeur sont en tous points comparables.



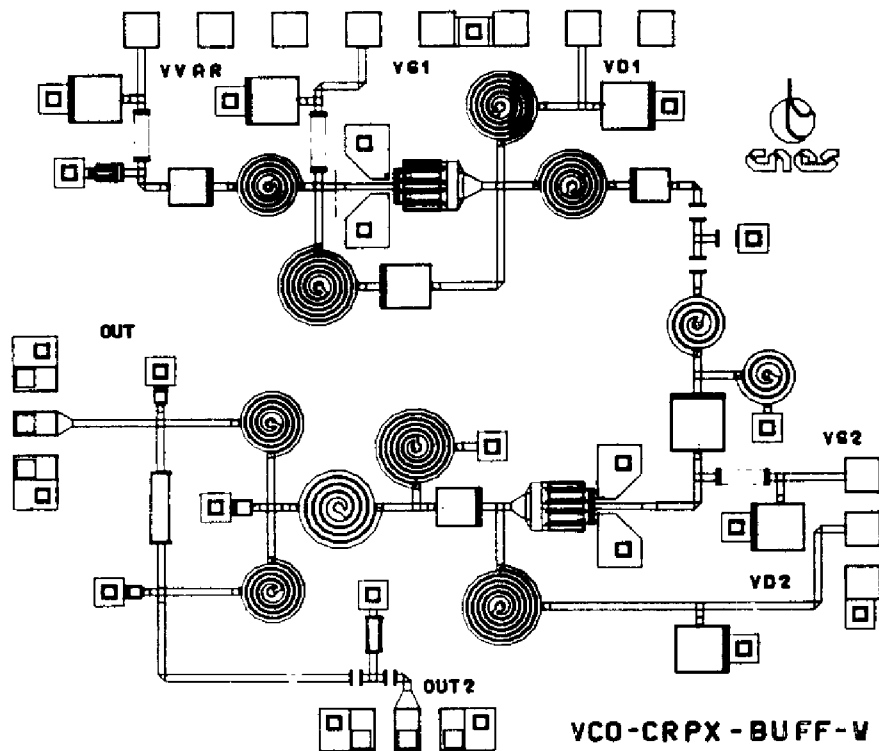
**figure 2.96 : Cartographie de la plaque pour les sites OCT**

La dénomination H.S indique que le site est incomplet (bord de plaque) ou présentant un TEC dont la zone active est détériorée.

## V.4 : OCT utilisant une contre-réaction parallèle

### V.4.1 : Introduction

On réalise une étude identique pour la deuxième version d'OCT proposée dont la topographie est représentée sur la figure 2.97. La même topographie comprenant l'étage tampon et le diviseur de puissance WILKINSON, déjà présentés lors des paragraphes précédents, est utilisée.

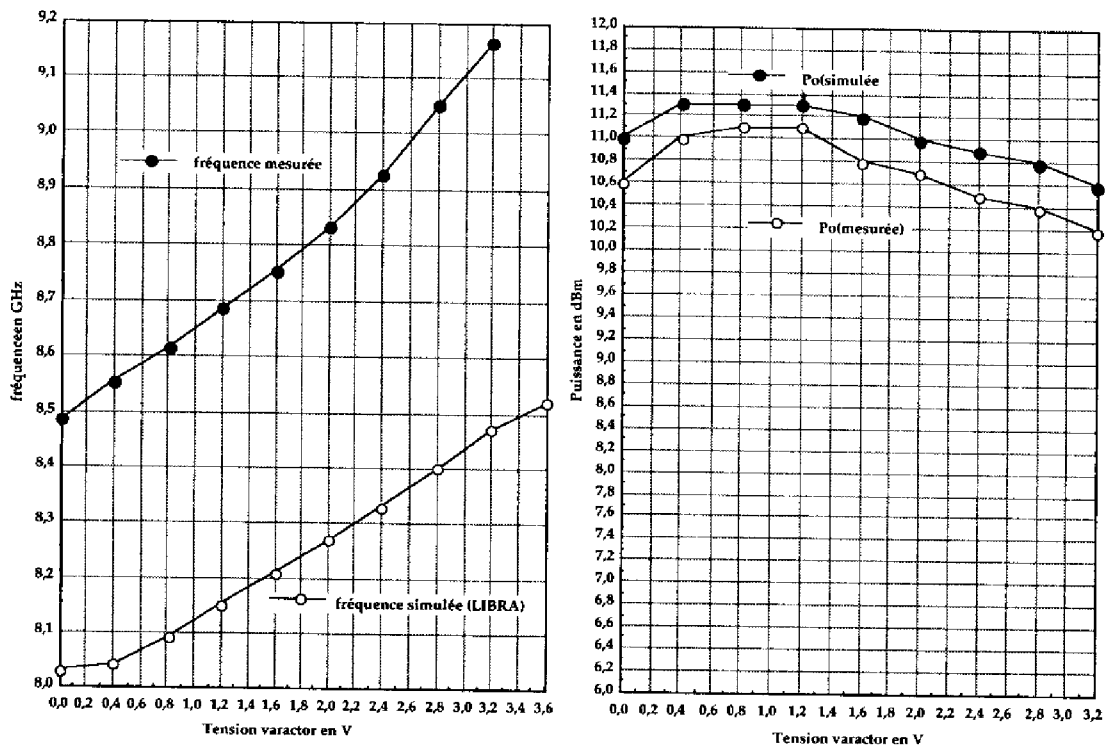


**figure 2.97 : Topographie de la puce utilisant une contre réaction parallèle**

Les polarisations appliquées sont celles de la première version d'OCT soit  $V_d=5\text{ V}$ ,  $I_d=48\text{ mA}$ .

### V.4.2 : Comparaison mesure-simulation

On présente sur la figure 2.98 la comparaison mesure-simulation de cette fonction. On peut constater une erreur d'environ 6 % sur la fréquence d'oscillation sur toute la bande d'accord. L'OCT présente donc, dans ce cas, des performances non compatibles avec le cahier des charges.



**figure 2.98 : Comparaison mesure-simulation de l'OCT utilisant une contre réaction parallèle**

L'analyse des facteurs possibles de déviation de la fréquence d'oscillation met en avant l'extrême sensibilité aux dispersions technologiques de ce type de réalisation. On note, en effet, que dans ce cas, moins de 40 % des circuits tirés au sort par une méthode de MONTE CARLO et selon la méthodologie décrite au paragraphe V.2.2, vérifient les propriétés de maintien de la fréquence d'oscillation dans une bande de fréquence de  $\pm 1\%$  autour de la fréquence centrale d'oscillation. Cette sensibilité, parfaitement identifiée lors de l'étude petit signal, indique qu'en technologie MMIC, la réalisation d'oscillateurs présentant des coefficients de surtension élevés est à très haut risque.

## V.5 : Mesure du bruit de phase

### V.5.1 : Introduction

Lors de la conception d'un OCT totalement intégré ayant pour application la réalisation d'une boucle à verrouillage de phase, la spécification de bruit de phase est de grande importance. L'état de l'art des OCT MMIC présenté au chapitre I indique que le bruit de phase moyen d'un OCT à la fréquence de 8 GHz est de l'ordre de -75 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse. Cette valeur, prise comme référence dans la simulation de bruit de phase de la boucle, est comparée à celle déterminée par la mesure des OCT précédemment présentés.

### V.5.2 : Mesure du bruit basse fréquence de la filière HP07

Le bruit basse fréquence du composant actif utilisé pour la réalisation de l'OCT est à l'origine par un phénomène de conversion très largement décrit dans la littérature [44-46] du bruit de phase observé près de la porteuse hyperfréquence. La mesure du bruit basse fréquence de TEC issus de la filière HP07 du fondeur THOMSON/TCS a été réalisé au LAAS [47], dans le cadre d'un contrat passé par le CNES. Les résultats de la mesure du TEC 4x100  $\mu\text{m}$  utilisé pour nos réalisations sont reportés sur la figure 2.99 au point de polarisation ( $V_d=5\text{V}$ ,  $I_{dss}/2$ ).

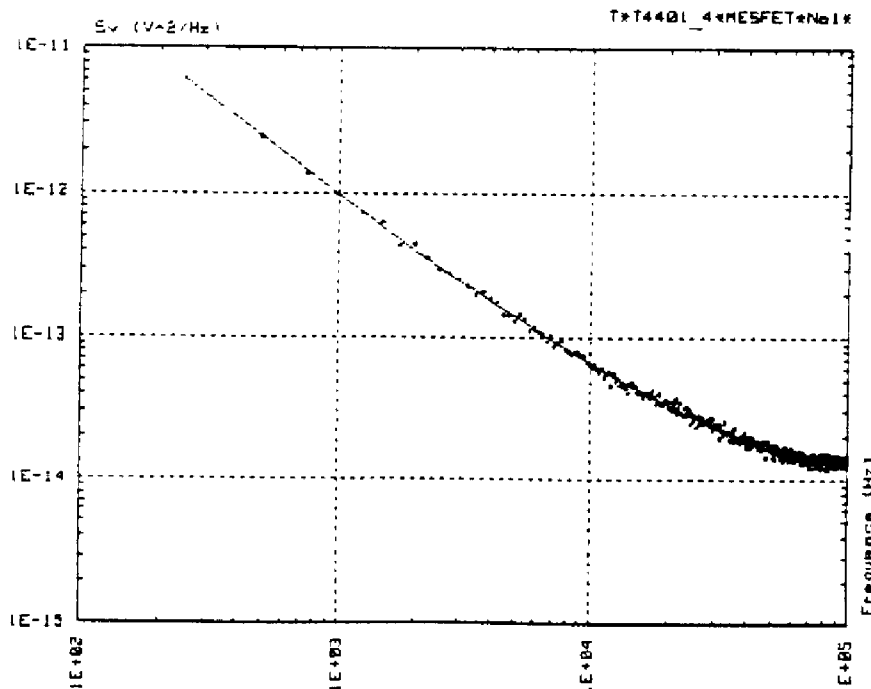
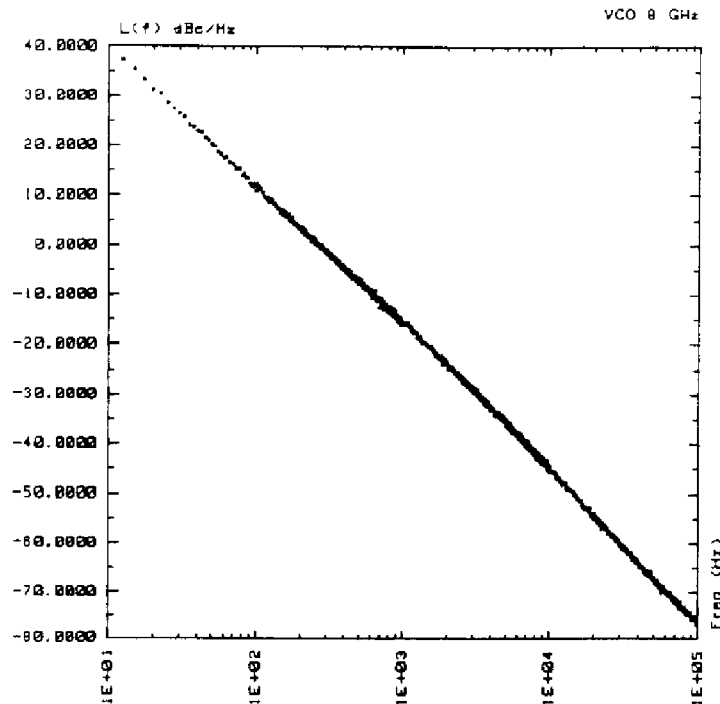


figure 2.99 : Mesure du bruit basse fréquence du composant 4x100  $\mu\text{m}$

Les mesures et leur analyse réalisées par R. PLANA du LAAS sur plusieurs tailles de TEC de la filière, montrent que les niveaux de bruit BF de ces composants sont en moyenne d'un ordre de grandeur plus élevés que ceux observés sur des filières faible niveau à base de MESFET ou de PHEMT. Il faut donc s'attendre à des caractéristiques en bruit de phase dégradées.

### **V.5.3 : Mesure du bruit de phase**

La mesure de bruit de phase de l'OCT utilisant une contre réaction série a été réalisée au LAAS sur un banc de mesure mis au point par O. LLOPIS et dont le principe est décrit dans la référence [48]. Un résultat de mesure du spectre de bruit de cet OCT au début de la bande d'accord, c'est à dire à 7,9 GHz, indique une valeur de la densité spectrale de puissance simple bande  $L(f)$  de  $-75$  dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse figure 2.100.



**figure 2.100 : Mesure du bruit de phase de l'OCT utilisant une contre réaction série du TEC**

Cette valeur est typique d'un OCT MMIC. Hélas, lors du balayage de la bande d'accord, une augmentation très rapide de cette valeur est observée. A la fréquence utile de 8,2 GHz une valeur de l'ordre de  $-65$  dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse est ainsi mesurée. L'origine de cette élévation provient très probablement de la

caractéristique très non-linéaire de la capacité varactor pour les tensions de commande élevées. La conversion de bruit basse fréquence est, en effet, d'autant plus importante que la caractéristique de la diode varactor est non-linéaire [10].

Cette valeur est environ 10 dB plus élevée que pour un OCT typique, les performances moyennes en bruit BF de cette filière étant à l'origine de ce constat.

Une mesure à l'analyseur de spectre du bruit de phase de l'OCT utilisant une contre réaction parallèle du TEC indique une valeur de l'ordre de -70 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse à la fréquence centrale de fonctionnement de 8,8 GHz. On note donc une meilleure réponse en terme de bruit de phase de cette réalisation, qui rappelons le, est beaucoup plus surtendue.

On retient, en conclusion, de cette analyse, qu'il est nécessaire de proposer une méthode de conception, complémentaire de la précédente, qui permette d'atteindre des bruits de phase plus typiques, tout en conservant les caractéristiques de faible sensibilité à la dispersion technologique de la réalisation utilisant une contre réaction série du TEC.

### **V.6 : Récapitulation des résultats de mesure**

On résume dans le tableau 2.9 les résultats généraux obtenus lors des mesures réalisées sur les puces OCT de la fabrication en fonderie TELEMAQUE.

Contre réaction	Bande d'accord autour de 8,2 GHz	% de l'erreur en fréquence mesurée par rapport à la simulation	Puissance de sortie moyenne dBm	Consommation totale de la puce mW	facteur pushing de grille MHz/V	facteur de pulling KHz/ $\Omega$	Bruit de phase à 100 KHz fo=8,2 GHz dBc/Hz
Parallèle	7 %	< 6 %	10	500	150	120	- 70
Série	9 %	<1,5 %	10	500	180	160	- 65

**Tableau 2.9 : Récapitulatif des résultats**

## CONCLUSION

Ce deuxième chapitre présente une méthodologie de conception d'un OCT intégré, faiblement sensible aux dispersions technologiques et réalisant une bande d'accord de 9% à 8,2 GHz.

Après avoir rappelé succinctement la théorie des dipôles à résistance négative, une étude prospective des différents types d'analyse des oscillateurs en régime non-linéaire de fonctionnement est réalisée.

La simulation de l'OCT dans les différents domaines de résolution des équations non-linéaires régissant son fonctionnement (temporel et temporel-fréquentiel) apparaissant très riche d'enseignement, des modèles non-linéaires du TEC et de la diode varactor compatibles avec les simulateurs de l'environnement ACADEMY (LIBRA et mwSPICE) sont proposés.

Dans une troisième partie, une analyse prospective des configurations permettant la réalisation des conditions de démarrage de l'oscillation associées à la rétroaction série ou parallèle d'un TEC et du choix des impédances de bouclage est réalisée. Cette étude, basée sur l'écriture symbolique de l'impédance d'entrée de plusieurs montages générant une impédance à partie réelle négative sur l'un des accès de l'élément actif, montre que la configuration d'OCT utilisant une rétroaction série du TEC avec varactor dans la grille est la mieux adaptée pour une réalisation en technologie intégrée. Une deuxième version, utilisant une configuration parallèle est également retenue pour établir une condition de stabilité plus franche et permettre ainsi la réduction du bruit de phase de la fonction.

L'étude analytique simplifiée des conditions de démarrage dans la première configuration permet de parfaitement identifier le rôle de chaque impédance de bouclage sur la réponse du circuit puis de réaliser une optimisation non-linéaire ordonnée de l'OCT ensuite réalisé en technologie MMIC.

La dernière partie du chapitre traite de la comparaison mesure-simulation des circuits réalisés lors de la première fabrication en fonderie de cette étude. Elle met en avant les bons résultats de mesure obtenus pour la version d'OCT utilisant une contre réaction série du TEC, qui affiche des écarts mesure-simulation inférieurs à 1,5 % en fréquence sur toute la bande d'accord et à 1,5 dB en puissance. Ce bon résultat, attribué au travail rigoureux d'optimisation des impédances de fermeture en régime petit signal, n'est pas reproduit pour la seconde version d'OCT utilisant une contre réaction parallèle.

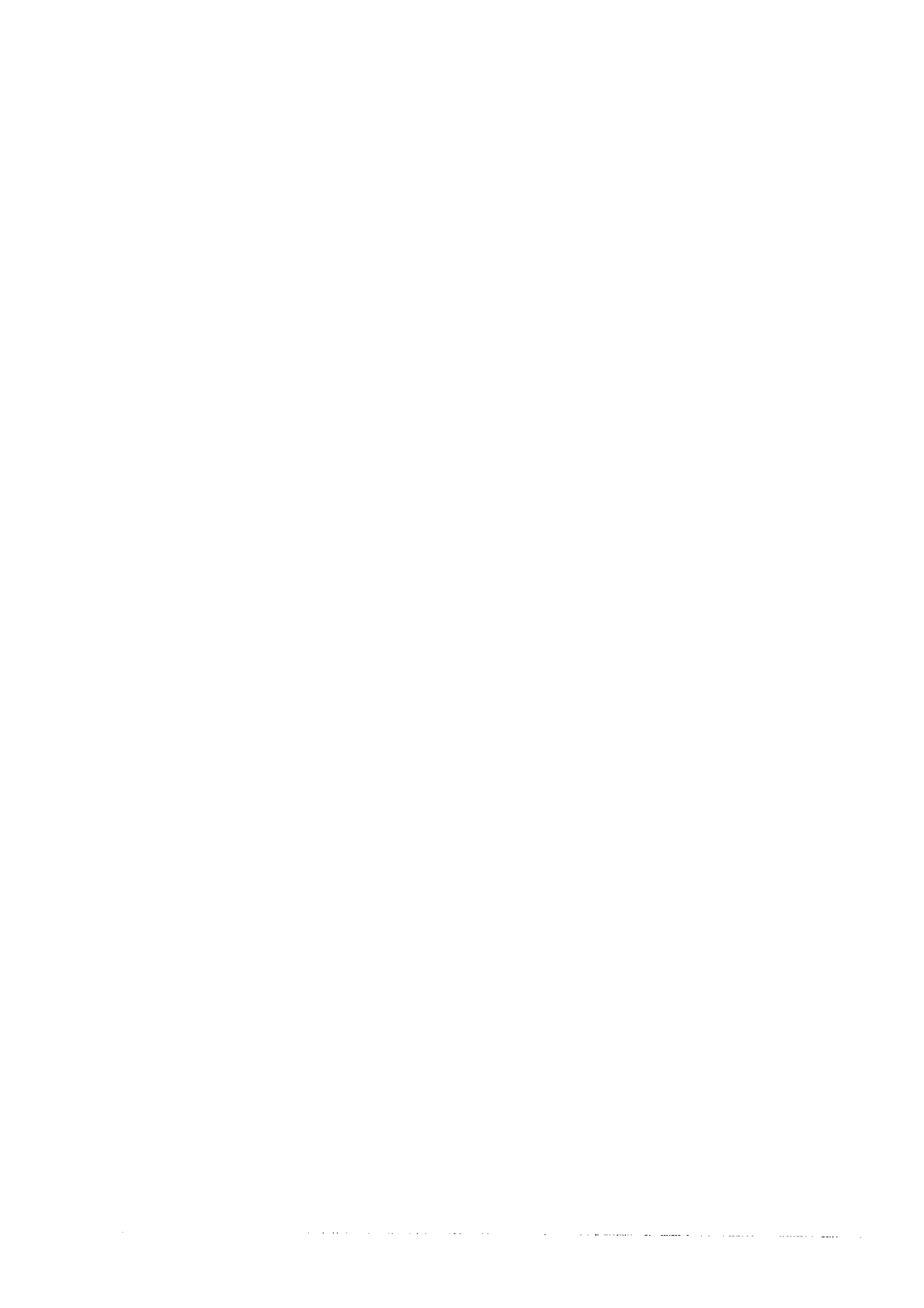


L'écart mesure-simulation est dans cas de l'ordre de 6%. Il est attribué à la dispersion technologique, certes faible, mais dont l'influence sur la fréquence d'oscillation a été démontrée dans cette configuration.

Enfin, la mesure du bruit de phase de ces deux versions est proposée. Les valeurs élevées du bruit basse fréquence de cette filière et le caractère peu surtendu de la première version d'OCT contribuent à réaliser une valeur mesurée environ 10 dB plus élevée que celle généralement observée pour ce type de réalisation (-75 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse). La seconde version d'OCT, beaucoup plus surtendue, présente une valeur plus conforme de l'ordre de -70 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse et à 8,8 GHz.

Ce chapitre a donc mis en avant les difficultés inhérentes à la réalisation d'OCT intégrés. La nécessaire prise en compte de la sensibilité aux dispersions technologiques impose le choix d'une configuration dont les performances en bruit de phase sont médiocres. Ces premiers résultats montrent que l'optimisation en bruit de phase de la version d'OCT utilisant une contre réaction série s'avère être la mieux appropriée pour réaliser les objectifs de cette étude.

**CHAPITRE III**  
**CONCEPTION, REALISATION**  
**ET MESURES DES CIRCUITS**  
**DE LA SECONDE FABRICATION**



## INTRODUCTION

Les résultats de la première fabrication en fonderie de cette étude (TELEMAQUE), concernant les oscillateurs et les OCT, mettent en avant le bien fondé de la méthode utilisée pour réduire la marge d'erreur dans la prévision de la fréquence d'oscillation. Cependant, une forte sensibilité de la fréquence d'oscillation aux variations de polarisation de grille du TEC (facteur de pushing,  $K_P=180$  MHz/V) est observée. Cette valeur élevée du facteur  $K_P$  est générale aux oscillateurs réalisés en technologie MMIC en raison des faibles facteurs de qualité présentés par les résonateurs intégrés et notamment par les inductances.

De plus, le niveau des générateurs de bruit en tension mesurés sur les TEC de la filière HP07 du fondeur THOMSON/TCS est, en moyenne, 10 dB plus élevé, à développement de grille équivalent, que celui d'une filière faible niveau [47]. Le bruit de phase de l'oscillateur étant, en première approximation, d'autant plus élevé que le facteur de pushing  $K_P$  et le bruit basse fréquence du TEC sont importants [49], on explique aisément les mauvais résultats concernant le bruit de phase des premières fabrication en fonderie de cette étude.

L'approche, développée dans ce chapitre en quatre parties, est complémentaire de celle précédemment proposée et s'oriente vers la réduction du bruit de phase de l'OCT.

Dans une première partie, les conditions théoriques permettant de réduire les effets de la variation de certaines non-linéarités agissant sur l'impédance de l'élément actif du réseau oscillant sont posées. Un schéma équivalent simplifié du TEC permet de mettre en avant les conditions requises d'impédance et de taille du TEC dans la configuration d'oscillateur choisie. Le choix de la taille du TEC et des impédances de fermeture est confirmé par une étude plus générale prenant en compte son schéma équivalent complet et la qualité de l'adaptation en puissance.

La deuxième partie présente la réalisation des oscillateurs et OCT de la deuxième fabrication en fonderie de cette étude. Les contraintes d'impédance déterminées par l'approche initiale sont prises en compte, et des réalisations utilisant plusieurs tailles de TEC sont proposées.

La troisième partie présente une étude de dispersion menée sur les conditions d'oscillations petit signal des fonctions réalisées, dont l'objectif est de vérifier le comportement de la configuration d'oscillateur ou d'OCT retenue.

Enfin, dans une dernière partie, les résultats de la simulation non-linéaire des oscillateurs et des OCT sont comparés à la mesure des puces de la seconde fabrication en fonderie nommée DONATELLO.

## **I : OPTIMISATION DE LA STABILITE FREQUENTIELLE D'UN OSCILLATEUR INTEGRE**

### **I.1 : Présentation de la méthode**

#### **I.1.1 : Position du problème**

Les conditions nécessaires de démarrage petit signal de l'oscillateur présentées au chapitre II, permettent une évaluation de la fréquence d'oscillation en régime établi. Celle-ci est d'autant plus précise que les phénomènes non-linéaires agissant sur l'impédance de l'élément actif sont faibles. Supposons que la dépendance avec l'amplitude du signal d'oscillation de la réactance présentée par l'élément actif est rendue négligeable. La condition nécessaire d'oscillation en partie imaginaire s'écrit :

$$X_o(\omega_o, I) \approx X_{ea}(\omega_o) + X_{ch}(\omega_o) = 0 \quad (3.1)$$

La fréquence  $\omega_o$  à laquelle est vérifiée cette équation correspond à la fréquence d'oscillation. Étudier la sensibilité de la fréquence d'oscillation aux variations des divers éléments constitutifs de l'oscillateur revient donc, en première approximation, à étudier les évolutions de la partie imaginaire de l'impédance du réseau oscillant par rapport aux déviations des termes de l'équation petit signal de  $X_o(\omega)$ . On peut ainsi envisager de réduire la sensibilité de  $X_o(\omega)$  aux variations de certains éléments du TEC qui évoluent lors de la modification des tensions d'alimentation, à l'origine du facteur de pushing. Cette réduction constitue simultanément une possibilité de diminution effective du bruit de phase de la réalisation.

Il convient donc de définir une méthode permettant la réduction sensible des variations de  $X_o(\omega)$  sous l'effet de l'évolution de certains paramètres du schéma équivalent du TEC.

#### **I.1.2 : Définitions**

La sensibilité de la partie imaginaire  $X_o(\omega)$  au paramètre  $x_i$  est définie par sa dérivée partielle par rapport à  $x_i$  [50] :

$$S_{xi} = \left( \frac{\partial X_o(\omega)}{\partial x_i} \right)_{\omega_o} \quad (3.2)$$

où les  $x_i$  sont les éléments constitutifs de l'oscillateur (capacités, inductances, éléments du schéma équivalent du transistor). Pour comparer la sensibilité de la fonction partie imaginaire à plusieurs paramètres, on peut définir  $S'_{x_i}$  telle que :

$$S'_{x_i} = x_i \left( \frac{\partial X_o(\omega)}{\partial x_i} \right)_{\omega_0} \quad (3.3)$$

Dans le cadre d'une recherche de sensibilité de la partie imaginaire  $X_o(\omega)$  à la variation des éléments du TEC, les dérivées partielles de la partie imaginaire par rapport aux éléments  $c_{gs}$ ,  $g_m$ ,  $\tau$ ,  $c_{gd}$ ,  $c_{ds}$  et  $r_{ds}$  sont étudiées à la fréquence d'intérêt. Si tous les éléments du schéma équivalent du TEC évoluent simultanément lors d'une variation déterminée d'un paramètre de son environnement, il faut en toute rigueur définir la sensibilité d'ordre  $n$  telle que :

$$S_n = \frac{\partial^n X_o(\omega)}{\partial x_1 \partial x_2 \dots \partial x_n} \quad (3.4)$$

Cette dernière définition peut être appliquée au calcul de sensibilité des circuits microondes [51]. Compte tenu de la très grande difficulté de mise en place d'un tel calcul, nous nous en tiendrons à la définition (3.3) qui permet de comparer la sensibilité de la partie imaginaire à l'un des éléments du TEC lorsque les autres sont maintenus constants. Certaines hypothèses simplificatrices et une méthodologie spécifique sont donc développées pour réduire la sensibilité globale de la fonction  $X_o(\omega)$  aux éléments principaux du schéma équivalent du TEC.

### **I.1.3 : Hypothèses simplificatrices**

La modification de l'impédance présentée par l'élément actif sous l'effet de l'amplitude du signal est supposée due aux éléments fortement non-linéaires du schéma équivalent du TEC,  $c_{gs}$  et  $g_m$ . Chacun de ces deux éléments ne pouvant être considéré constant lorsque l'autre varie en raison du mécanisme équivalent qui les modifie (effet de champ sur le canal du TEC), il est nécessaire de vérifier que la variation d'un paramètre à la fréquence d'étude ne perturbe pas sensiblement l'effet d'une réduction de sensibilité du second.

La méthodologie suivante est retenue afin de réduire globalement la sensibilité de la fonction d'intérêt  $X_O$  aux variations de  $c_{gs}$  et  $g_m$  :

① définition de la topologie d'oscillateur ou d'OCT et expression analytique de l'impédance du circuit résultant vue de l'élément actif,

② écriture de  $Z_O(\omega)$ ,  $R_O(\omega)$ ,  $X_O(\omega)$ ,

③ définition des zones d'impédance de charge permettant la vérification des conditions de démarrage petit signal de l'oscillateur,

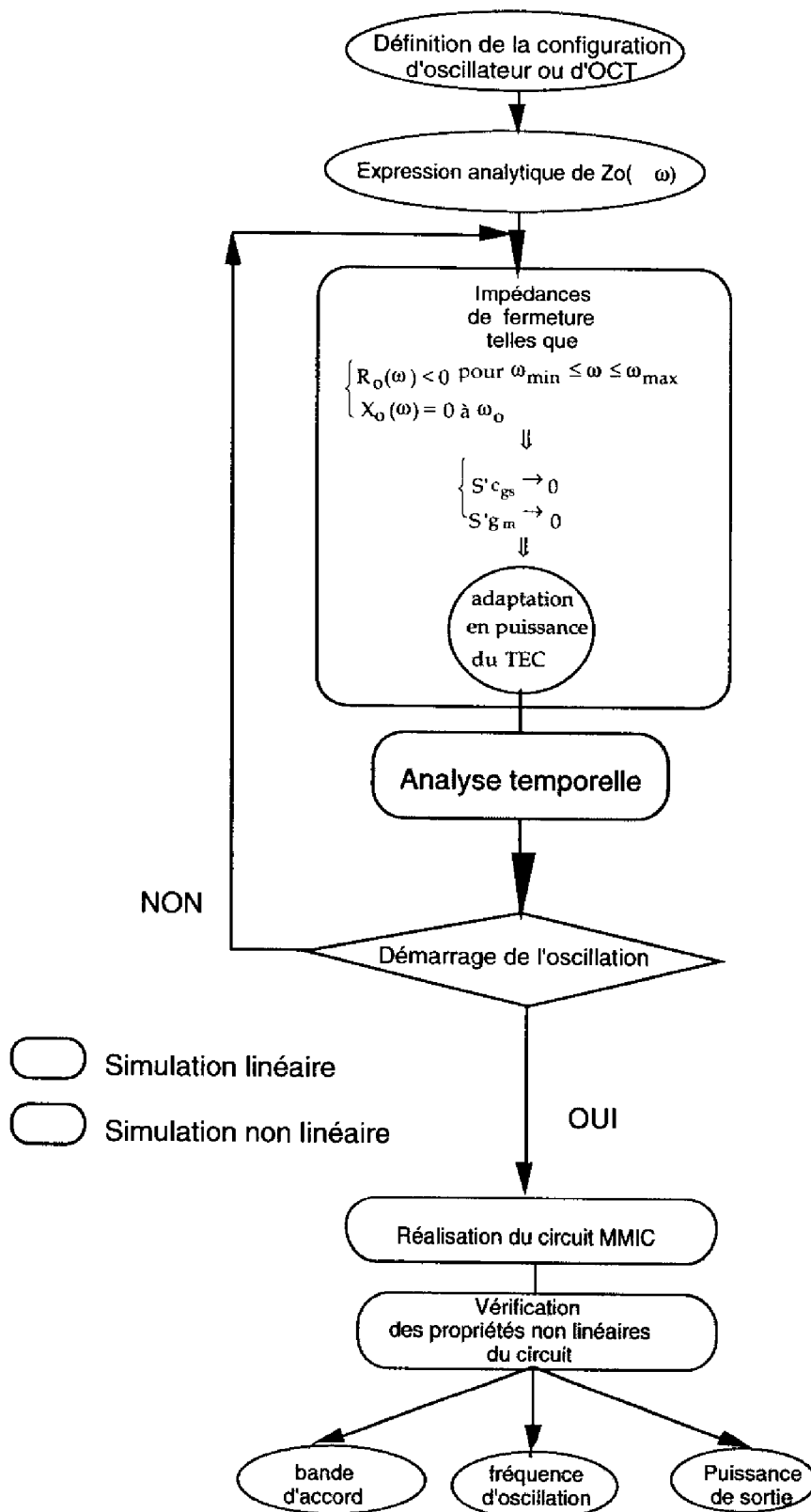
④ choix, parmi les impédances précédentes, de celles autorisant la réduction simultanée de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{g_m}$  et optimisant l'adaptation en puissance du TEC. Vérification du démarrage de l'oscillation par une analyse temporelle du circuit proposé.

⑤ réalisation des impédances déterminées en technologie MMIC,

⑥ vérification des propriétés de minimisation de sensibilité globale de la fonction  $X_O(\omega)$  aux paramètres du schéma équivalent du TEC par une étude de type MONTE CARLO,

⑦ vérification des propriétés non-linéaires des circuits réalisés : fréquence d'oscillation, bande d'accord, puissance.

Cette démarche est symbolisée pour plus de clarté sur le diagramme de la figure 3.1.



**figure 3.1 : Développement de la méthode de conception d'oscillateur et d'OCT**



## **I.2 : Application**

### **I.2.1 : Introduction**

L'approche générale définie précédemment peut s'appliquer à toutes les configurations d'oscillateurs. L'expérience de la première fabrication en fonderie nous amène à proposer une rétroaction série du TEC avec varactor dans la grille qui doit permettre l'optimisation simultanée d'un grand nombre de paramètres. Certaines hypothèses simplificatrices autorisent alors une approche générale concernant la réduction de sensibilité des termes du schéma équivalent du TEC sur la partie imaginaire du réseau oscillant.

### **I.2.2 : Approche basée sur un schéma équivalent simplifiée du TEC**

#### **I.2.2.1 : Développement du calcul**

Reprenons l'expression (2.22) de la partie imaginaire globale de l'oscillateur dans une configuration série avec varactor dans la grille lorsque sont négligés dans le schéma équivalent classique du TEC, la capacité  $c_{gd}$  et le temps de transit  $\tau$  :

$$X_o(\omega) = \frac{X_s^2 \left( X_{ds} + X_d - \frac{g_m R_{ds}}{c_{gs}\omega} \right) + X_s \left[ (R_{ds} + R_d)^2 + (X_{ds} + X_d)^2 + \frac{g_m}{c_{gs}\omega} (R_d X_{ds} - X_d R_{ds}) \right]}{(R_{ds} + R_d)^2 + (X_{ds} + X_s + X_d)^2} - \frac{1}{c_{gs}\omega} + X_r \quad (3.5)$$

On étudie dans un premier temps l'effet des évolutions de la capacité d'entrée  $c_{gs}$  et de la transconductance  $g_m$  lorsque tous les autres éléments du schéma équivalent sont constants. L'écriture symbolique des dérivées partielles respectives est à la fréquence centrale d'oscillation  $f_o$  :

$$\begin{aligned} S'_{c_{gs}} \Big|_{\omega_o} &= \frac{1}{c_{gs}\omega_o} \left\{ \frac{g_m X_{s_o} \left[ R_{ds_o} (X_{s_o} + X_{d_o}) - R_{d_o} X_{ds_o} \right]}{\left( R_{ds_o} + R_{d_o} \right)^2 + \left( X_{ds_o} + X_{s_o} + X_{d_o} \right)^2} + 1 \right\} \\ S'_{g_m} \Big|_{\omega_o} &= \frac{g_m X_{s_o}}{c_{gs}\omega_o} \left\{ \frac{R_{d_o} X_{ds_o} - R_{ds_o} (X_{s_o} + X_{d_o})}{\left( R_{ds_o} + R_{d_o} \right)^2 + \left( X_{ds_o} + X_{s_o} + X_{d_o} \right)^2} \right\} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Les variations de fréquence respectives associées s'écrivent, en supposant que  $S_{cgs}$  et  $S_{gm}$  évoluent peu pendant la variation de fréquence  $\Delta f$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta f_{(c_{gs})} = \frac{S_{c_{gs}} \Delta c_{gs}}{P_f} \\ \Delta f_{(g_m)} = \frac{S_{g_m} \Delta g_m}{P_f} \end{array} \right. \quad \text{où} \quad \left\{ \begin{array}{l} P_f = \frac{\partial X_o(f)}{\partial f} \\ \Delta c_{gs} \text{ variation de } c_{gs} \\ \Delta g_m \text{ variation de } g_m \end{array} \right. \quad (3.7)$$

La variation de fréquence produite par la variation d'un des éléments  $c_{gs}$  ou  $g_m$  peut donc être théoriquement réduite en respectant plusieurs critères :

① réalisation par des considérations de circuit d'un facteur  $P_f$  le plus élevé possible. Cette condition, connue comme étant un facteur de stabilité déterminant de l'oscillateur, apparaît néanmoins difficile à réaliser en MMIC lorsque le résonateur est intégré en raison des très faibles facteurs de qualité des éléments passifs. D'autre part, l'étude réalisée au chapitre précédent permet de montrer que les configurations à forts coefficients  $P_f$  sont aussi celles qui sont le plus sensibles aux dispersions technologiques.

② réduction de sensibilité de la partie imaginaire aux paramètres  $x_i, S_{x_i}$ , par le choix approprié d'une taille de transistor et d'une optimisation judicieuse des impédances de fermeture de drain et source. Cette solution est retenue.

### **1.2.2.2 : Conditions de réduction des termes $S'_{cgs}$ et $S'_{gm}$**

L'objectif est de réduire simultanément les termes  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$ . Les équations (3.6) indiquent que l'annulation des termes étudiés apparaît possible.

On vérifie, par exemple, que  $S'_{gm}$  s'annule, si l'on élimine la solution triviale  $X_{s0}=0$ , lorsque :

$$X_{s0} + X_{d0} = R_{d0} \frac{X_{ds0}}{R_{ds0}} \quad (3.8)$$

On injecte l'équation (3.8) dans celle de  $S'_{cgs}$ . Minimiser  $S'_{cgs}$  devient possible lorsque l'on fait tendre la quantité  $\frac{1}{c_{gs}\omega_0}$  vers 0 (3.9).

Les conditions (3.8) et (3.9) indiquent que la minimisation simultanée de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  exigent des propriétés particulières sur la taille du transistor qui influence les

valeurs extrêmes de  $R_{ds0}$ ,  $X_{ds0}$  et de  $c_{gs}$ , mais aussi sur les impédances de bouclage  $X_{so}$ ,  $X_{do}$  et  $R_{do}$ .

La condition (3.9) indique qu'un accroissement de la taille du transistor est très profitable à la réduction de  $S'c_{gs}$ . La valeur de capacité intrinsèque  $c_{gs}$ , vue entre grille et source du TEC, peut être augmentée par la mise en parallèle d'une capacité à l'extérieur du TEC. La capacité équivalente vue entre grille et source présente alors une valeur beaucoup plus élevée que celle accessible par le seul accroissement de la taille du TEC. Cet accroissement de capacité vue entre grille et source du TEC rend cependant plus difficile la réalisation d'une impédance à partie réelle négative. Cette option est donc à retenir lors de la conception des oscillateurs dans le cadre de la réalisation d'une fonction test.

Afin de confirmer ces tendances les évolutions des équations (3.6) en fonction, d'une part des impédances de charge représentées par leur partie imaginaire ( $X_{do}$ ,  $X_{so}$ ) et d'autre part de la taille du transistor sont étudiées.

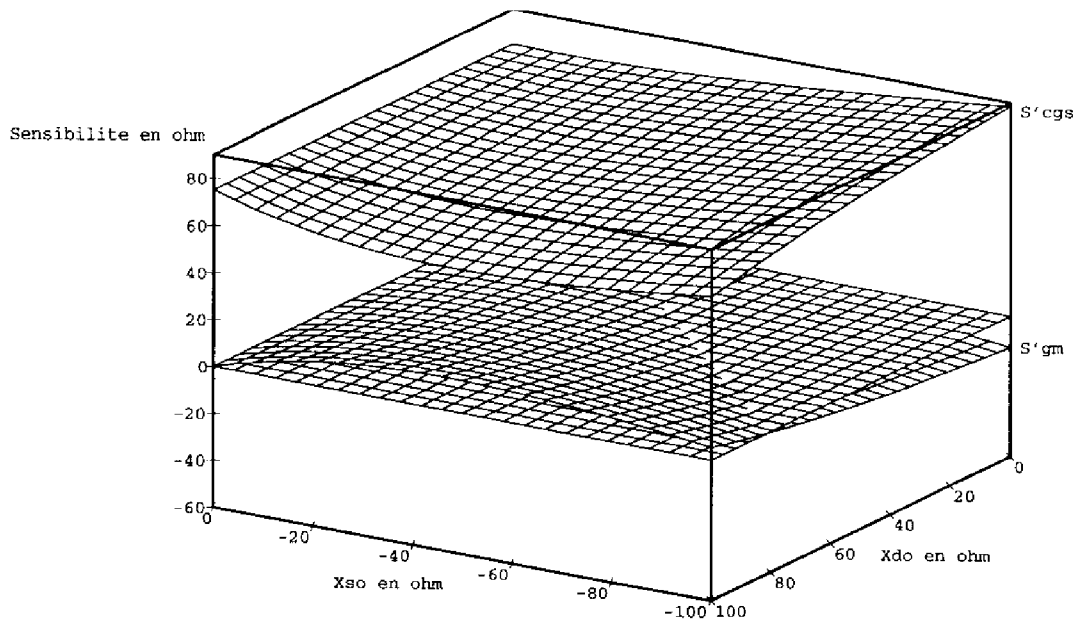
La partie réelle  $R_{do}$  de  $Z_d$  est maintenue constante et telle que  $R_{do}=10 \Omega$ . La partie réelle de  $Z_s$  est considérée négligeable sur la plage de fréquence d'intérêt. Ces deux hypothèses sont permises par le choix de la topologie la mieux appropriée et confortée par les résultats de la première fabrication en fonderie.

Les domaines de variation sont les suivants:

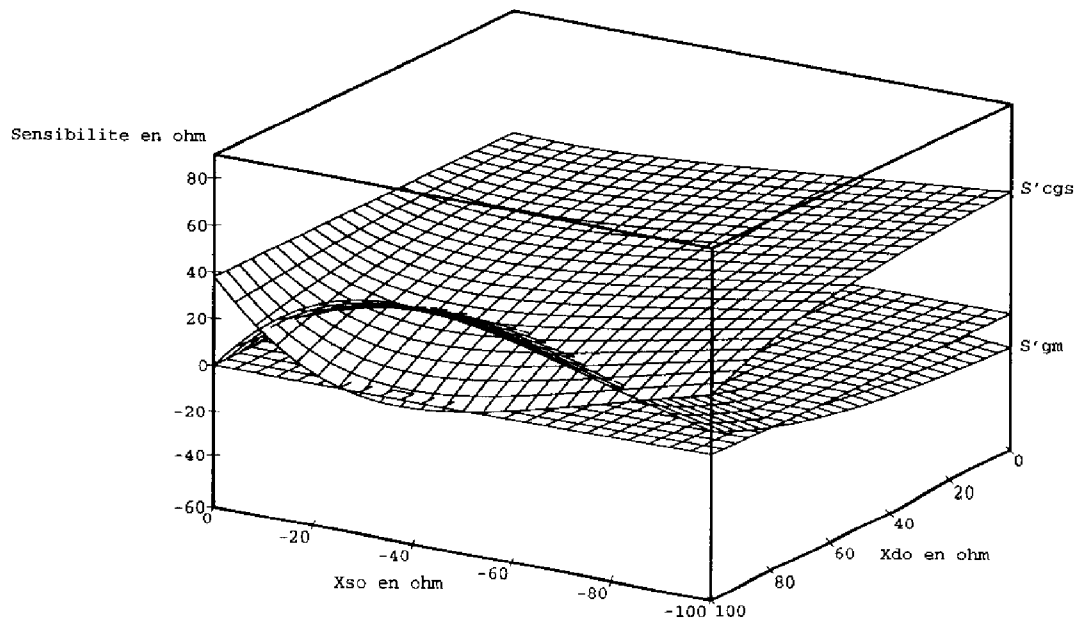
$$\begin{cases} -100 \leq X_{so} \leq 0 \\ 0 \leq X_{do} \leq 100 \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} X_{so} = X_s(f_0) \\ X_{do} = X_d(f_0) \end{cases} \quad \text{en } \Omega$$

Les tailles de TEC choisies sont :  $T1=300\mu\text{m}$ ,  $T2=600\mu\text{m}$ ,  $T3=900\mu\text{m}$ .

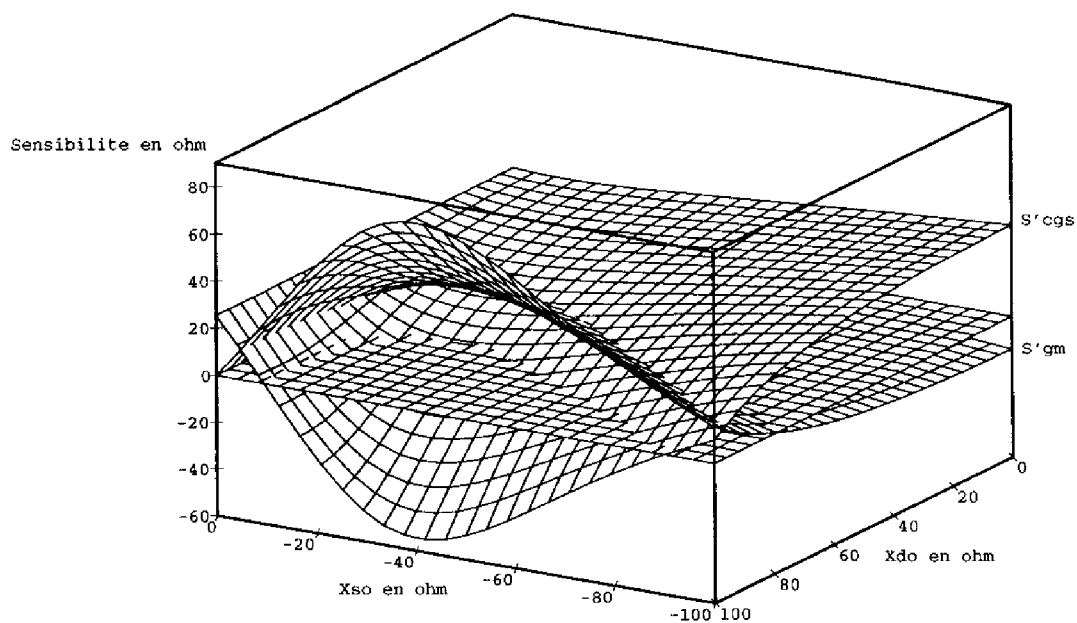
Les domaines choisis prennent également en compte l'étude déjà réalisée sur les zones d'impédances et sur la taille du transistor requises pour réaliser les conditions de démarrage petit signal. Les résultats graphiques de l'étude réalisée à la fréquence de 8,2 GHz sont présentés sur les figures 3.2 à 3.4



**figure 3.2 : S'cgs et S'gm en fonction de Xso et Xdo (T1)**



**figure 3.3 : S'cgs et S'gm en fonction de Xso et Xdo (T2)**



**figure 3.4 : S'cgs et S'gm en fonction de Xso et Xdo (T3)**

Les points suivants sont à retenir :

① la minimisation simultanée de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  n'apparaît pas possible dans le cas du transistor T1 (figure 3.2) pour la gamme d'impédance déterminée. On note que la sensibilité relative du terme  $c_{gs}$  est environ quatre fois supérieure à celle du terme  $g_m$ . Il apparaît donc probable que les variations de la capacité  $c_{gs}$  seront prépondérantes sur la fréquence d'oscillation pour les oscillateurs utilisant des transistors de petites tailles.

② les transistors T2 et T3 affichent une large plage de valeurs de  $X_{SO}$  et  $X_{DO}$  rendant possible l'optimisation simultanée de plusieurs caractéristiques de l'oscillateur. Il est nécessaire, dans le cas du TEC T2, d'atteindre des valeurs de  $X_{DO}$  élevées rendant difficile la réalisation d'une impédance à partie réelle négative sur une large plage de fréquence.

③ dans le cas de la taille T3, pour de faibles valeurs de  $X_{SO}$  et  $X_{DO}$ , la condition de réduction simultanée de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  est aisée à vérifier et peu sensible à des variations d'impédances qui peuvent être dues à la dispersion technologique.

④ si l'on retient la dernière taille de transistor (T3), certaines zones d'adaptation sont à proscrire car elles occasionnent une sensibilité élevée de la partie imaginaire aux valeurs de  $g_m$  et de  $c_{gs}$ .

### **I.2.2.3 : Conclusion**

En conclusion, la réduction de sensibilité de la partie imaginaire à des variations de  $c_{gs}$  et  $g_m$  nous amène à proposer les critères de choix suivants pour l'élément actif et les impédances de fermeture :

① l'accroissement de la taille du transistor est un facteur déterminant dans la recherche de réduction de  $S'_{cgs}$ . Sur la grande majorité des plages d'impédances prises en compte, on note une baisse d'un facteur 2 en moyenne de la quantité  $S'_{cgs}$  lorsque l'on accroît la taille du transistor d'un facteur 3. Dans le même temps, le bruit  $1/f$  du TEC est inférieur à celui d'une plus petite taille de TEC. On réduit donc, à priori simultanément, deux facteurs représentatifs du bruit de phase de l'oscillateur en augmentant la taille de l'élément actif.

② l'ajout d'une capacité MIM entre la grille et la source du TEC apparaît également intéressant. Cette possibilité sera testée sur un oscillateur utilisant une grande taille de TEC.

③ la taille T3 retenue, le choix des couples ( $X_{SO}$ ,  $X_{DO}$ ) apparaît clairement et permet de proposer une réduction sensible et simultanée des quantités  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$ . Ces impédances sont précisées par une étude plus poussée, faisant intervenir notamment le schéma équivalent complet du TEC.

### **I.2.2.4 : Application à la réalisation d'un OCT**

Les conditions précédentes sont appliquées dans le cadre de la réalisation d'un OCT. Les conditions d'optimisation supplémentaires suivantes sont considérées :

① la résistance négative présentée par le circuit contenant l'élément actif doit exister sur une plage de fréquence la plus étendue possible autour de la bande d'accord recherchée soit dans notre cas supérieure à 10% autour de 8,2 GHz.

② les conditions permettant d'obtenir une faible sensibilité de la partie imaginaire aux variations des éléments du schéma équivalent du TEC doivent être vérifiées sur la bande utile de fréquence de l'OCT soit environ 400 MHz.

On constate ici que des critères concernant la variation des fonctions  $X_d(\omega)$ ,  $X_s(\omega)$  et  $X_g(\omega)$  en fonction de la fréquence sont à prendre en compte :

① on s'attache à maintenir des variations faibles avec la fréquence pour  $X_d(\omega)$  et  $X_s(\omega)$  afin de vérifier les conditions mises en avant concernant aussi bien l'obtention d'une impédance à partie réelle négative que la minimisation de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  au moins sur la plage utile de fréquence. Ces conditions sont en accord avec la réalisation des impédances de fermeture proposées lors de la fabrication TELEMAQUE : les mêmes topologies pour les impédances  $Z_s$ ,  $Z_d$  et  $Z_g$  seront donc utilisées.

② une élévation sensible de la valeur de  $c_{gs}$  est contraire à la réalisation de fortes impédances à parties réelles négatives. Cette constatation permet de fixer la valeur supérieure de la taille du TEC à environ 1 mm de développement de grille comme nous l'avons montré au chapitre précédent.

③ la détermination de la pente de la fonction  $X_g(\omega)$  avec la fréquence est le résultat d'un compromis entre la stabilité en fréquence de l'OCT et la bande d'accord en fréquence. Une large bande d'accord ne peut être obtenue que lorsque le terme comprenant la capacité varactor est prépondérant dans l'équation de  $X_o(\omega)$ . Ceci suppose que  $X_g$  présente des variations faibles avec la fréquence devant celles du terme contenant la capacité varactor. Celle-ci est, de plus choisie, telle que  $c_{gs} \gg c_{var}$ .

④ le terme de l'égalité (3.7) faisant intervenir les éléments  $r_{ds}$  et  $c_{ds}$  du TEC présente des variations lentes avec la fréquence. Les fonctions  $X_s$ ,  $X_d$  et  $R_d$  sont, par construction, choisies peu variables avec la fréquence dans la plage utile de fonctionnement. La condition (3.8) peut donc être maintenue sans difficulté sur toute la plage d'accord de l'OCT. La condition (3.9) est quant à elle faiblement variable avec la fréquence dans la bande fréquence considérée. Un choix approprié des conditions de fermeture permet la vérification des conditions de minimisation de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  sur la plage utile de fréquence.

Les résultats obtenus dans le cadre d'une étude simplifiée vont être étendus au cas plus complexe où est pris en compte le schéma équivalent complet du TEC. Cette approche fait l'objet de notre prochain paragraphe.

## **I.2.3 : Prise en compte du schéma équivalent complet du TEC**

### **I.2.3.1 : Introduction**

Afin de vérifier les hypothèses émises lors de l'étude simplifiée, les conditions de minimisation de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  sont étudiées en considérant le schéma équivalent complet du TEC. Les termes de sensibilité propres aux autres éléments du schéma équivalent sont également étudiés afin d'élargir la discussion dans le cas du TEC de plus grande taille.

L'impédance formelle du circuit oscillateur calculée avec le logiciel MAPLE au chapitre précédent dans la configuration retenue et utilisant un schéma équivalent complet du TEC est considérée.

Toutes les opérations mathématiques applicables à notre étude sont alors directement disponibles :

① séparation des termes d'impédances complexes en partie réelle et imaginaire,

② calcul des dérivées partielles d'une fonction déterminée par rapport à n'importe lequel des paramètres formels la constituant.

Deux tailles de TEC sont retenues pour cette étude,  $600\mu\text{m}$  ( $8 \times 75\mu\text{m}$ ) et  $900\mu\text{m}$  ( $12 \times 75\mu\text{m}$ ) qui ont montré lors de l'étude simplifiée les meilleures potentialités. Les impédances de source et de drain doivent, par ailleurs, permettre de vérifier les conditions de démarrage de l'oscillation dans une zone de faible sensibilité aux dispersions technologiques.

L'impédance de grille fixe la fréquence d'oscillation à 8,2 GHz.  $Z_g$  n'intervient pas dans la réduction des sensibilités  $S'_{xi}$ . Sa détermination est donc dictée par la vérification des conditions d'oscillation à la fréquence d'intérêt.

La partie réelle de  $Z_d$ ,  $R_d$  est prise en compte. Elle est maintenue faible devant celle des parties imaginaires associées en accord avec les résultats de l'étude théorique décrite dans le chapitre précédent.

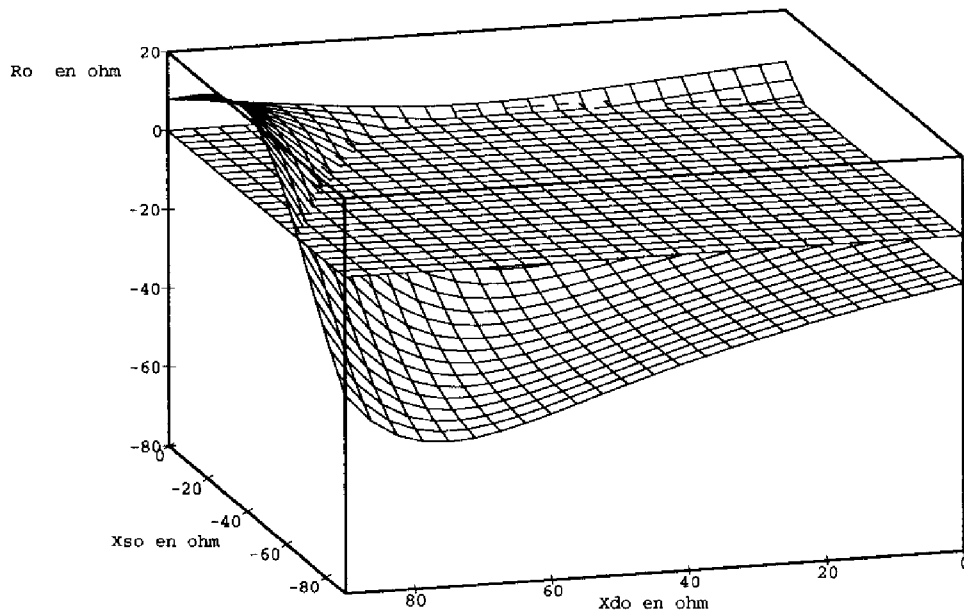
On optimise alors l'impédance présentée par le circuit oscillant en fonction de  $X_{SO}$  et  $X_{DO}$ . L'approche analytique n'étant plus exploitable avec le schéma équivalent



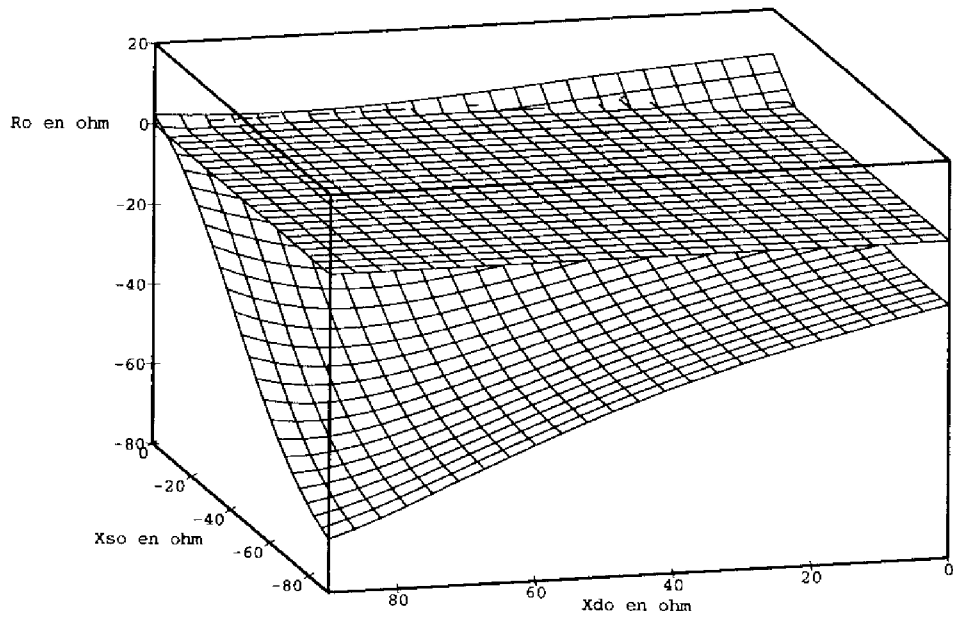
complet du TEC, on choisit de procéder par une optimisation graphique des impédances de bouclage.

### **1.2.3.2 : Optimisation des impédances de fermeture**

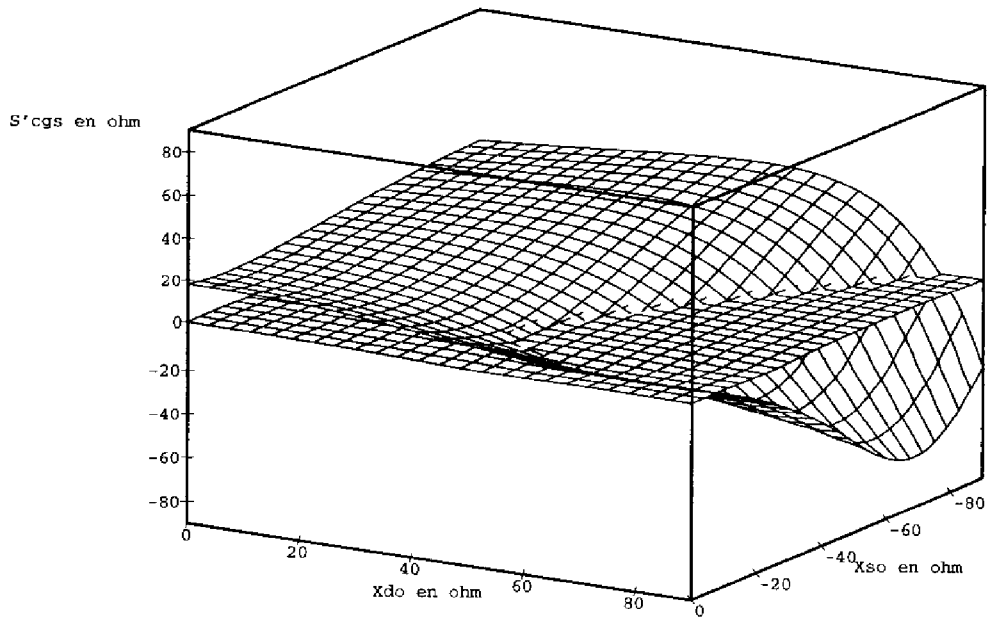
On trace, en fonction de  $X_{SO}$  et  $X_{DO}$ , les termes  $R_O$ ,  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  à la fréquence de 8,2 GHz. Les tracés de sensibilité correspondants aux autres éléments du schéma équivalent du TEC (12x75 $\mu$ m) sont également représentés. Les figures 3.5 à 3.14 présentent ces tracés.



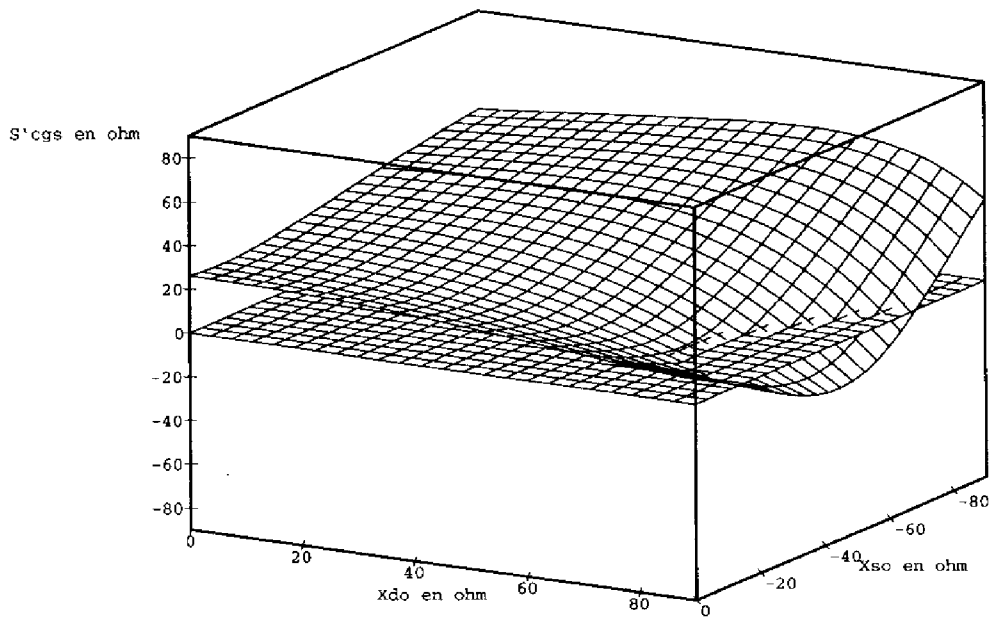
**figure 3.5 :  $R_o$  en fonction de  $X_{so}$  et  $X_{do}$  (T3)**



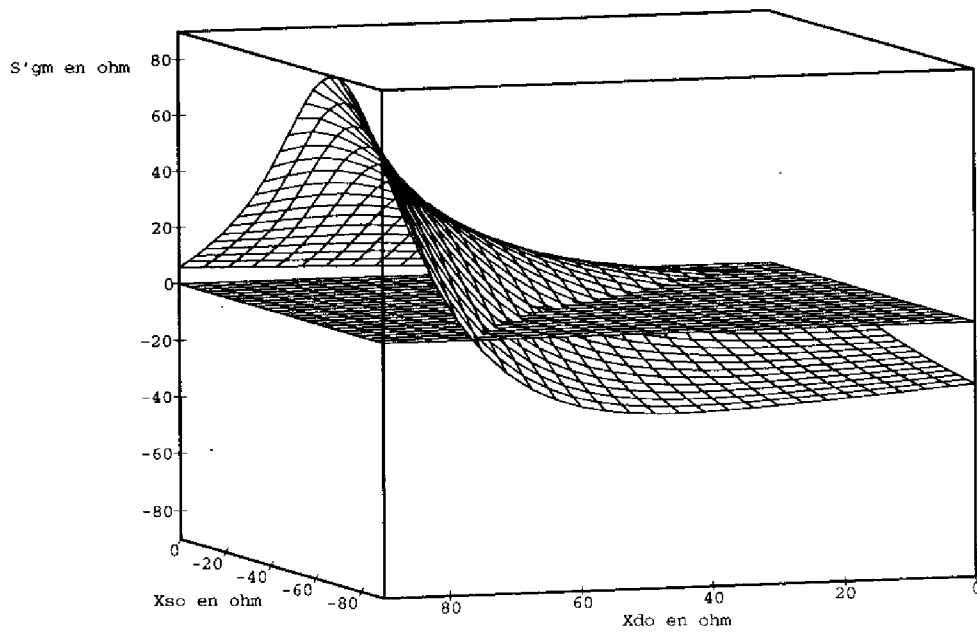
**figure 3.6 :  $R_o$  en fonction de  $X_{so}$  et  $X_{do}$  (T2)**



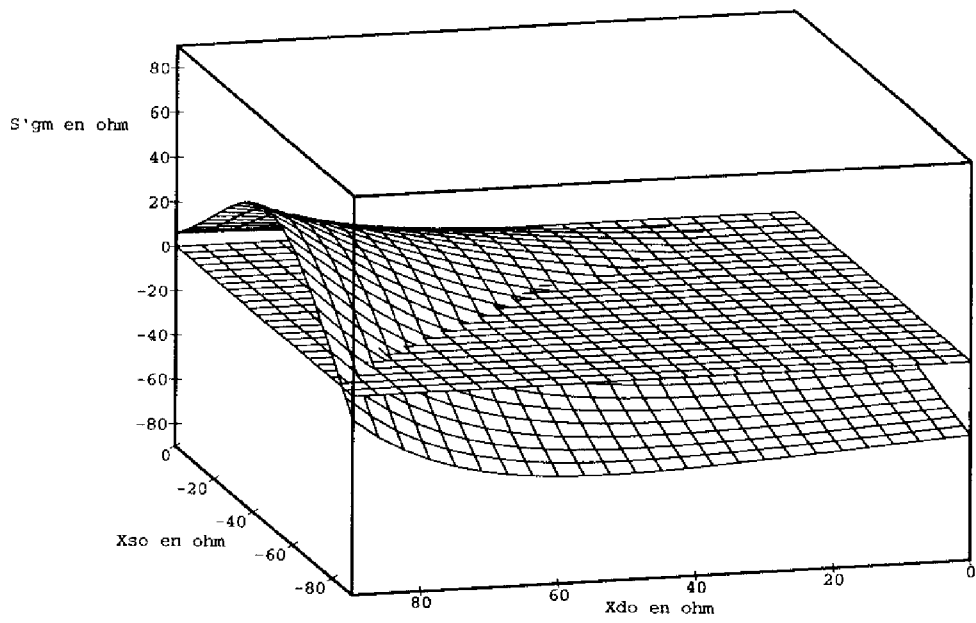
**figure 3.7 :  $S'_{cgs}$  en fonction de  $X_{so}$  et  $X_{do}$  (T3)**



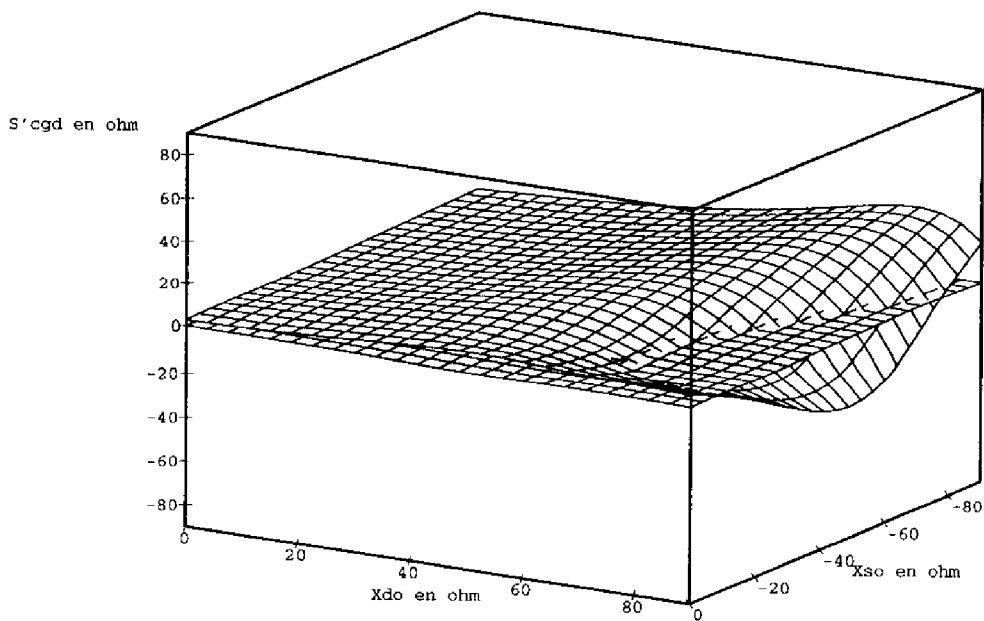
**figure 3.8 :  $S'_{cgs}$  en fonction de  $X_{so}$  et  $X_{do}$  (T2)**



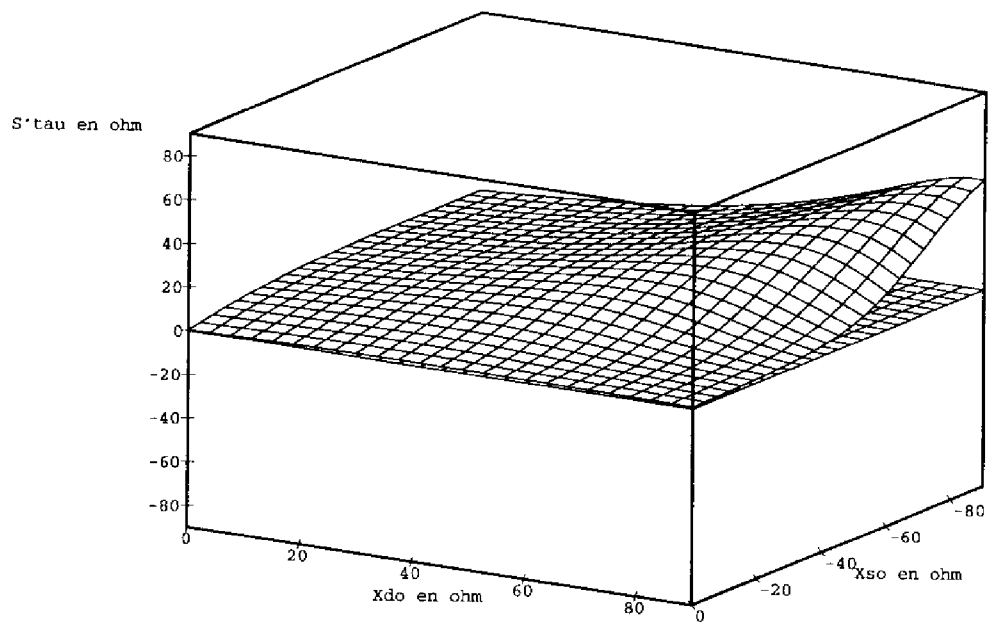
**figure 3.9 :  $S'_{gm}$  en fonction de  $X_{so}$  et  $X_{do}$  (T3)**



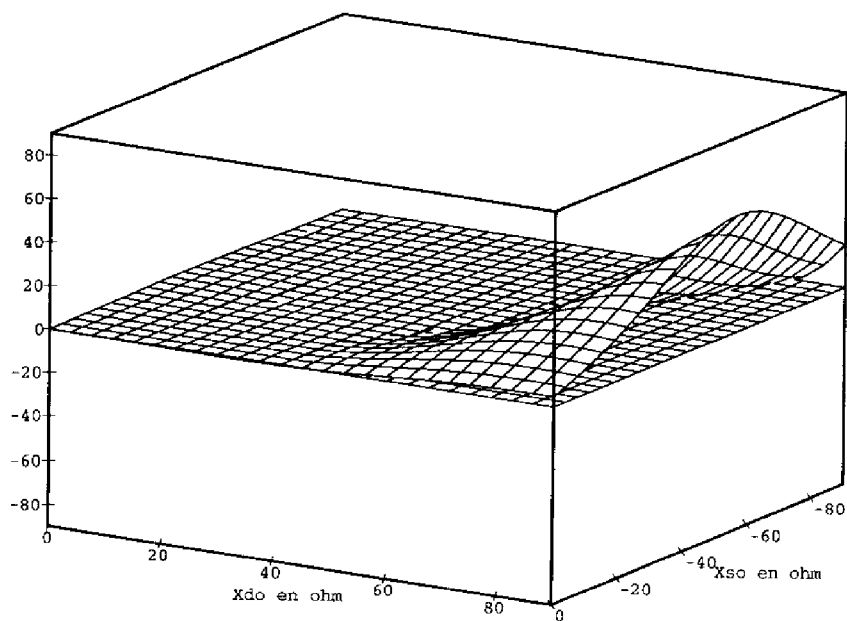
**figure 3.10 :  $S'_{gm}$  en fonction de  $X_{so}$  et  $X_{do}$  (T2)**



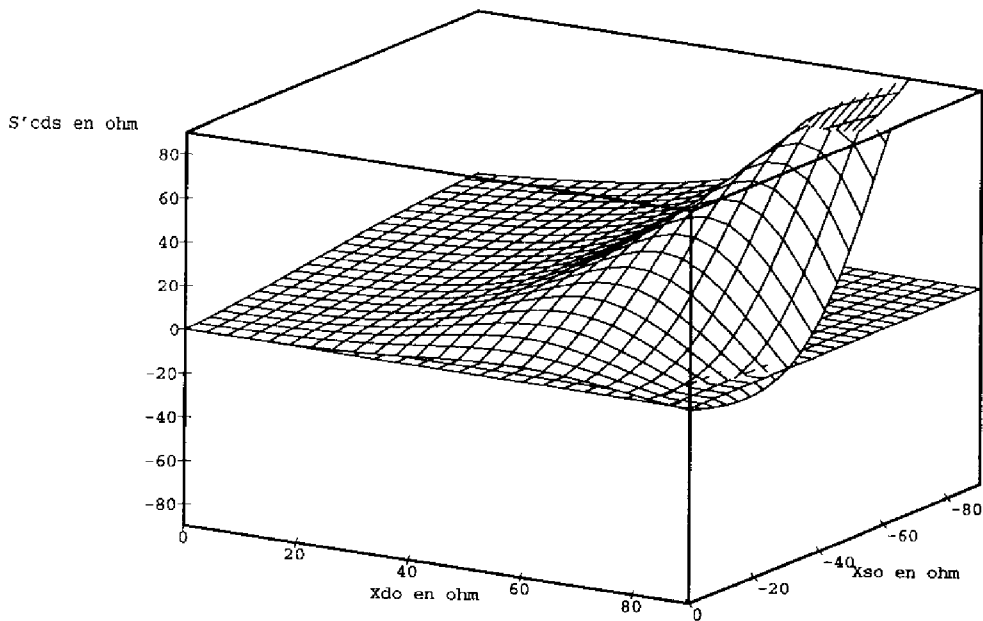
**figure 3.11 :  $S'_{cgd}$  en fonction de  $X_{so}$  et  $X_{do}$  (T3)**



**figure 3.12 : S'tau en fonction de Xso et Xdo(T3)**



**figure 3.13 : S'rds en fonction de Xso et Xdo(T3)**



**figure 3.14 :  $S'_{cgs}$  en fonction de  $X_{so}$  et  $X_{do}(T3)$**

On retient de cette analyse les points suivants :

① la recherche d'un maximum de résistance négative à la fréquence d'étude fait apparaître un optimum pour des valeurs élevées de  $X_{so}$  et  $X_{do}$ . Ces couples de valeurs correspondent à un maximum de sensibilité de la partie imaginaire à presque tous les éléments du schéma équivalent du TEC. Ces zones d'impédance sont donc à éviter.

② l'accroissement de la taille du TEC pose un problème au niveau de l'obtention d'une impédance à partie réelle négative élevée. Une diminution moyenne de la résistance négative sur la plage centrale des impédances étudiées de l'ordre de 50 % est observée lorsque le développement de grille est multiplié par 1,5.

③ la minimisation simultanée de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  apparaît possible pour des valeurs de  $X_{so}$  et  $X_{do}$  de l'ordre de -50 et 50  $\Omega$  respectivement pour T3. On constate également que les variations de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  pour de faibles valeurs de  $X_{so}$  et  $X_{do}$  restent minimales dans ce cas.

④ l'influence de  $c_{gs}$  et  $g_m$  est bien du premier ordre sur la partie imaginaire de  $Z_O$ . Un grand nombre de valeurs de  $X_{s0}$  et  $X_{d0}$  permet de proposer une impédance à partie réelle négative. Un choix judicieux de ces mêmes valeurs est cependant nécessaire pour éviter une sensibilité importante de  $X_O$  et à priori de la fréquence de l'oscillateur à des variations de  $c_{gs}$  ou  $g_m$ .

⑤ les influences des autres éléments du schéma équivalent du TEC apparaissent secondaires sur la presque totalité des valeurs des impédances de bouclage. Seule  $S'_{c_{ds}}$ , pour des couples mal choisis d'impédances de fermeture, peut devenir prépondérante (figure 3.14).

⑥ le signe des sensibilités  $S'_{x_j}$  est important car il indique le sens de variation de la fonction partie imaginaire lors des variations de l'élément  $x_j$ . On constate ainsi que les évolutions de  $c_{gs}$  et  $g_m$  présentent des dérivées opposées indiquant que lorsque ces fonctions varient dans le même sens, les déviations de partie imaginaire, donc de fréquence se compensent. Il peut théoriquement exister pour une plage de polarisation et une topographie déterminées, des points où la fréquence d'oscillation évolue faiblement lors de variations des tensions de polarisation, sans, pour autant, que les conditions concernant le facteur de qualité du résonateur soient prises en compte.

### **1.2.3.3 : Conclusion**

La première itération concernant les valeurs d'impédances à choisir pour l'oscillateur est réalisée. Les TEC T2 et T3 (600 et 900  $\mu\text{m}$  respectivement) sont bien adaptés à notre application. Le choix optimisé des impédances de bouclage qui permet la réduction de  $S'_{c_{gs}}$  et  $S'_{g_m}$  est également réalisé. L'allure des cycles de charge dans le plan de la non linéarité de drain du TEC est étudiée en fonction de la charge de drain  $Z_d$ , dont les valeurs initiales sont déterminées par l'approche précédente.

## **I.2.4 : Aspect des cycles de charge**

### **I.2.4.1 : Introduction**

L'objectif dans cette approche est d'étudier les évolutions du cycle de charge dans le plan de la non-linéarité de drain du TEC. Les impédances de fermeture vérifiant les propriétés déterminées par l'approche petit signal sont connectées au TEC. Les simulations proposées dans ce paragraphe sont réalisées sur l'analyseur LISA, très bien adapté à ce type d'étude. Par ailleurs, le schéma non-linéaire du TEC, en tous points identique à celui proposé au chapitre précédent, est de type CURTICE CUBIQUE. Une modélisation spécifique de la non linéarité de drain est réalisée sur le logiciel COMLIB pour chaque taille de TEC utilisée. Les résultats de ces modélisations sont reportés en annexe II.

### **I.2.4.2 : Choix de l'impédance permettant l'optimisation du cycle**

Les valeurs d'impédances vérifiant les conditions de démarrage de l'oscillation et qui répondent aux critères théoriques établis pour réduire la sensibilité de  $X_0(\omega)$  aux variations des éléments fortement non-linéaires du TEC sont connues. Fonctions de la taille du TEC, ces valeurs doivent être compatibles avec des conditions minimums d'adaptation en puissance. Ces conditions sont vérifiées avec la visualisation des cycles de charge dans le plan de la non-linéarité de drain du TEC. L'objectif est d'analyser l'adaptation en puissance du TEC et de réaliser de faibles variations sur les impédances de bouclage initiales pour étudier le comportement du cycle de charge.

Dans la configuration choisie, le rôle des impédances de charge du TEC sur les conditions de démarrage est connu. L'impédance de grille a pour action principale de fixer la fréquence d'oscillation. L'impédance de source est utilisée dans la contre réaction pour réaliser une impédance à partie réelle négative sur la plage de fréquence requise, donc fixer la condition de démarrage. L'impédance de drain présente un rôle moins important sur les conditions de démarrage et de réduction de sensibilité des quantités  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$ . De faibles variations au niveau de cet accès sont réalisées pour étudier l'évolution du cycle de charge.



### I.2.4.3 : Évolution du cycle avec les variations de $Z_d$

Le schéma théorique de la figure 3.15 est décrit sous l'analyseur LISA avec les hypothèses suivantes :

① l'impédance de grille du TEC permet de présenter une annulation de la partie imaginaire petit signal du réseau oscillant à la fréquence de 8,2 GHz

② l'impédance de source est celle déterminée par l'approche théorique du paragraphe précédent en fonction de la taille de TEC. Elle est schématisée par un circuit (LC) parallèle. Les variations de cette impédance sont négligeables sur la bande de fréquence 8-8,4 GHz.

③ l'impédance de drain  $Z_d=R_d+jX_d$ , présente des variations faibles avec la fréquence et une valeur centrale à 8,2 GHz égale à celle déterminée par l'approche petit signal. Des variations de l'ordre de 20% sont réalisées autour des valeurs initiales de  $R_d$  et  $X_d$  grâce à un réglage adéquat de l'élément d'accord  $L_d$ .

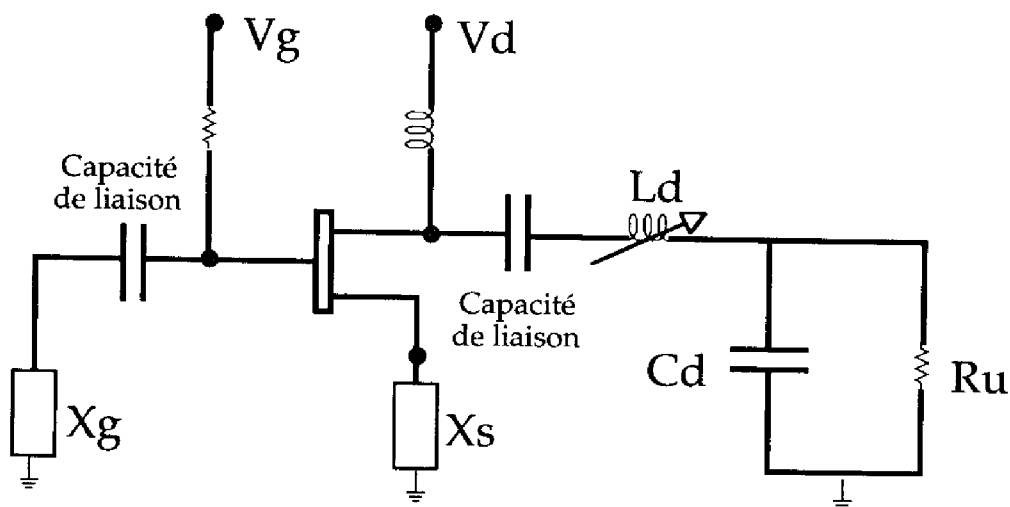
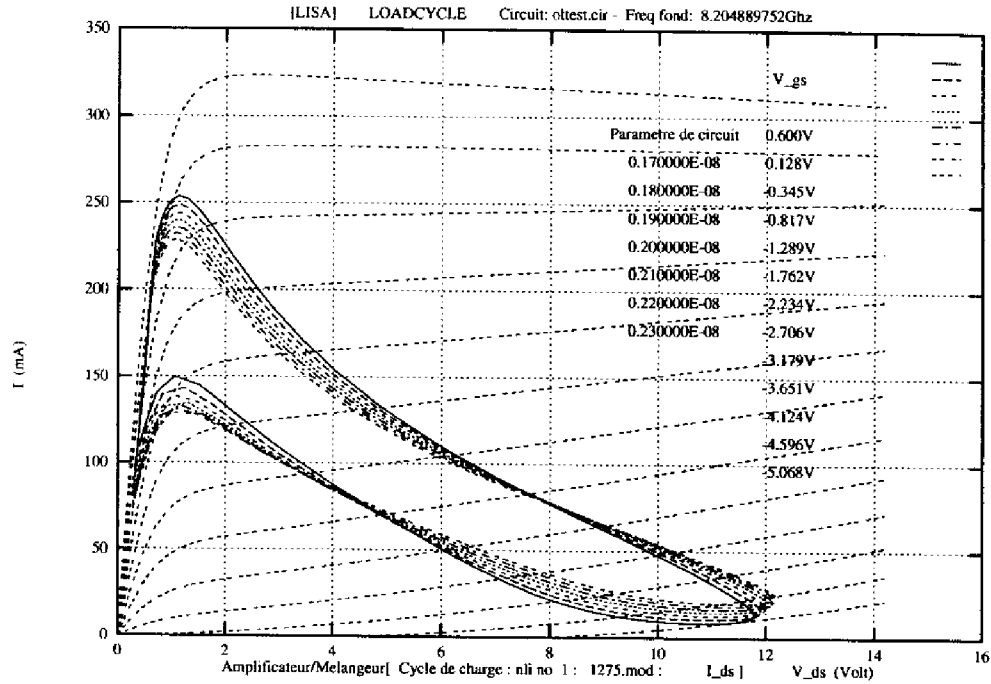


figure 3.15 : Circuit idéal simulé sur LISA

La figure 3.16 indique l'aspect du cycle de charge dans le plan de la non-linéarité de drain du TEC ( $12 \times 75 \mu\text{m}$ ) lorsque l'inductance  $L_d$  varie de  $\pm 15\%$ . Le cycle

présente une surface non nulle qu'il serait souhaitable de réduire dans le cadre d'une amélioration des performances en puissance de l'oscillateur [32]. Dans le contexte de cette étude, on retient le cycle présentant une excursion en courant la plus élevée possible susceptible de produire la puissance maximum en oscillation.



**figure 3.16 : Évolution du cycle de charge avec Ld**

La valeur de la charge de drain est calculée en retenant la solution  $L_d=1,7$  nH pour le réseau oscillant avec un TEC  $12 \times 75 \mu\text{m}$ . On obtient alors une valeur de  $Z_d$  telle que  $Z_d \approx (10+j45) \Omega$  sur la plage 8-8,4 GHz. La même approche pour le réseau oscillant utilisant le TEC  $8 \times 75 \mu\text{m}$  permet de proposer une valeur de  $Z_d$  telle que  $Z_d \approx (20+j60) \Omega$ . Lors de la réalisation de ces fonctions en MMIC, on s'attachera donc à vérifier au mieux ces valeurs d'impédance et à les adapter à l'application faible ou large bande de fréquence (oscillateur ou OCT). Le démarrage de l'oscillation est de plus vérifiée par une analyse temporelle du circuit précédent avec les impédances retenues lors de l'optimisation du cycle de charge.

### 1.2.5 : Démarrage de l'oscillation

Le circuit de la figure 3.15 est décrit sur l'analyseur temporel mwSPICE. On applique sur la grille du TEC une impulsion en courant pour simuler un bruit propre au TEC. Le résultat de cette analyse est représenté sur la figure 3.17.

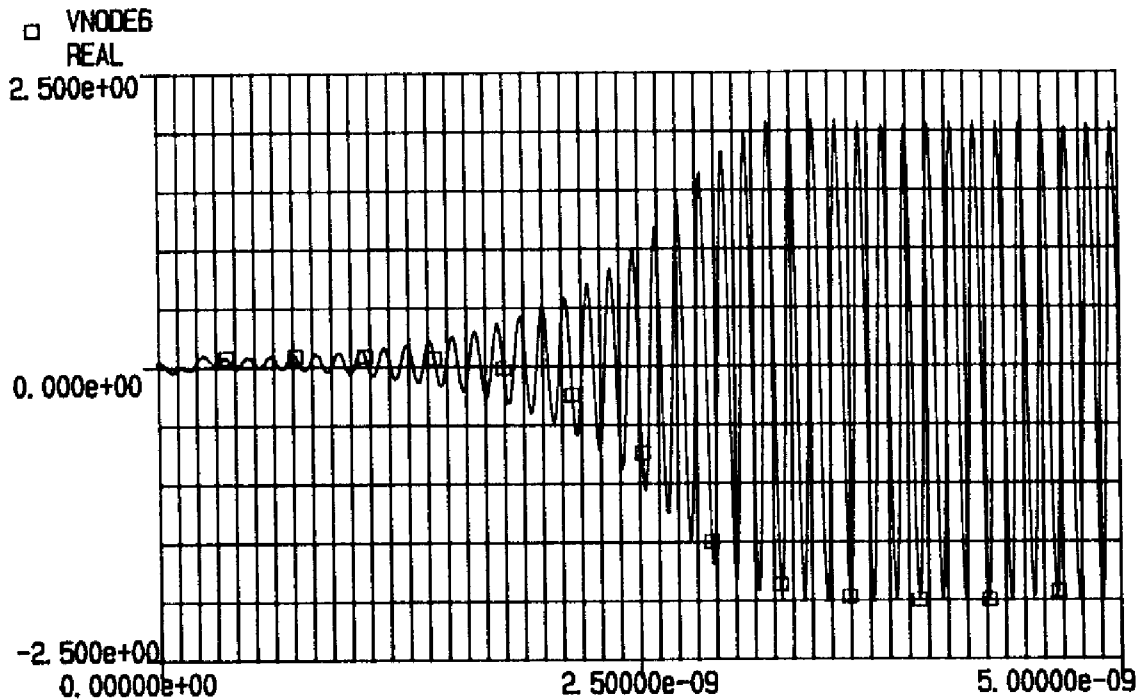


figure 3.17 : Analyse temporelle de l'oscillateur utilisant un TEC 12x75 µm

On peut observer sur cette figure, la période de démarrage de l'oscillation jusqu'au régime établi qui présente une fréquence de 8,27 GHz. Le niveau du signal est réglé en simulation par un atténuateur en T pour attaquer l'étage tampon avec une puissance de l'ordre de 8 dBm. L'analyse en régime temporel du démarrage de l'oscillateur utilisant un TEC 8x75 µm présente des résultats identiques.

### 1.3 : Conclusion

Les conditions d'impédance permettant de minimiser l'effet de la variation de  $c_{gs}$  et  $g_m$  sur la partie imaginaire et d'obtenir les conditions de démarrage requises pour la partie réelle du réseau oscillant sont établies. La vérification des conditions d'adaptation en puissance du TEC en fonction de sa taille est également réalisée. Le démarrage de l'oscillation lors de l'analyse dans le domaine temporel est enfin observé et conduit à retenir les impédances proposées pour réaliser ces fonctions en technologie intégrée.

## II : REALISATION DES OSCILLATEURS ET OCT EN TECHNOLOGIE MMIC

### II.1 : Objectifs

Les objectifs sont légèrement différents suivant que la fonction à réaliser est de type oscillateur à fréquence fixe ou à fréquence variable (OCT) notamment en ce qui concerne la largeur de plage de fréquence où existe une impédance à partie réelle négative :

① dans le cas de l'oscillateur fixe, les conditions de démarrage en partie réelle sont réalisées sur une plage de fréquence d'environ 600 MHz autour de 8.2 GHz pour contrer d'éventuels décalages de fréquence dus à la dispersion technologique.

② cette même plage est de l'ordre de 2 GHz dans le cas de l'OCT pour les mêmes raisons mais avec l'obligation supplémentaire liée à la largeur de bande de fréquence accessible lors de la variation de la capacité varactor. La résistance série du varactor pouvant atteindre plusieurs dizaines d'ohm, il est nécessaire de prévoir une partie réelle négative, dans ce cas, plus élevée en valeur absolue. Ces conditions sont plus restrictives que pour la réalisation de l'oscillateur à fréquence fixe.

③ réaliser les valeurs optimisées des impédances de source et de drain à la fréquence d'oscillation déterminées lors du paragraphe précédent et qui sont fonctions de la taille du TEC.

④ donner à ces impédances de faibles variations avec la fréquence pour que les conditions établies à la fréquence centrale restent vraies sur la plage de fréquence utile, dans le cas des OCT. Ces conditions doivent être respectées pour les oscillateurs à fréquence fixe afin d'éviter une sensibilité aux dispersions technologiques importante.

⑤ fixer la valeur de l'impédance de grille avec deux objectifs :  
- positionner la fréquence centrale d'oscillation à 8,2 GHz.  
- choisir la taille du varactor offrant la gamme de capacités nécessaire à l'obtention de la bande d'accord désirée pour les OCT.

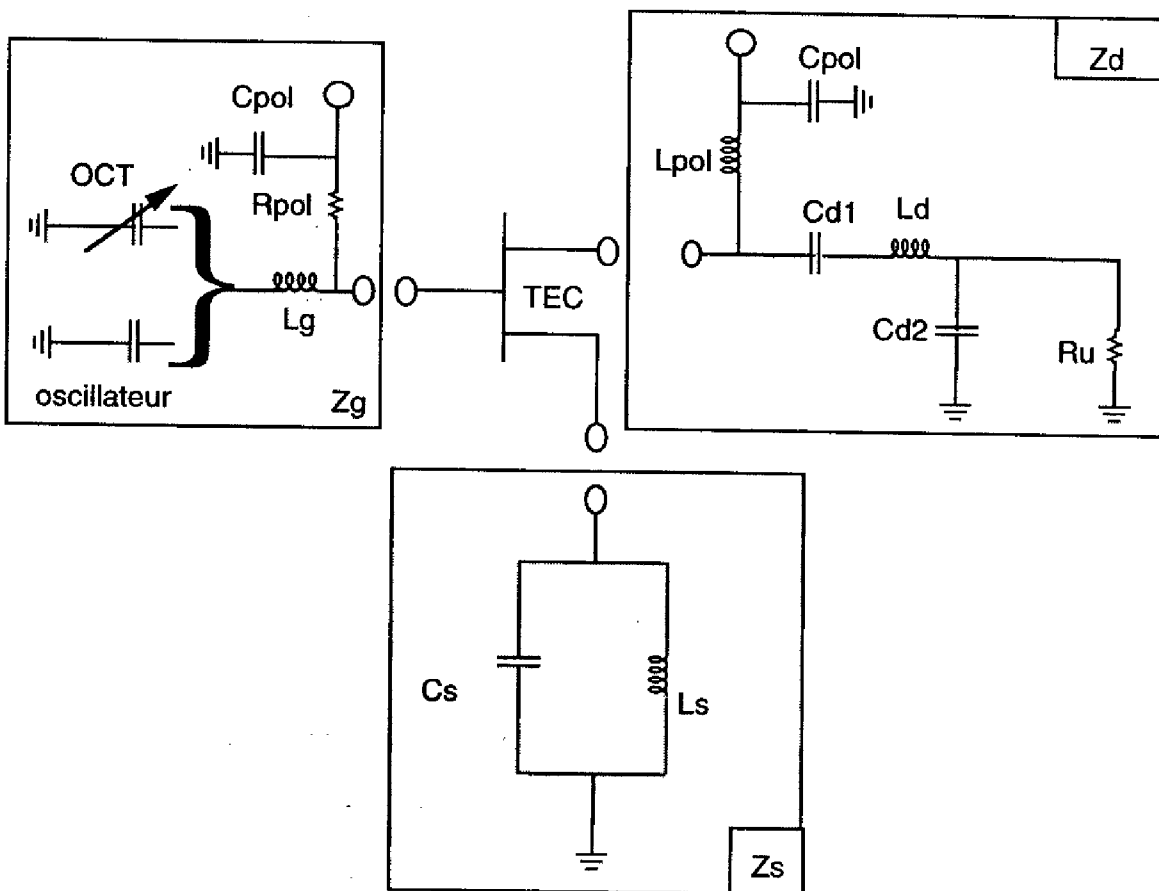
⑥ chaque puce est dotée d'un étage tampon ayant pour fonction d'isoler les circuits oscillateurs et de filtrer les harmoniques générées. La puissance de sortie de la puce peut, de plus, être ajustée par le choix approprié d'un atténuateur en T entre l'oscillateur et l'étage tampon. Une puissance de sortie supérieure à 10 dBm est

recherchée pour toutes les puces réalisées. L'étage tampon est comparable à celui présenté au chapitre II. Une taille de TEC inférieure est retenue ( $4 \times 75 \mu\text{m}$ ) pour réduire la consommation globale de la puce.

## II.2 : Topologie des oscillateurs et OCT

### II.2.1 : Introduction

Le choix des impédances réalisées s'inspire des solutions retenues lors de la première fabrication en fonderie. Le schéma de principe de l'oscillateur ou de l'OCT est représenté figure 3.18.



**figure 3.18 : Schéma du circuit oscillateur ou OCT**

Les oscillateurs et OCT ont la même configuration que celle décrite plus succinctement dans le paragraphe précédent. Seule la capacité d'entrée est remplacée par un varactor pour passer de l'oscillateur délivrant une fréquence fixe à l'OCT. Cette topologie a montré, lors de la première fabrication en fonderie d'excellentes

potentialités pour la réalisation d'OCT présentant des largeurs de bande de l'ordre de 10 %.

Deux oscillateurs utilisant pour l'un, un TEC de 900  $\mu\text{m}$ , pour l'autre un TEC de 600  $\mu\text{m}$  sont donc proposés. Quatre versions d'OCT sont également réalisées : deux utilisant un TEC 900  $\mu\text{m}$ , une un TEC 600  $\mu\text{m}$  et une un TEC 400  $\mu\text{m}$ .

## **II.2.2 : Problèmes liés à la technologie MMIC**

La réalisation d'un circuit MMIC impose un grand nombre de contraintes liées notamment à la technologie de la filière. C'est le cas, par exemple, lors de l'utilisation de TEC à fort développement de grille, de la tenue en courant des lignes du niveau métallique "EP" des inductances de polarisation. Dans notre cas, la contrainte la plus défavorable est liée à l'utilisation d'un TEC de 900  $\mu\text{m}$  de développement de grille polarisé en mode normal de fonctionnement à 5 V,  $I_{dss}/2$  soit environ 100 mA. Les lignes utilisées et les inductances positionnées sur l'amenée de polarisation auront donc une largeur permettant de tenir une valeur au moins 2 fois supérieure, soit 20  $\mu\text{m}$ . La valeur supérieure d'inductance dans cette filière et avec cette largeur de piste étant de 1,5 nH, on dispose deux inductances en série sur la polarisation de drain du TEC pour atteindre une valeur inductive suffisante.

De plus, les inductances MMIC placées sur l'alimentation de drain et dans la contre réaction de source du composant présentent des résistances séries de l'ordre de quelques  $\Omega$ . Lors du passage de courant continu sur ces accès, il se produit une chute de tension évaluée dans le cas du TEC 900  $\mu\text{m}$  à environ 1,5 V ( $15\Omega \times 100 \text{ mA}$ ), et à 1 V dans le cas du TEC 600  $\mu\text{m}$  ( $12\Omega \times 70 \text{ mA}$ ). Cette dépolarisation doit être prise en compte d'une part au niveau de la simulation non-linéaire et d'autre part au niveau de la mesure des fonctions réalisées.

## **II.3 : Oscillateur à fréquence fixe**

### **II.3.1 : Introduction**

Deux oscillateurs à fréquence fixe présentant des caractéristiques similaires mais utilisant pour l'un (OL-X-1275-1) le TEC T3, pour l'autre (OL-X-875-1), le TEC T2 sont réalisés en technologie intégrée. Cette étude comparative doit mettre en évidence les avantages d'une plus faible sensibilité en fréquence de l'oscillateur obtenue pour un développement de grille plus élevé. Les résultats seront de plus comparés à ceux de la fabrication TELEMAQUE où le TEC présentait un développement de grille de 400  $\mu\text{m}$ . Une adaptation de la version d'oscillateur utilisant un TEC 600  $\mu\text{m}$  non présentée dans ce paragraphe est optimisée pour un

fonctionnement en bande S (2 GHz) afin de tester une transposition éventuelle des fonctions de la télémétrie dans cette bande de fréquence. Cette version est nommée OL-S-875.

### **II.3.2 : Objectifs et réalisation des impédances de bouclage**

Nous fixons les objectifs suivants lors de la réalisation des oscillateurs :

- ① réaliser une partie réelle négative d'environ  $-30 \Omega$  sur la plage de fréquence (8-8,4 GHz).
- ② vérifier les conditions de minimisation de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  au mieux sur la plage de fréquence (8-8,4 GHz).
- ③ positionner la fréquence d'oscillation à proximité de 8,2 GHz en ajustant la charge de grille.

L'étude réalisée au chapitre précédent nous amène à proposer les conditions d'adaptation suivante en fonction de la taille du TEC et à la fréquence d'oscillation  $f_0=8,2$  GHz :

T2 (600 $\mu$ m)

$$\begin{cases} R_s \rightarrow 0 \\ X_s \approx -50 \Omega \\ X_d \approx 60 \Omega \\ R_d \approx 20 \Omega \end{cases}$$

T3 (900 $\mu$ m)

$$\begin{cases} R_s \rightarrow 0 \\ X_s \approx -40 \Omega \\ X_d \approx 45 \Omega \\ R_d \approx 15 \Omega \end{cases}$$

Dans ces conditions, on obtient pour  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  les valeurs suivantes dans les deux cas:

T2(600 $\mu$ m)

$$\begin{cases} S'_{cgs} = 23\Omega \\ S'_{gm} = -8\Omega \end{cases}$$

T3(900 $\mu$ m)

$$\begin{cases} S'_{cgs} = 12\Omega \\ S'_{gm} = -2\Omega \end{cases}$$

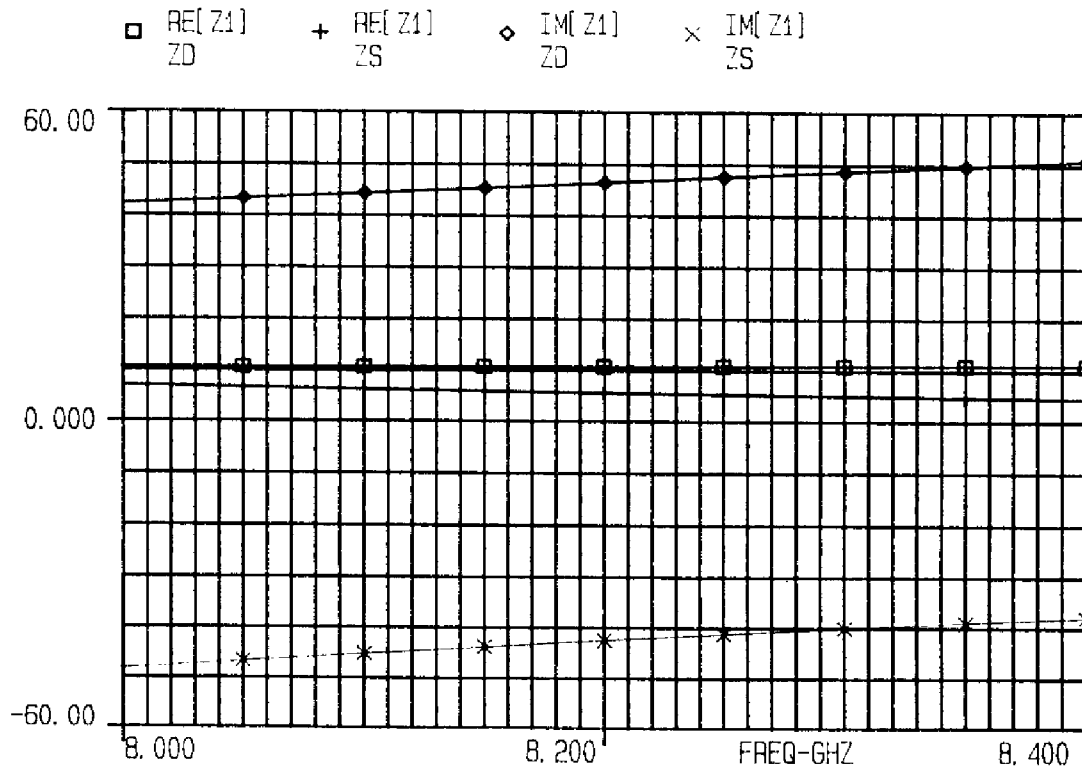
Il apparaît clairement que l'effet de taille est prépondérant pour les valeurs obtenues de la sensibilité de la partie imaginaire aux éléments  $c_{gs}$  et  $g_m$  du schéma équivalent.

Les figures 3.19 et 3.22 représentent les valeurs d'impédances  $Z_O$  en fonction de la taille du TEC et de la fréquence sur 400 MHz autour de 8,2 GHz. Les conditions

de faibles dérivées des fonctions  $X_S(f)$ ,  $X_D(f)$  et  $R_D(f)$  sont optimisées grâce au logiciel LIBRA et permettent de proposer les conditions de minimisation de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  sur une large plage de fréquence.

La charge de grille présente une faible partie résistive et une partie imaginaire qui permet de centrer la fréquence d'oscillation à proximité de 8,2 GHz.

Les résultats de la simulation linéaire dans le plan de l'impédance de grille des oscillateurs sont représentés figure 3.20 et 3.23. Les circuits réalisés en MMIC sont présentés sur les figures 3.21 et 3.24. Toutes les puces présentées ont des dimensions de l'ordre de  $4\text{mm}^2$  ( $2 \times 2\text{mm}^2$ ).



**figure 3.19 : Partie réelle et imaginaire de  $Z_s$  et  $Z_d$  (OL-X-1275-1)**



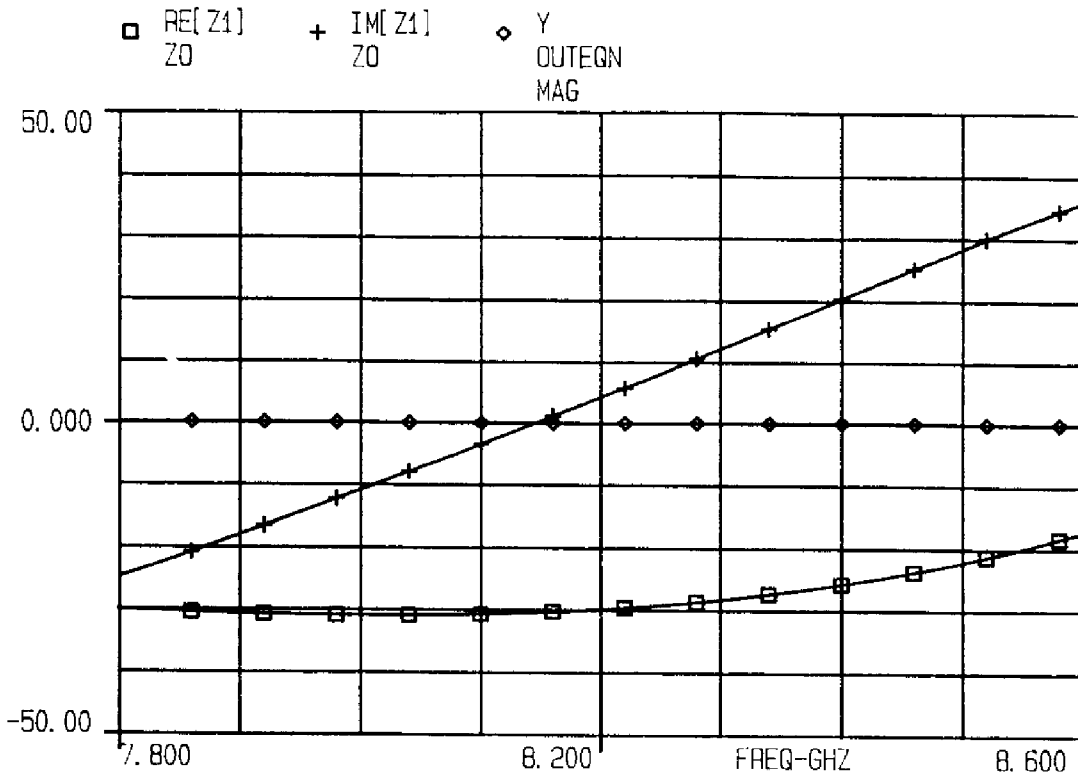


figure 3.20 : Partie réelle et imaginaire de Zo (OL-X-1275-1)

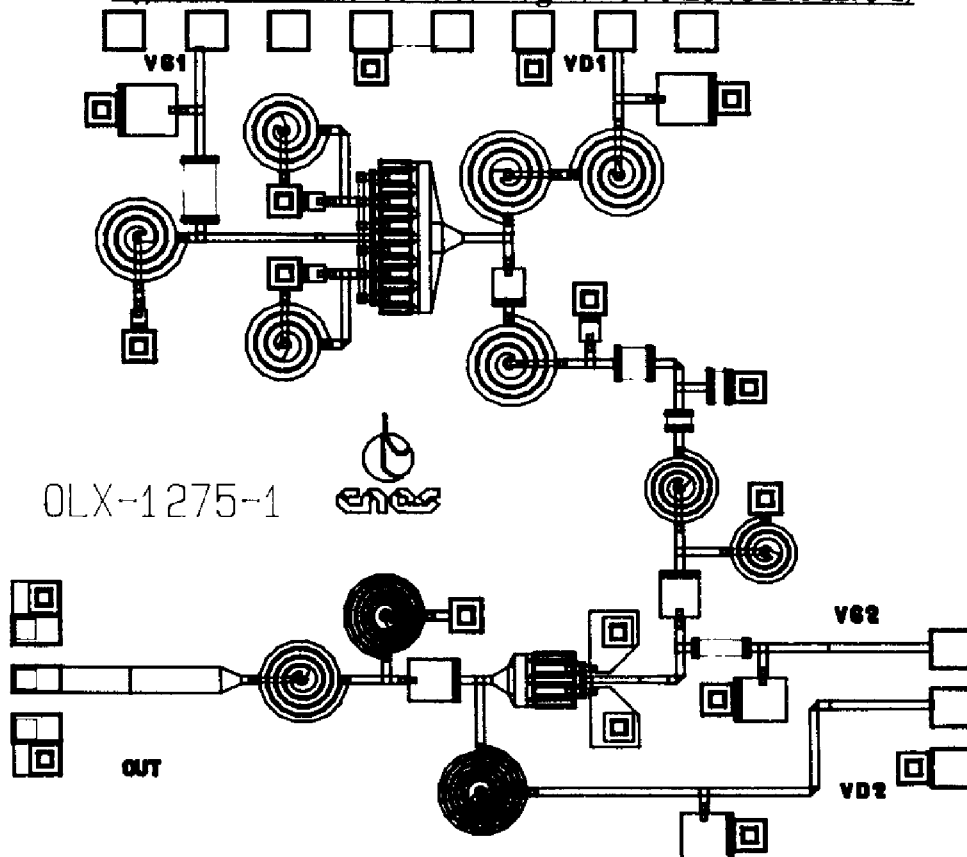
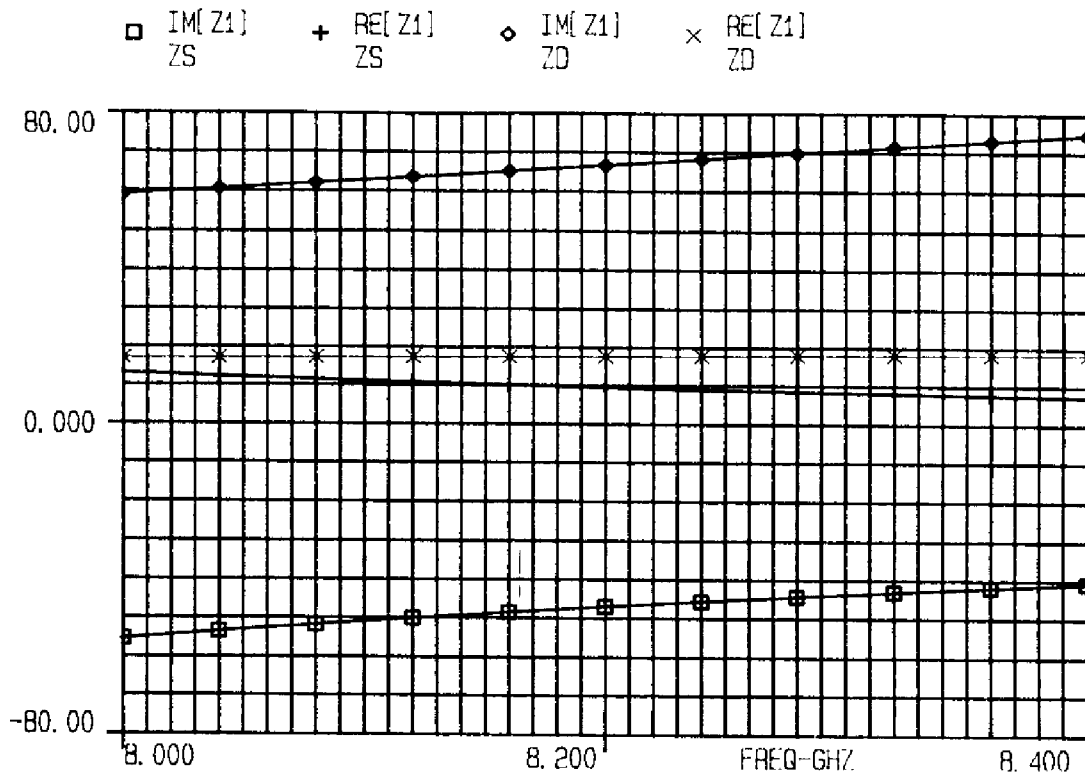
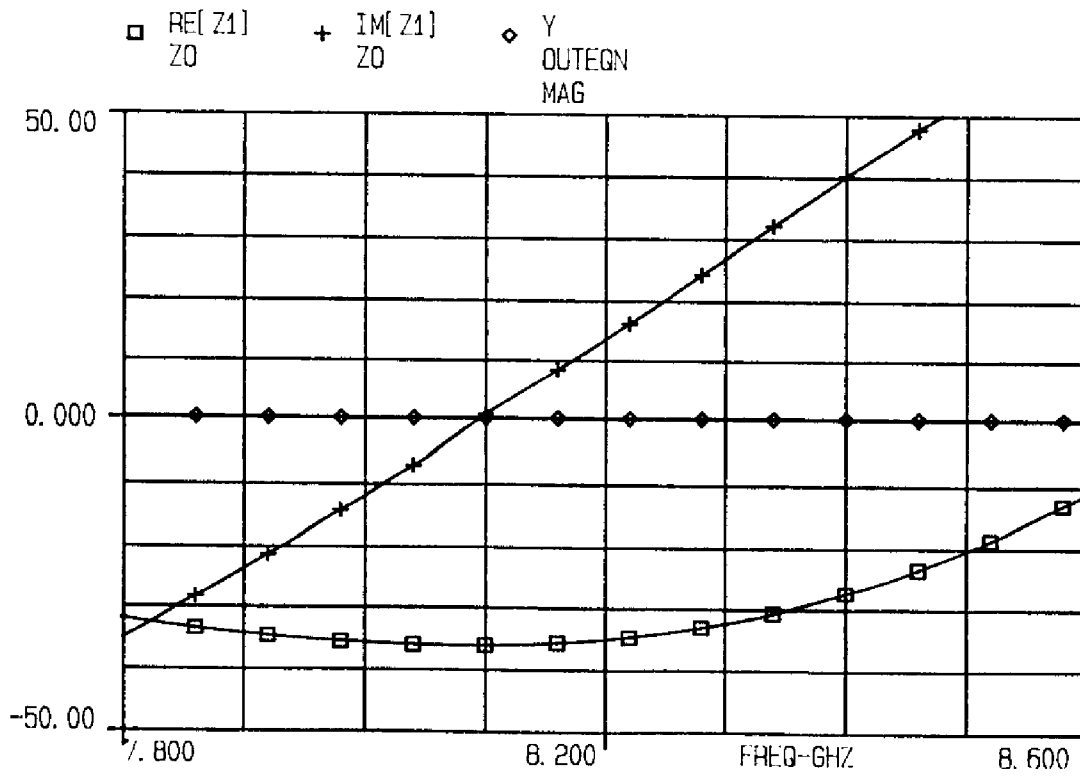


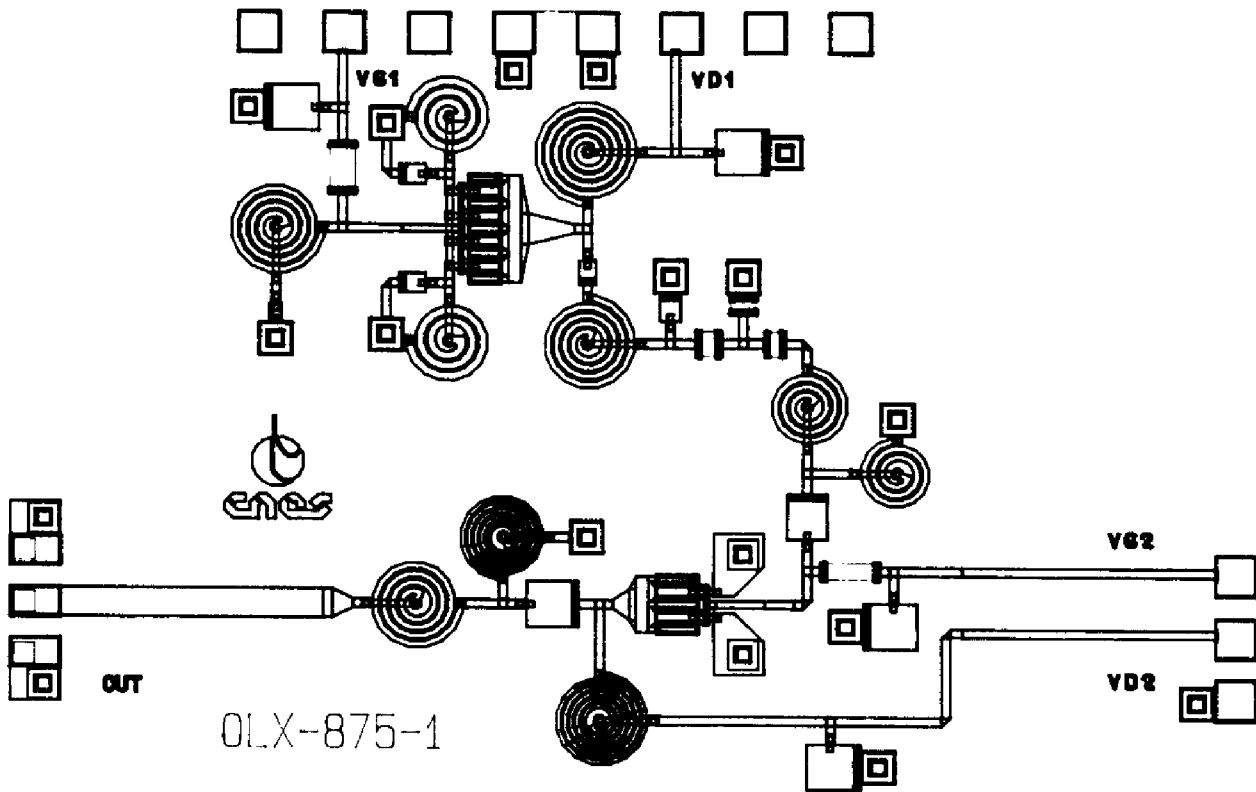
figure 3.21 : Circuit oscillateur OL-X-1275-1



**figure 3.22 : Partie réelle et imaginaire de Zs et Zd (OL-X-875-1)**



**figure 3.23 : Partie réelle et imaginaire de Zo (OL-X-875-1)**



**figure 3.24 : Circuit oscillateur OL-X-875-1**

Les conditions de démarrage petit signal sont respectées dans les deux cas et ceci avec un temps d'optimisation très réduit grâce à l'approche initiale. Les précautions visant à maintenir pour les fonctions  $X_S(f)$  et  $X_D(f)$  de faibles pentes avec la fréquence (figures 3.19 et 3.22) montrent également leur efficacité. La réponse en fréquence de la partie réelle des circuits oscillateurs est quasiment plate sur la bande d'étude (8-8,4 GHz), (figures 3.20 et 3.23).

#### **II.4 : Oscillateurs Contrôlés en Tension**

Les particularités des quatre OCT réalisés sont les suivantes :

① un OCT (VCO-X-LB) accordable sur la plus large bande de fréquence possible. Il utilise un TEC de 900  $\mu\text{m}$  et un varactor de petite taille qui présente une résistance série élevée. Cette résistance série est à l'origine d'une dégradation du bruit de phase de la réalisation [52].

② un OCT (VCO-X-FB) avec une plage de fréquence d'accord utile de l'ordre de 600 MHz autour de 8,2 GHz. Son varactor de plus grande taille présente une résistance série très inférieure. Il utilise également un TEC de 900  $\mu\text{m}$ .

③ un OCT (VCO-X-875-1) utilisant un TEC de 600  $\mu\text{m}$  et un varactor présentant une faible résistance série.

④ un OCT (VCO-X-400D) utilisant un TEC de 400  $\mu\text{m}$  et un varactor à faible résistance série. Cette version est une évolution de la fabrication précédente. La pente de la réactance de l'impédance présentée par l'élément actif (Pf) a dans ce cas été accrue pour réduire le facteur de pushing et plus globalement le bruit de phase de la version au détriment de la bande d'accord (600 MHz).

L'accroissement sensible de la taille du TEC pour les trois premières réalisations par rapport à la première fabrication entraîne une contribution plus importante de la capacité varactor sur la partie imaginaire du réseau oscillant. La comparaison devient en effet (équation 2.27) plus favorable entre la valeur de  $c_{gs}$  et des capacités varactor accessibles. Une bande d'accord en fréquence supérieure à 10% est donc visée pour l'OCT présentant la plus large bande avec un seul varactor.

Par rapport aux réalisations de type oscillateurs à fréquence fixe, les conditions d'optimisations supplémentaires suivantes sont prises en compte :

① une valeur de l'ordre de  $-40 \Omega$  en partie réelle est requise pour les OCT afin de compenser les effets d'accroissement de la résistance série du varactor en fin de commande.

Compte tenu de cette indication et de la volonté de conserver des valeurs faibles à  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$ . Les couples d'impédances de charges suivants sont proposés :

T2 (600  $\mu\text{m}$ )

$$\begin{cases} R_s \rightarrow 0 \\ X_s \approx -55 \Omega \\ X_d \approx 65 \Omega \\ R_d \approx 15 \Omega \end{cases} \text{ soit } \begin{cases} S'_{cgs} = 32 \Omega \\ S'_{gm} = -17 \Omega \end{cases}$$

T3 (900  $\mu\text{m}$ )

$$\begin{cases} R_s \rightarrow 0 \\ X_s \approx -45 \Omega \\ X_d \approx 50 \Omega \\ R_d \approx 15 \Omega \end{cases} \text{ soit } \begin{cases} S'_{cgs} = 19 \Omega \\ S'_{gm} = -12 \Omega \end{cases}$$

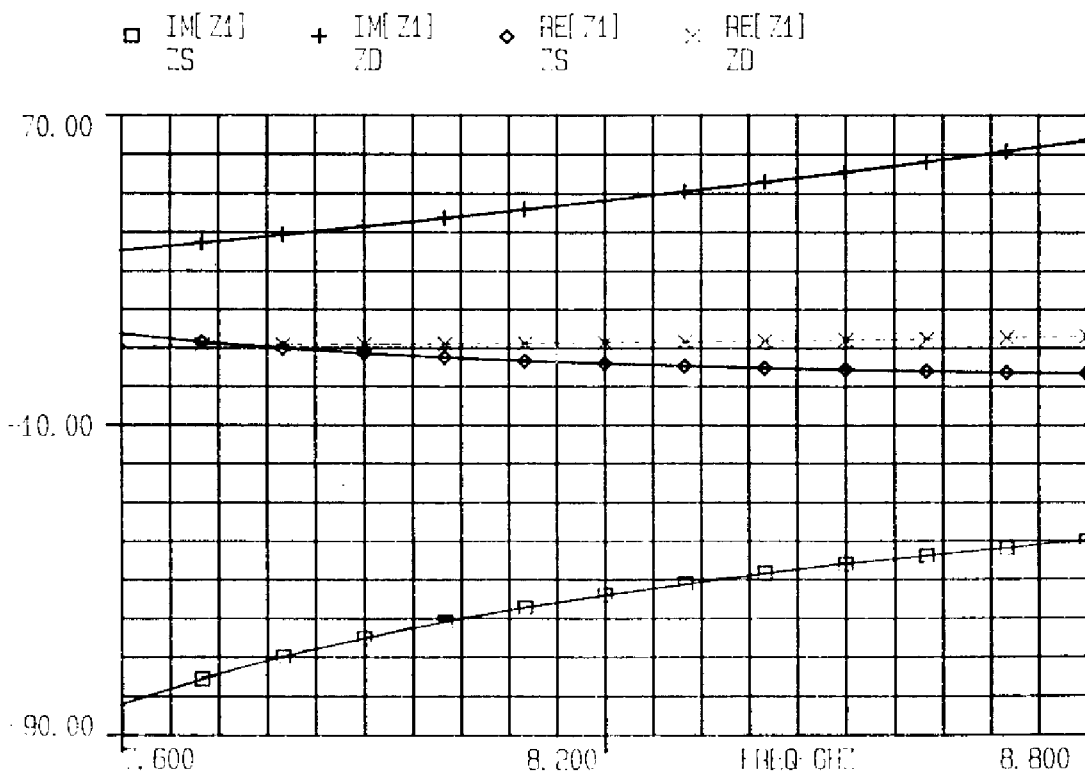
② la plage de fréquence où existe une résistance négative est d'environ 20 % autour de 8,2 GHz afin d'encadrer la plage de commande en fréquence du varactor. Cette condition est remplie naturellement en conservant à  $X_s(f)$  et  $X_d(f)$  des dérivées

faibles avec la fréquence sur la plage d'intérêt grâce à une optimisation des impédances sur le logiciel LIBRA.

③ l'inductance de grille permet de centrer la fréquence d'oscillation au milieu de la bande d'accord recherchée.

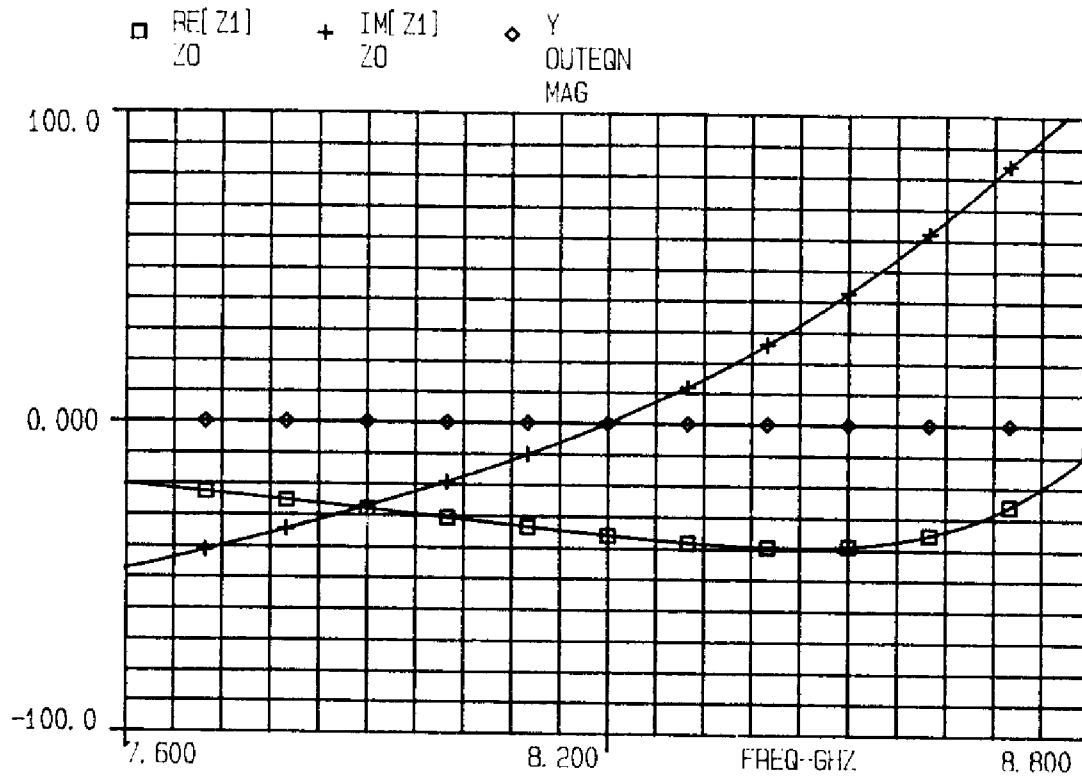
④ la valeur des capacités varactor comparée à la valeur de la capacité  $c_{gs}$  du TEC utilisé fixe en grande partie la largeur de bande d'accord. De faibles capacités varactor devant  $c_{gs}$ , aisément réalisables pour un varactor de petite taille et un TEC de grande taille, entraîne l'accroissement de la plage d'accord. Cette propriété est utilisée pour la réalisation de l'OCT large bande.

On représente, à titre d'exemple, sur la figure 3.25, la réponse en fréquence des impédances  $Z_S$  et  $Z_D$  de l'OCT large bande en partie réelle et imaginaire sur la plage utile de fréquence (8-8,4) GHz.



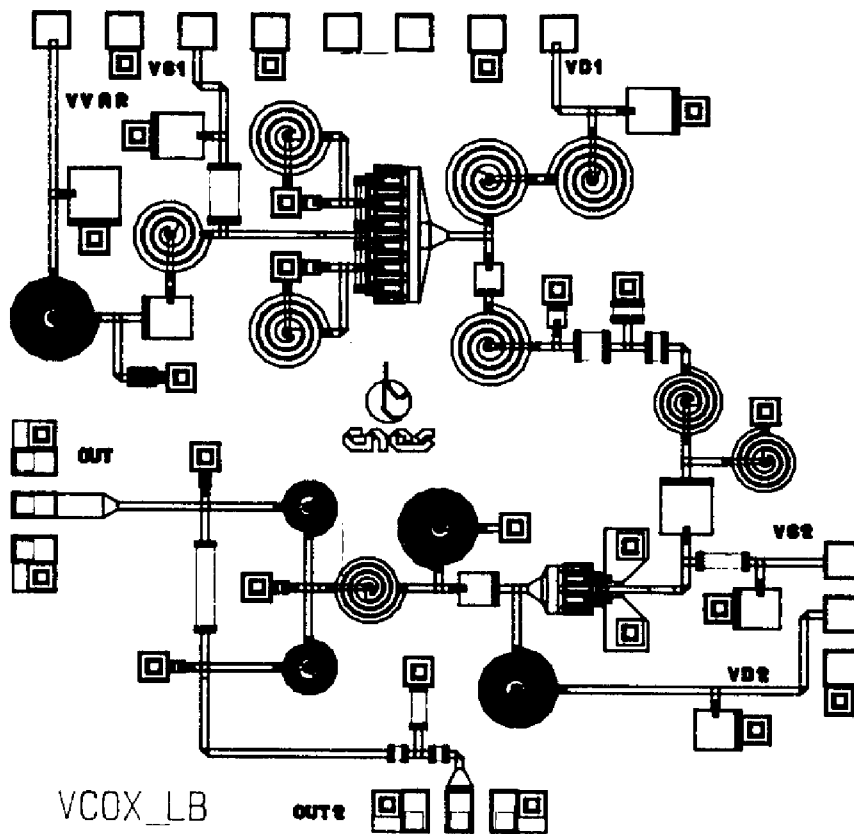
**3.25 : Partie réelle et imaginaire de  $Z_S$  et  $Z_D$  (VCO-X-LB)**

La figure 3.26 indique la réponse en fréquence de l'impédance du circuit oscillant. Les conditions de démarrage sont vérifiées avec une résistance négative présente sur une plage de fréquence supérieure à 2 GHz.



**figure 3.26 : Impédance  $Z_o$  du circuit (VCO-X-LB) en fonction de la fréquence**

Sa réalisation en technologie MMIC est présentée figure 3.27. En utilisant les propriétés mises en avant lors de l'étude analytique, on obtient pour cet OCT une bande d'accord de 13 % autour de 8,2 GHz avec un varactor présentant un rapport de capacité de 3 et une capacité minimum de 0,17pF.



**figure 3.27 : Topographie du circuit (VCO-X-LB)**

La même topographie est reproduite pour les deux autres OCT utilisant une plus grande taille de varactor. Plus faibles bandes (environ 500 MHz ), ces OCT vérifient les conditions de minimisation des quantités  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  sur toute la plage de fréquence utile.

### **II.5 : Conclusion**

Les topographies des circuits de seconde génération permettent désormais la caractérisation complète des oscillateurs fixes et contrôlés en tension. Les conditions petit signal de minimisation des effets de variation de certains éléments du TEC sont respectées. Il apparaît intéressant d'étudier la sensibilité globale des fonctions MMIC réalisées lors de variations technologiques déterminées.

### **III : EFFETS DE VARIATIONS DES PARAMETRES ELECTRIQUES ET TECHNOLOGIQUES NOMINAUX**

#### **III.1 : Introduction**

Dans ce paragraphe, les effets de la dispersion technologique et des variations des tensions de polarisation sur les conditions et la fréquence de démarrage de l'oscillation sont étudiés.

#### **III.2 : Présentation de l'étude de dispersion**

##### **III.2.1 : Objectifs**

Le premier paragraphe de ce chapitre montre que la réduction de sensibilité de  $X_0(f)$  aux éléments  $c_{gs}$  et  $g_m$  est rendue possible par le choix approprié d'une taille de TEC et d'impédances de bouclage spécifiques. Il reste à démontrer que cette simple réduction est suffisante pour diminuer la variation de la fréquence de démarrage de l'oscillation lorsque la dispersion technologique atteint tous les éléments passifs et les autres éléments du schéma équivalent du TEC. Cette propriété est étudiée en réalisant une étude de type MONTE CARLO qui permet un tirage aléatoire de tous les éléments constitutifs de l'oscillateur.

##### **III.2.2 : Hypothèses de l'étude de sensibilité**

Les variations proposées concernent d'une part les éléments passifs et d'autre part les éléments du schéma équivalent du transistor. L'écart type, noté  $\sigma$ , utilisé pour un paramètre quelconque de l'oscillateur, est celui donné par le fondeur pour une dispersion observée de plaque à plaque. Pour des raisons de confidentialité, les valeurs des écarts types de chaque paramètre ne sont pas reproduites. Ces valeurs sont de l'ordre d'une dizaine de % de la quantité considérée.

Les hypothèses de travail sont les suivantes :

① les variations des capacités sont corrélées entre elles ainsi que celles des inductances. Capacités et inductances ont des valeurs non corrélées entre elles. Les domaines de variation choisis pour ces éléments sont de  $\pm\sigma$  ou  $\pm 2\sigma$ .

② lorsque le schéma équivalent n'est pas basé sur les paramètres physiques du transistor, il apparaît difficile de définir des corrélations entre les éléments du TEC



bien qu'elles existent. Ces variations sont donc supposées non corrélées et seront choisies égales à  $\pm\sigma$  ou  $\pm 2\sigma$ .

Trois plages de fréquence autour de 8,2 GHz sont retenues pour observer les effets de la dispersion technologique :  $\pm 200$  MHz,  $\pm 100$  MHz,  $\pm 50$  MHz. Un circuit satisfait aux critères de sélection lorsque:

① la partie réelle du circuit est inférieure à  $-15 \Omega$  sur la plage de fréquence (8-8,4 GHz). Cette condition est nécessaire pour autoriser le démarrage de l'oscillateur.

② la partie imaginaire s'annule sur la plage de fréquence considérée indiquant la position de la fréquence de démarrage de l'oscillation.

Les résultats de cette étude doivent être analysés avec précaution. Les éléments du schéma équivalent étant tirés au sort sans corrélation définie, certaines configurations issues du tirage ne représentent pas une possibilité physique effectivement observable après réalisation. Ce problème est inhérent à l'utilisation d'un schéma équivalent qui n'est pas basé sur les dimensions géométriques et sur les caractéristiques physiques du transistor. On espère néanmoins, grâce à cette étude, mettre en avant certaines propriétés des circuits optimisés. Enfin, un très grand nombre de tirages est choisi pour chaque fonction oscillatrice et pour chaque type d'étude (10000 tirages).

### **III.3 : Variation des tensions de polarisation de l'élément actif**

#### **III.3.1 : Présentation du calcul**

L'objectif de cette approche est d'évaluer la déviation de fréquence qui intervient lorsque l'on fait varier la tension de polarisation de grille du TEC . Les éléments du schéma équivalent ont ici une corrélation connue, donnée par le fondeur sous forme de tableaux de valeurs définissant un nouveau schéma équivalent à chaque point de polarisation.

La variation de fréquence qui se produit lors d'une modification du point de polarisation est représentée par l'équation :

$$\Delta f = \frac{1}{P_f} \sum_{i=1}^n S_{x_i} \Delta x_i \quad (3.10)$$

où  $\Delta x_i$  est la variation de l'élément  $x_i$  sous l'effet d'une variation  $\Delta V$  de la tension de polarisation.

Pour une polarisation de type classe A, les éléments du schéma équivalent en fonctionnement grand signal sont proches de ceux déterminés pour le schéma équivalent petit signal. On linéarise donc le problème. Il apparaît ainsi possible d'évaluer le déplacement en fréquence induit par une évolution de polarisation au niveau de la fonction petit signal.

Cette hypothèse simplificatrice ne permet que de donner un ordre de grandeur du pushing de grille à attendre. Celui-ci peut s'avérer intéressant dans le cadre d'une recherche de réduction importante de pushing de grille et nous vérifierons sur la base des résultats mesurés de l'oscillateur et de l'OCT de la réalisation TELEMAQUE que cette méthode permet de donner une bonne estimation du résultat.

### **III.4 : Application aux réalisations de la fabrication DONATELLO**

#### **III.4.1 : Oscillateurs fixes**

##### **III.4.1.1 : Introduction**

Les effets de la dispersion technologique, au sens ou nous l'avons définie, sur les oscillateurs à fréquence fixe sont étudiés. Une version test d'oscillateur utilisant un TEC  $12 \times 75 \mu\text{m}$  est également présentée. Ses impédances de bouclage ne sont pas optimisées suivant les critères du paragraphe I, mais il présente une analogie totale avec l'oscillateur optimisé sur les points suivants :

- ① valeur de partie réelle sur la plage (8-8,4 GHz),
- ② fréquence d'oscillation et pente de la partie imaginaire en fonction de la fréquence prévue par l'approche petit signal ( $P_f$ ).

Cette nouvelle réalisation doit permettre de mettre en avant les effets bénéfiques de la réduction de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  sur les caractéristiques de sensibilité en fréquence des fonctions étudiées qui sont donc au nombre de quatre :

OLX-1275-1 : circuit utilisant un TEC de  $12 \times 75 \mu\text{m}$  avec impédances de bouclage optimisées. Pour des commodités d'écriture il est noté par la suite D1.

OLX-1275-nopt : circuit utilisant un TEC de  $12 \times 75 \mu\text{m}$  avec impédances de bouclage non optimisées. Il est noté D2.

OLX-875-1: circuit utilisant un TEC de  $8 \times 75 \mu\text{m}$  avec impédances de bouclage optimisées. Il est noté D3.

OSC-82 : oscillateur fixe de la fabrication TELEMAQUE qui sert de base à la comparaison des diverses topographies. Il est noté T1.

Notre objectif est de démontrer l'effet global de réduction de sensibilité de la fréquence de démarrage de l'oscillation amené par la réduction de  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$ .

### **III.4.1.2 : Calcul de sensibilité**

Les calculs de sensibilité de D1, D2, D3 et T1 réalisés avec MAPLE V à la fréquence de 8,2 GHz sont présentés dans le tableau 3.1 qui met en évidence les points suivants :

① la réduction de sensibilité entre les versions D1 et D2 est nette, notamment en ce qui concerne les grandeurs d'intérêt  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$ .

② Pour l'oscillateur de la fabrication précédente,  $S'_{cgs}$  est au moins deux fois supérieure aux autres sensibilités et crée donc, probablement, la principale cause d'évolutions fréquentielles sensibles.

③ les nouvelles réalisations présentent des valeurs relativement proches pour  $S'_{cgd}$ ,  $S'_{cgs}$  et  $S'_{\tau}$ . Même si le couple d'impédances choisi pour D2 n'est pas optimum, on note une réduction nette des sensibilités comparées entre D2 et T1 validant le choix d'une taille de transistor plus élevée.

Sensibilité calculée ( $\Omega$ )	Oscillateur D1	Oscillateur D2	Oscillateur D3	Oscillateur T1
$S'_{cgs}$	12	27	23	60
$S'_{gm}$	-2	-14	-8	-25
$S'_{\tau}$	20	19	21	28
$S'_{cgd}$	14	14	16	20
$S'_{rds}$	3	-2	2	7
$S'_{cgs}$	22	23	25	20
Pf	8 $\Omega$ /100 MHz	8 $\Omega$ /100 MHz	11 $\Omega$ /100 MHz	8 $\Omega$ /100 MHz

**Tableau 3.1 : Calcul de sensibilité pour les quatre oscillateurs étudiés**

Ce calcul de sensibilité est utilisé pour évaluer le pushing de grille et les évolutions de fréquence à attendre face aux dispersions technologiques.

### **III.4.1.3 : Dispersions technologiques**

Les résultats de l'étude réalisée sur une plage de fréquence de  $\pm 50$  MHz autour de la fréquence centrale d'oscillation prévue par l'approche petit signal sont regroupés dans le tableau 3.2.

Plage autorisée (MHz)	Dispersion mise en jeu	oscillateur D1	oscillateur D2	oscillateur D3	oscillateur T1
$\pm 50$	$\pm\sigma$ TEC	<b>90 %</b>	76 %	<b>82 %</b>	72 %
	$\pm 2\sigma$ TEC	<b>66 %</b>	45 %	<b>51 %</b>	42 %

**Tableau 3.2 : Résultats de l'étude de dispersion réalisée dans la fenêtre de fréquence  $\pm 50$  MHz avec des variations sur le TEC seul**

L'effet de la réduction simultanée des quantités  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  apparaît clairement lorsque des variations de  $\pm\sigma$  voire  $\pm 2\sigma$  sont appliquées à tous les éléments du schéma équivalent du TEC.

Entre 10 et 20 % de circuits supplémentaires passent le test pour D1 et D3 (résultat symbolisé en gras) par rapport à la réalisation de première fabrication.

L'oscillateur D2, non optimisé, présente des résultats inférieurs.

La non prise en compte des sensibilités d'ordres supérieurs faisant intervenir les autres éléments du schéma équivalent du TEC ne perturbent pas les objectifs de l'optimisation.

Ce résultat se confirme lorsque la plage de fréquence d'étude est étendue à  $\pm 100$  MHz et que sont prises en compte les dispersions des éléments passifs (Tableau 3.3). L'oscillateur D1 présente encore un résultat supérieur de plus de 10 %

à T1 avec un total dépassant les 50 % de circuits testés aléatoirement avec des dispersions de  $\pm\sigma$  sur tous les éléments constitutifs de l'oscillateur. La seule élévation de la taille du TEC suffit, de plus, à créer des conditions favorables à une faible dispersion de la fréquence de démarrage de l'oscillation. Le passage à  $\pm 2\sigma$  de la variation possible des éléments détruit toutes les conditions de l'optimisation et indique des résultats comparables, de l'ordre de 20 %, dans les quatre cas.

Plage autorisée	Dispersion mise en jeu	oscillateur D1	oscillateur D2	oscillateur D3	oscillateur T1
$\pm 100$ MHz	$\pm\sigma$ TEC	52 %	43 %	47 %	39 %
	$\pm\sigma$ Passifs				
	$\pm 2\sigma$ TEC	23 %	22 %	22 %	20 %
	$\pm 2\sigma$ Passifs				

**Tableau 3.3 : Résultats de l'étude de dispersion réalisée dans la fenêtre de fréquence  $\pm 100$  MHz**

Nous traitons enfin le cas où la plage de fréquence d'étude est de  $\pm 200$  MHz autour de la fréquence d'oscillation (Tableau 3.4)

Plage autorisée	Dispersion mise en jeu	oscillateur D1	oscillateur D2	oscillateur D3	oscillateur T1
$\pm 200$ MHz	$\pm\sigma$ TEC	85 %	66 %	73 %	58 %
	$\pm\sigma$ Passifs				
	$\pm 2\sigma$ TEC	51 %	42 %	42 %	41 %
	$\pm 2\sigma$ Passifs				

**Tableau 3.4 : Résultats de l'étude de dispersion réalisée dans la fenêtre de fréquence  $\pm 200$  MHz**

Ici encore D1 présente des résultats très supérieurs à ceux de T1 (+25 % dans le premier cas, +10 % dans le second). L'effet de la perte des conditions de l'optimisation imposées aux impédances de bouclage lorsque la dispersion technologique atteint  $\pm 2\sigma$  sur les éléments passifs est également net dans ce cas de figure mais semble encore donner un avantage certain à la réalisation optimisée utilisant le plus gros TEC.

On retient que 4/5 des circuits D1, optimisés, tirés au sort avec des variations de  $\pm\sigma$  de tous les éléments constitutifs de l'oscillateur, présentent une variation de la fréquence de démarrage de l'oscillation inférieure ou égale à  $\pm 2,5\%$  de la fréquence nominale simulée. Ce résultat apparaît intéressant et constitue une évolution notable dans l'étude de dispersion telle qu'elle a été définie ici par rapport à la première réalisation.

#### **III.4.1.4 : Évaluation du pushing de grille des oscillateurs**

Les calculs de sensibilité des oscillateurs D1, D2, D3 et T1 sont utilisés comme base du calcul du facteur de pushing de grille. Les variations classiques des éléments du schéma équivalent tirées du manuel de conception en fonction de la polarisation sont présentées dans le tableau 3.5.

Ces données sont écrites en pourcentage de variation typique pour chaque élément du TEC quelque soit le développement de grille utilisé. Les mêmes variations en pourcentage sont donc appliquées à toutes les réalisations d'oscillateurs ou d'OCT de l'étude.

Les variations de tension de grille induisent les évolutions suivantes des éléments du schéma équivalent du TEC, par rapport au point nominal de polarisation (5 V,  $I_{dss}/2$ ) :

variation de $V_{gs}$	$c_{gs}$	$g_m$	$\tau$	$c_{gd}$	$r_{ds}$	$c_{ds}$
$\Delta V = +1$ V	+17 %	0 %	+6 %	+4 %	-10 %	+ 2 %
$\Delta V = -1$ V	-15 %	-8 %	-4 %	-2 %	-5 %	- 2%

**Tableau 3.5 : Variations admises des éléments du TEC en fonction de  $\Delta v$**

Sur la plage de fréquence considérée et compte tenu de la variation relativement faible des éléments autres que  $c_{gs}$ , les sensibilités peuvent être choisies constantes et indépendantes de l'évolution des autres paramètres. La forte variation de  $c_{gs}$  nous incite à scinder le calcul de pushing sur des plages de variation de  $\Delta v$  plus fines. Ceci constitue un accroissement de complexité notable qui, compte tenu des hypothèses simplificatrices déjà réalisées et de la lente variation de  $S'_{cgs}$  avec les autres paramètres ne se justifie pas. Les résultats de l'application numérique de l'équation (3.10) sont résumés dans le tableau 3.6.

Variation de $V_{gs}$	D1	D2	D3	T1 (Simulation)	T1 (Mesure)
$\Delta V = +1$ V	+40 MHz	+80 MHz	+70 MHz	+165 MHz	+180 MHz
$\Delta V = -1$ V	-30 MHz	-60 MHz	-55 MHz	-130 MHz	-150 MHz

**Tableau 3.6 : Pushing de grille simulé des oscillateurs étudiés**

On retient que :

① la méthode utilisée paraît relativement précise pour prévoir le pushing de grille. La comparaison mesure-simulation opérée sur l'oscillateur de la fabrication précédente (T1) affiche une erreur de l'ordre de 10%.

② la réduction du facteur de pushing grâce au seul accroissement de la taille du TEC sans optimisation des impédances de fermeture apparaît ici clairement. D'un ordre 2 sans optimisation, cette réduction peut atteindre un facteur supérieur à 4 avec optimisation des impédances de fermeture.

③ la réduction de  $S'_{cgs}$  est de première importance. Cette quantité représente un excellent indicateur du facteur de pushing de grille lorsque la pente de la partie imaginaire avec la fréquence est sensiblement identique pour les réalisations comparées (ce qui est notre cas).

④ l'oscillateur utilisant un TEC de  $8 \times 75 \mu\text{m}$  (D3) présente un résultat de pushing légèrement inférieur à celui simulé avec celui utilisant la taille de TEC supérieure (D2) pourtant non optimisé. Le facteur de taille apparaît donc très important dans cette réduction.

### **III.4.2 : OCT de la fabrication DONATELLO**

#### **III.4.2.1 : Introduction**

Les réalisations considérées dans cette partie de l'étude sont les OCT de la fabrication DONATELLO. Trois circuits sont pris en compte, VCOX-FB, VCOX-LB et VCO-X-875-1. L'étude dans ce cas est moins détaillée, compte tenu des résultats très complets proposés au paragraphe précédent. Les propriétés de ces OCT sont vérifiées dans le cadre de notre étude de sensibilité.

#### **III.4.2.2 : Calcul de sensibilité**

Le résultat du calcul est présenté dans le tableau 3.7. La fréquence d'étude est 8.2 GHz.

Sensibilité calculée en $\Omega$	VCOX-FB	VCOX-LB	VCO-X-875-1	VCO-400-T
S'cgs	19	20	32	62
S'gm	-10	-12	-17	-25
S't	21	21	22	28
S'cgd	15	15	16	20
S'rds	4	3	4	7
S'cds	20	23	26	20
Pf	8 $\Omega$ /100 MHz	8 $\Omega$ /100 MHz	8 $\Omega$ /100 MHz	8 $\Omega$ /100 MHz

**Tableau 3.7 : Résultat du calcul de sensibilité des OCT DONATELLO associée aux éléments du TEC**

Ces résultats sont légèrement supérieurs à ceux observés lors du calcul de sensibilité relatif aux oscillateurs à fréquence fixe. La largeur de bande de fréquence où existe une impédance à partie réelle négative est, en effet, un critère restrictif de l'optimisation qui ne permet pas le choix optimum des couples d'impédance de charge. Cet aspect est plus sensible pour l'OCT présentant un TEC de  $8 \times 75 \mu\text{m}$ , les variations de sensibilités étant dans ce cas plus rapides lorsque l'on s'éloigne des couples optimum.

Cependant, les valeurs calculées sont encore très inférieures, dans ce cas, à celle de l'OCT de la fabrication TELEMAQUE (VCO-400-T).



### III.4.2.3 : Dispersion technologique

L'étude de dispersion est limitée aux derniers cas de l'approche réalisée avec les oscillateurs. Les résultats sont regroupés dans le tableau 3.8.

Plage autorisée	Dispersion mise en jeu	VCOX-FB	VCOX-LB	VCOX-875-1	VCO-400-T
$\pm 200$ MHz	$\pm \sigma$ TEC	80 %	78 %	70 %	58 %
	$\pm \sigma$ Passifs				
	$\pm 2\sigma$ TEC	41 %	40 %	40 %	40 %
	$\pm 2\sigma$ Passifs				
$\pm 100$ MHz	$\pm \sigma$ TEC	49 %	48 %	42 %	39 %
	$\pm \sigma$ Passifs				
	$\pm 2\sigma$ TEC	21 %	20 %	20 %	20 %
	$\pm 2\sigma$ Passifs				

**Tableau 3.8 : Dispersion observée sur les OCT DONATELLO**

On retient que :

① les résultats sont sensiblement identiques à ceux trouvés pour les oscillateurs à fréquence fixe, les sensibilités calculées étant comparables. Les versions d'OCT utilisant un TEC  $12 \times 75 \mu\text{m}$  présentent encore les meilleurs pourcentages de passage des circuits tirés au sort par la méthode de MONTE CARLO.

Cette étude ne prend pas en compte les dispersions du varactor qui ne sont pas indiquées par le fondeur. Il semble que cet élément soit très peu sensible aux dispersions technologiques.

### **III.4.2.4 : Évaluation du facteur de pushing des OCT**

Le même calcul que celui réalisé pour les oscillateurs à fréquence fixe est utilisé pour déterminer le facteur de pushing de grille des OCT de la fabrication DONATELLO. Les résultats du calcul sont présentés dans le tableau 3.9.

Variation de $V_{gs}$	VCOX-LB	VCOX-FB	VCOX-875-1	VCO-400-T (Simulation)	VCO-400-T (Mesure)
$\Delta v = +1$ V	+45 MHz	+45 MHz	+85 MHz	+165 MHz	+180 MHz
$\Delta v = -1$ V	-35 MHz	-35 MHz	-60 MHz	-130 MHz	-150 MHz

**Tableau 3.9 : Facteur de pushing de grille simulé des OCT DONATELLO**

Les facteurs de pushing simulés sont de l'ordre de 40 MHz/V pour les réalisations utilisant un TEC  $12 \times 75 \mu\text{m}$ . Ce même facteur est deux fois supérieur dans le cas de l'OCT utilisant un TEC  $8 \times 75 \mu\text{m}$  pourtant optimisé. Il apparaît donc ici, encore, fondamental d'utiliser une taille de TEC la plus élevée possible pour réaliser des conditions de stabilité en fréquence améliorée en MMIC. Un facteur de pushing de grille de l'ordre de 45 MHz/V pour une réalisation présentant une largeur de bande d'accord de 13% apparaît comme un très bon résultat en technologie MMIC.

### **III.5 : Conclusion**

Cette étude montre que le choix d'un développement de grille élevé pour la réalisation d'oscillateurs et d'OCT MMIC réduit notablement les variations fréquentielles (évaluées par une approche en régime petit signal) provoquées par des perturbations diverses.

La partie imaginaire de l'impédance petit signal global du circuit,  $X_O(\omega)$ , varie beaucoup moins sous l'effet des dispersions technologiques du TEC et des impédances de bouclage lorsque les quantités  $S'_{cgs}$  et  $S'_{gm}$  sont réduites d'un facteur sensible. Ce résultat permet de mettre en avant le rôle crucial des variations de la capacité  $c_{gs}$  sur la fréquence de démarrage de l'oscillation. Enfin, dans cette analyse, les réalisations comparées présentaient des pentes de réactance de  $Z_O(\omega)$  avec la fréquence équivalentes et très faibles pour éviter des problèmes liés à la dispersion technologique.

## **IV : SIMULATIONS NON-LINEAIRES ET MESURES DES OSCILLATEURS ET OCT**

### **IV.1 : Introduction**

L'approche développée dans les paragraphes précédents a permis de proposer des schémas d'oscillateurs et d'OCT vérifiant des propriétés déduites d'une optimisation des conditions de démarrage en régime petit signal. L'objectif est de réduire la dépendance en fréquence des fonctions ainsi réalisées à des évolutions de polarisation de l'élément actif utilisé. Ces propriétés sont vérifiées pour la fréquence de démarrage de l'oscillation. Ces conclusions restent donc à vérifier en régime non-linéaire de fonctionnement et à confirmer par la mesure des circuits réalisés. Ce paragraphe présente donc la comparaison des résultats de simulation non-linéaire et de mesure des fonctions oscillateurs et OCT réalisés lors de la fabrication en fonderie DONATELLO.

Les résultats de mesure concernent les topologies suivantes :

- oscillateur utilisant un TEC de 900  $\mu\text{m}$  (12x75  $\mu\text{m}$ ) nommé OLX-1275-1 suivi d'un étage tampon,
- oscillateur utilisant un TEC de 900  $\mu\text{m}$  (12x75  $\mu\text{m}$ ) nommé OLX-1275-2 suivi d'un atténuateur 12 dB afin de réduire la consommation globale de la puce,
- oscillateur utilisant un TEC de 600  $\mu\text{m}$  (8x75  $\mu\text{m}$ ) nommé OLX-875-1 suivi d'un étage tampon,
- oscillateur utilisant un TEC de 600  $\mu\text{m}$  (8x75  $\mu\text{m}$ ) nommé OLS-875 suivi d'un atténuateur 6 dB et fonctionnant en bande S,
  
- OCT utilisant un TEC de 900  $\mu\text{m}$  nommé VCOX-LB (large bande d'accord) et VCOX-FB (faible bande d'accord),
- OCT utilisant un TEC de 600  $\mu\text{m}$  nommé VCOX-875-1 (faible bande d'accord),
- OCT utilisant un TEC de 400  $\mu\text{m}$  nommé VCOX-400D,

## IV.2 : Simulations non-linéaires et mesures des oscillateurs

### IV.2.1 : Introduction

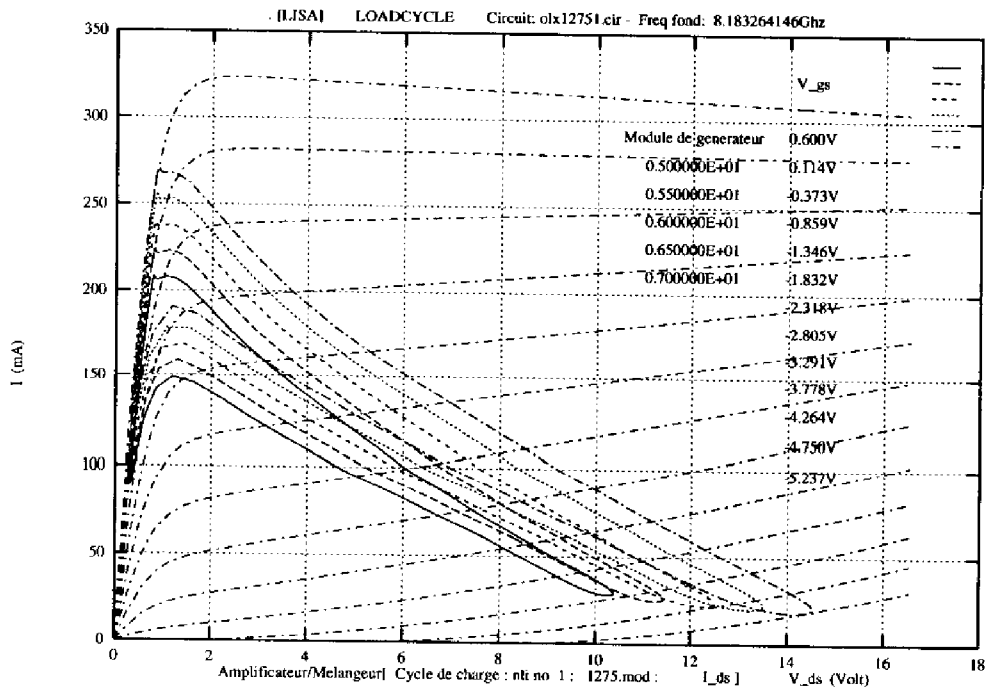
Les comparaisons entre mesures et simulations des oscillateurs portent sur les paramètres suivants :

- ① fréquence d'oscillation et facteur de pushing de grille
- ② puissance de sortie au fondamental, aux fréquences harmoniques et courant consommé par les TEC

L'analyseur LISA est proposé comme référence des simulations mais des résultats comparatifs concernant les logiciels LIBRA et mwSPICE sont également présentés. L'oscillateur OL-X-1275-1 est choisi comme base de la comparaison. Les résultats complets de simulation et de mesure sont proposés pour ce circuit.

### IV.2.2 : Simulation des oscillateurs

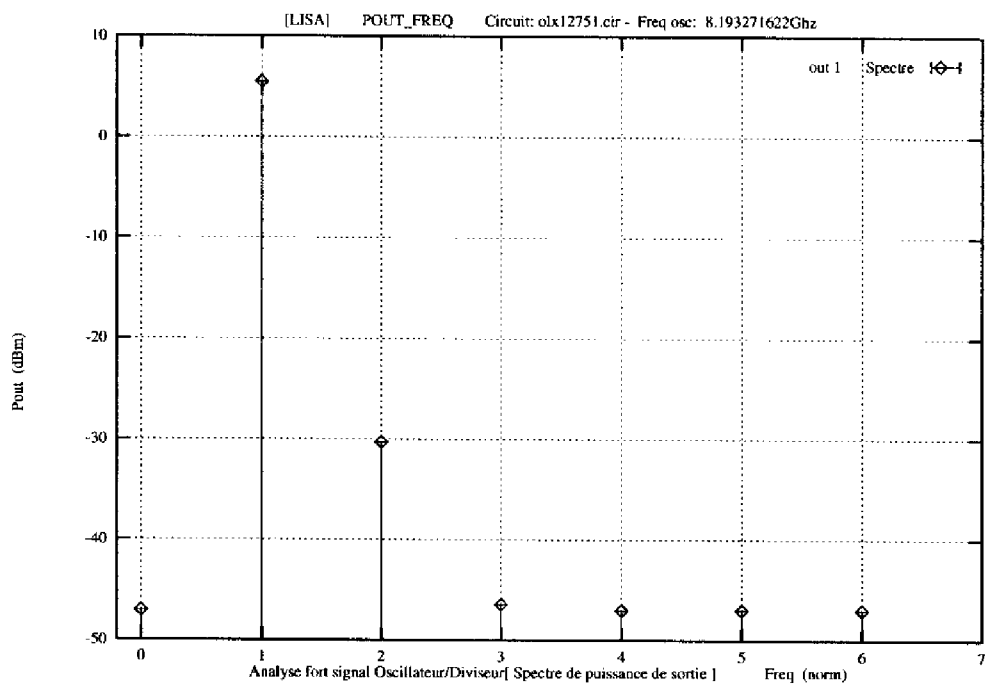
Le principal objectif de l'étude consiste à vérifier l'aspect du cycle de charge dans le plan de la non-linéarité de drain du TEC ainsi que la valeur de la fréquence d'oscillation en régime non-linéaire de fonctionnement. Les résultats détaillés de l'oscillateur OL-X-1275-1 sont présentés.



**figure 3.28 : Cycles de charge de la non-linéarité de drain du TEC de OL-X-1275-1**

La figure 3.28 indique l'aspect du cycle de charge de cet oscillateur lorsque la tension de drain  $V_d$  varie de 5 à 7 V, à  $V_g$  constant. La polarisation nominale de drain est portée à 6,5 V afin de contrer la dépolarisation inhérente à la présence d'une résistance série de l'ordre à  $10 \Omega$  entre le drain et la source du TEC. Ces cycles présentent une allure similaire à celle déterminée lors de l'approche initiale.

Les résultats de l'analyse non-linéaire indiquent une puissance de 8 dBm au fondamental avec un atténuateur 12 dB et une réjection d'harmonique d'au moins 40 dBc (figure 3.29). Ce résultat est largement satisfaisant et permet d'attaquer avec un niveau suffisant l'étage tampon.



**figure 3.29 : Résultats de simulation de OL-X-1275-1 sans étage tampon**

La fréquence d'oscillation grand signal simulée,  $f_o=8,198$  GHz est très proche de celle déduite par l'approche petit signal soit  $f_o=8,15$  GHz. Cette faible différence indique que les non-linéarités du TEC semblent peu influencer sur la fréquence d'oscillation.

Le facteur de pushing de grille  $K_p$ , est calculé en simulant une variation de la tension de polarisation de grille du TEC,  $V_{gs}$ , sur un petite plage autour de la fraction d' $I_{dss}$  au point nominal de polarisation ( $-1,7 \text{ V} < V_{gs} < -2,1 \text{ V}$ ). On considère que dans ces conditions, le schéma équivalent grand signal du TEC est celui déterminé à  $I_{dss}/2$  avec une bonne approximation. Pour cette fonction, on obtient une valeur de  $K_p$  proche de 60 MHz/V.

Les résultats des simulations réalisées sur mwSPICE et LIBRA 3.5 sont résumés dans le tableau 3.10. Les résultats des autres oscillateurs étudiés sont également reportés dans ce tableau. Les symboles \* indiquent que la simulation n'a pas été réalisée.

Oscillateur seul sous test	Analyseur LISA	Analyseur MWSPICE	Analyseur LIBRA (V 3.5)
<b>OL-X-12751 (Vd=6.5, Ids=90 mA)</b>			
Fréquence en MHz	8190	8260	8180
Puissance sans buffer en dBm H1 (H2)	8.5 (-30)	8 (-23)	8.5 (-25)
Puissance avec buffer en dBm H1 (H2)	*	*	13 (-36)
Facteur de pushing de grille en MHz/V	60	*	50
<b>OL-X-12752 (Vd=6.5, Ids=90 mA)</b>			
Fréquence en MHz	8220	8320	8190
Puissance sans buffer en dBm H1 (H2)	6.5 (-27)	7 (-28)	7.5 (-30)
Facteur de pushing de grille en MHz/V	60	*	45
<b>OL-S-875 (Vd=6, Ids=70 mA)</b>			
Fréquence en MHz	*	*	2000
Puissance sans buffer en dBm H1 (H2)			9 (-7)
Facteur de pushing de grille en MHz/V			15
<b>OL-X-8751 (Vd=6, Ids=70 mA)</b>			
Fréquence en MHz	8170		8175
Puissance sans buffer en dBm H1 (H2)	6 (-25)	*	5 (-23)
Puissance avec buffer en dBm H1 (H2)	*		13 (-35)
Facteur de pushing de grille en MHz/V	90		80

**Tableau 3.10 : Résultats des simulations non-linéaires (oscillateurs DONATELLO)**

On retient les points suivants :

① la simulation de fréquence affiche des différences inférieures à 100 MHz pour les trois simulateurs. La fréquence d'oscillation simulée est donc indépendante du domaine d'analyse (tempo-fréquentiel ou temporel).

② la puissance de sortie est légèrement différente dans les trois cas et indique une valeur minimum de 8 dBm pour les oscillateurs utilisant un TEC de 900 µm avec un atténuateur 12 dB. Sans atténuateur, le rendement électrique de cette puce est supérieur à 15%. La valeur moyenne de puissance observée pour l'oscillateur OL-X-875-1 est de l'ordre de 6 dBm avec un atténuateur 8 dB.

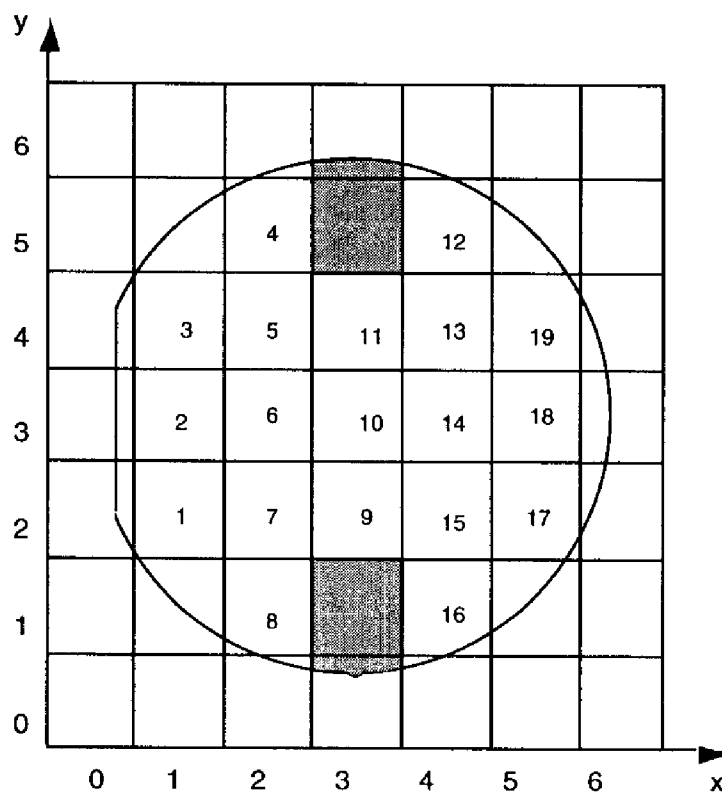
③ le courant de grille et d'avalanche de toutes les réalisations est nul dans tous les cas pour les polarisations nominales. Néanmoins, lorsque la tension de grille augmente ( $V_{gs} > -1.5v$ ), celui-ci peut s'avérer supérieur à la spécification relative à la fiabilité du composant qui impose une valeur de  $I_g$  inférieure à 1 mA par mm de développement de grille.

Les résultats simulés en régime non-linéaire des fonctions oscillateurs sont satisfaisants. Comparons ces résultats aux mesures de la fabrication en fonderie DONATELLO.

### **IV.2.3 : Résultats électriques de la plaque mesurée**

#### **IV.2.3.1 : Introduction**

La figure 3.30 présente la configuration de la plaque DONATELLO dont le réticule mesure 14000 $\mu$ m en abscisse et 13500  $\mu$ m en ordonnée. Il existe environ 19 sites mesurables par fonction. Ils sont repérés par un quadrillage en XY du réticule. Ce nombre de sites relativement faible s'explique par la présence de nombreuses versions d'amplificateurs de puissance dont les dimensions unitaires dépassent souvent 12 mm<sup>2</sup>.



**figure 3.30 : Configuration des sites de la fabrication DONATELLO**

Les caractérisations électriques réalisées par le fondeur sont présentées dans le tableau 3.11 et concernent la plaque reçue par le CNES. Les résultats électriques des trois autres plaques du lot sont très comparables.

#### **IV.2.3.2 : Paramètres électriques de la plaque mesurée**

Les résultats des tests électriques (tableau 3.12) présentent des écarts par rapport aux valeurs typiques de l'ordre de 5 % pour des paramètres majeurs comme la transconductance ( $g_m$ ) ou la capacité surfacique. Ces écarts sont tout à fait compatibles avec les études de sensibilité menées lors de la réalisation des fonctions de la fabrication DONATELLO et confirment la bonne qualité des plaques fournies par le fondeur THOMSON/TCS au CNES depuis le début des travaux de recherche concernant la télémessure (3 fabrications LN05, 2 fabrications HP07 depuis 1990).

Paramètre	unité	typique	moyenne mesurée sur 20 sites	écart par rapport à la valeur typique
Idss	mA/mm	300	330	+10%
$g_m$	mS/mm	105	100	-5%
Vp	V	-4	-4,4	-10%
résistances TaN	$\Omega$ /carré	30	31,7	+5%
résistances AsGa	$\Omega$ /carré	170	173	+2%
résistances EP	m $\Omega$ /carré	15	15,2	+1,5%
capacité surfacique	pF/mm <sup>2</sup>	250	262	+4,8%

**Tableau 3.12 : Résultats des tests électriques de la plaque fournie au CNES**

Ces écarts sont représentatifs des dispersions technologiques que l'on observe généralement lors d'une fabrication en fonderie AsGa. On observe, en particulier, pour les TEC :

① des variations conséquentes du courant de saturation moyen par rapport aux valeurs nominales.

② un écart moyen très prononcé de la tension de pincement Vp, par ailleurs très différente suivant la position du circuit sur la plaque.



Ces remarques montrent encore la difficulté d'établir un schéma équivalent fort signal très fin du TEC pour une filière technologique déterminée sans étude statistique poussée. Pour assurer la reproductibilité des performances électriques d'une fonction lors de fabrications en fonderie différentes, il est nécessaire de tenir les spécifications avec un écart de tous les paramètres technologiques d'au minimum 5%.

#### **IV.2.4 : Résultats de mesure des oscillateurs**

##### **IV.2.4.1 : Introduction**

Les oscillateurs de la fabrication DONATELLO sont mesurés sur la station de mesure sous pointes Cascade Microtech déjà présentée au chapitre II.

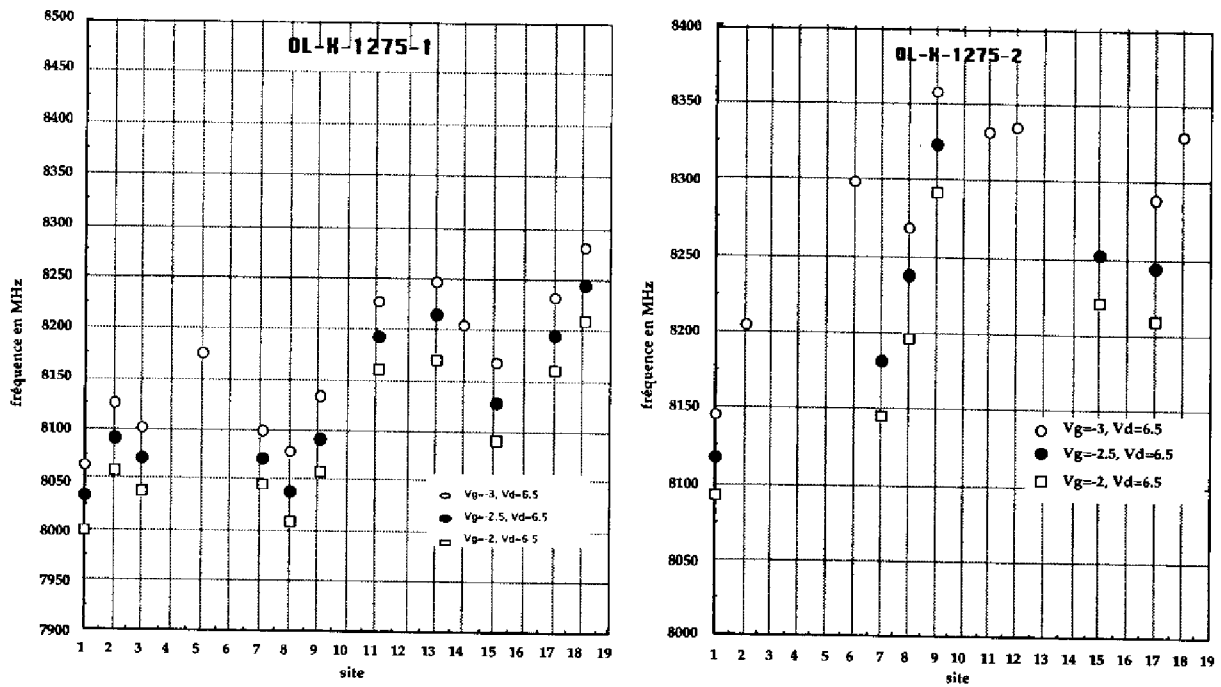
Compte tenu du grand nombre de circuits à mesurer, la caractérisation de tous les sites est réalisée grâce à une programmation de la station de mesure sous pointes par l'intermédiaire d'un PC. Les polarisations sont appliquées successivement sur la grille puis sur le drain des TEC de l'oscillateur et de l'étage tampon s'il existe. 19 sites sont ainsi testés automatiquement pour plusieurs points de polarisation afin de déterminer la fréquence d'oscillation, la puissance de sortie, le courant consommé et le pushing de grille des fonctions mesurées.

##### **IV.2.4.2 : Résultats de mesure des oscillateurs avec TEC 900 $\mu\text{m}$**

La fréquence mesurée des oscillateurs utilisant un TEC de 900  $\mu\text{m}$  polarisé aux points spécifiés en tension ( $V_d=6,5\text{ V}$ ,  $V_g=-2, -2,5, -3\text{ V}$ ) est présentée figure 3.31 et 3.31 bis.

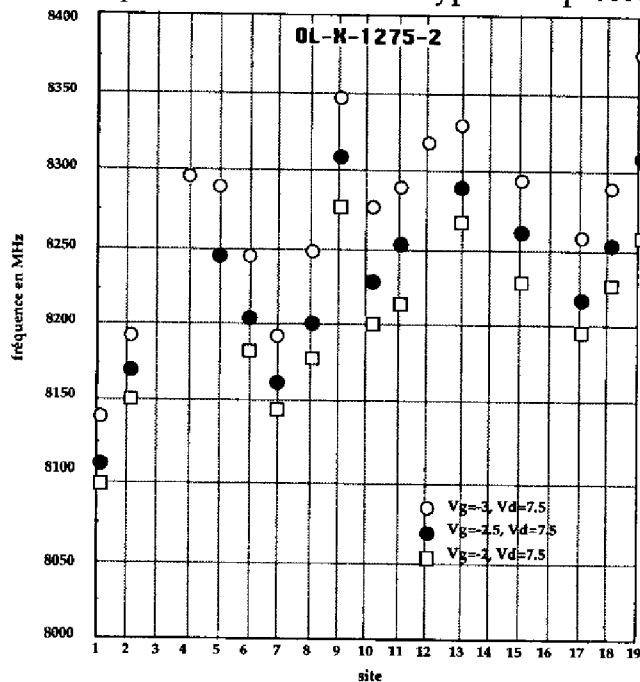
On observe, en moyenne, une fréquence d'oscillation de 8050 MHz pour les oscillateurs OL-X-1275-1 et de 8150 MHz pour les oscillateurs OL-X-1275-2 au point nominal de fonctionnement ( $V_{ds}=6,5\text{ V}$ ,  $V_{gs}=-2\text{ V}$ ), soit une erreur inférieure à 2% de la fréquence attendue.

L'oscillateur OL-X-1275-2 présente des difficultés de démarrage sur plaque au point de polarisation  $V_d=6,5\text{ V}$ . Cet état est apparemment lié au fait que le cycle de charge de la non-linéarité de drain du TEC n'excursionne pas la zone de saturation en courant.



**figures 3.31 et 3.31 bis : Fréquence mesurée de OL-X-1275-1 et OL-X-1275-2**

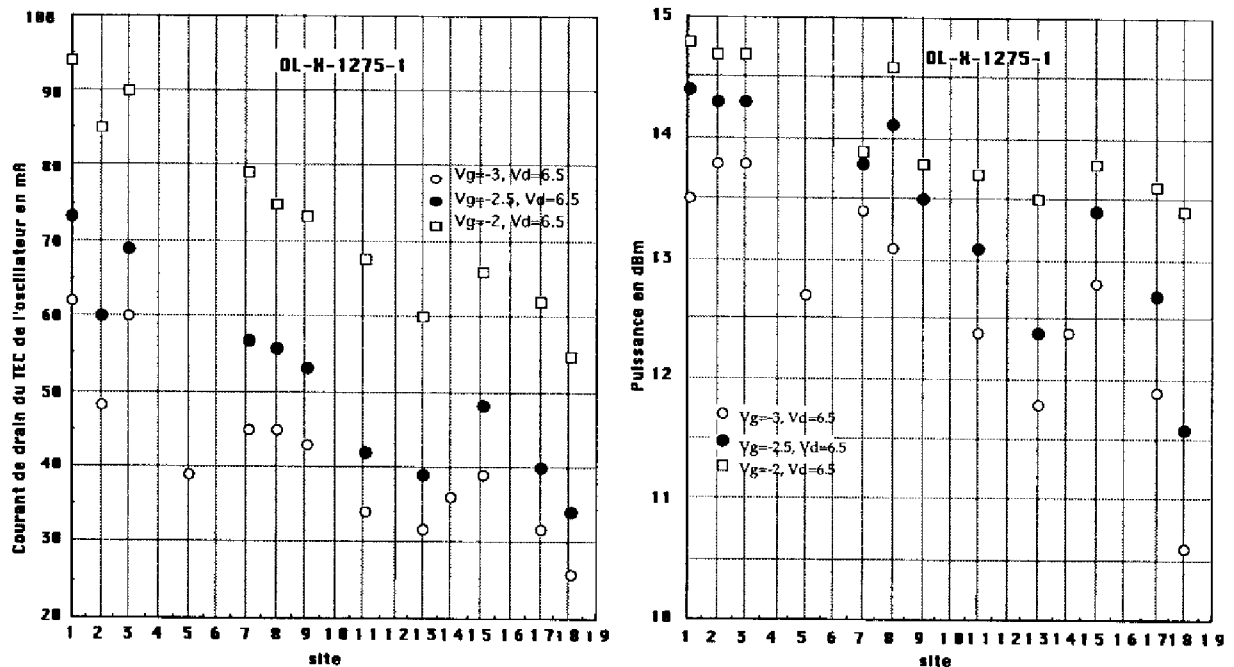
L'analyseur LISA a permis de constater que ce problème peut être résolu en augmentant la tension de drain du TEC d'environ 1V. La mesure de ces mêmes sites avec une tension  $V_d=7.5V$  permet de confirmer l'hypothèse précédente (figure 3.32).



**figure 3.32 : Fréquence mesurée de OL-X-1275-2 avec la polarisation ( $V_g=-2V, -2.5V, -3V, V_d=7.5V$ )**

On note donc l'excellente corrélation qui existe entre le passage du cycle de charge de l'oscillateur dans la zone de saturation en courant de drain du TEC et la facilité de démarrage de l'oscillation.

La variation de fréquence entre sites d'une même plaque et pour un point de polarisation donné est de l'ordre de 200 MHz. Le pushing de grille moyen pour les deux réalisations est d'environ 60 MHz/V sur la plage de tension  $V_{gs} = -2$  à  $-3V$ , la simulation non-linéaire prévoyant une valeur de l'ordre de 50 MHz/V. L'objectif concernant cette grandeur est donc atteint et laisse envisager une réduction du bruit de phase sensible par rapport à la réalisation de la première fabrication en fonderie d'autant plus que ces valeurs sont probablement pessimistes sur plaques.



**figure 3.33 et 3.33 bis : Courant de sortie du TEC et puissance de l'oscillateur OL-X-1275-1**

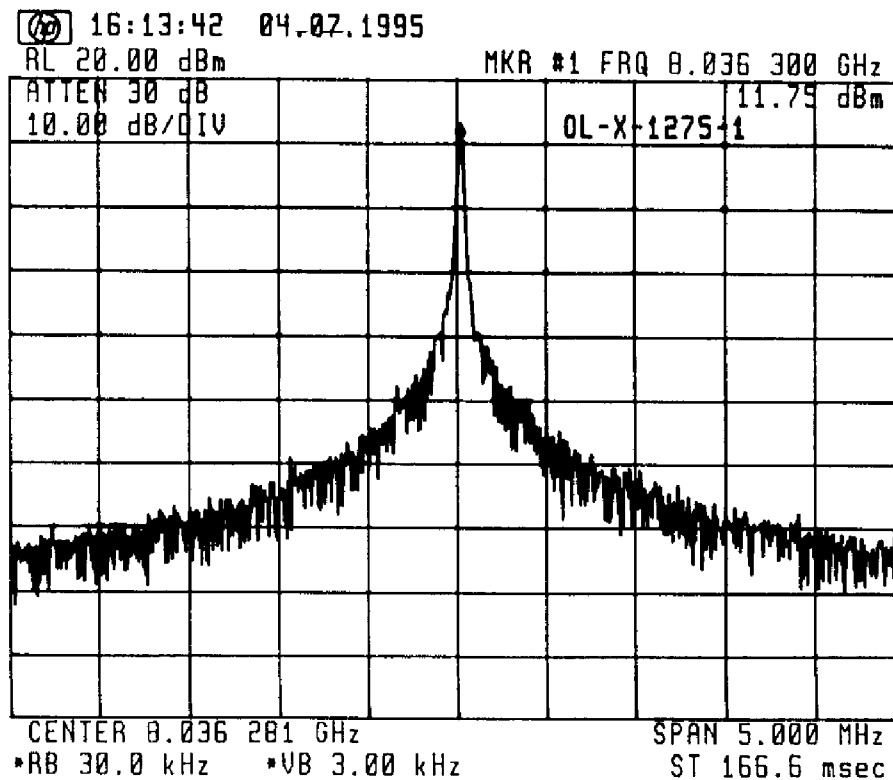
La puissance de sortie moyenne de l'oscillateur avec étage tampon OL-X-1275-1 à la fréquence centrale d'oscillation est de l'ordre de 14 dBm , pour une puissance simulée de 13 dBm (figure 3.33). Cet écart peut s'expliquer par l'élévation sensible du courant de saturation de la plaque par rapport aux valeurs typiques (+10%). Cette élévation a principalement profité à l'étage tampon dont le gain est probablement plus élevé qu'en simulation.

L'oscillateur suivi d'un atténuateur 12 dB présente une puissance de sortie de 7,5 dBm au fondamental et de -28 dBm à l'harmonique 2, à comparer respectivement aux valeurs simulées de 8 et -26 dBm.

Les rendements électriques de ces fonctions, très faibles en absolu en raison des atténuateurs disposés sur les puces, peuvent être calculés en extrapolant la mesure sans atténuateur ou étage tampon. L'oscillateur OL-X-1275-1 seul présente dans ces conditions un rendement de 19%. L'oscillateur OL-X-1275-2 sans atténuateur et avec une tension de drain de 7.5 v présente un rendement de 16%. Ces valeurs paraissent correctes dans le contexte de notre étude.

Le courant de drain du TEC de l'oscillateur (figure 3.33bis) est très dispersé d'un bord à l'autre de la plaque. La valeur moyenne observée est de l'ordre de 80 mA à  $V_{gs} = -2V$  et apparaît plus faible qu'en simulation. Cette caractéristique est probablement liée à des effets thermiques sur le TEC qui seront probablement absents après la mise en boîtier.

On représente sur la figure 3.34 le spectre mesuré d'un des oscillateurs OL-X-1275-1 comportant un étage tampon. On peut constater la bonne qualité spectrale relative de la raie à la fréquence centrale d'oscillation.



**figure 3.34 : Spectre mesuré d'un oscillateur OL-X-1275-1 ( $V_g = -2V$ ,  $V_d = 6.5V$ )**

Citons, enfin, les résultats de mesure de l'oscillateur OL-X-1275-4 dont le facteur de pushing est théoriquement réduit grâce à l'ajout d'une capacité MIM entre grille et source. Cette fonction, uniquement proposée en motif de test en raison de la très faible résistance négative que présente la partie du circuit contenant l'élément actif, a pu être testée sur quelques sites en poussant la tension drain jusqu'à 12 V. La fréquence mesurée est de 8185 MHz. Le facteur de pushing de grille est inférieur à 10 MHz/V associé à un bruit de phase de l'ordre de -85 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse. La réduction sensible mesurée sur le facteur de pushing semble donc bien corrélée à l'accroissement de la capacité grille source vue par le TEC. La réduction du facteur  $K_p$  s'accompagne également d'une réduction sensible du bruit de phase .

#### IV.2.4.3 : Résultats de mesure des oscillateurs avec TEC 600 $\mu\text{m}$

Deux versions de cet oscillateur sont prévues. L'une fonctionnant en bande X, l'autre en bande S à la fréquence de 2 GHz afin de tester une transposition de la TMCU dans cette bande de fréquence. Cet oscillateur est réalisé avec l'objectif d'établir un compromis entre la consommation et la stabilité fréquentielle de la puce. Les résultats concernant les fréquences d'oscillations mesurées sont présentés figure 3.35 et 3.35 bis.

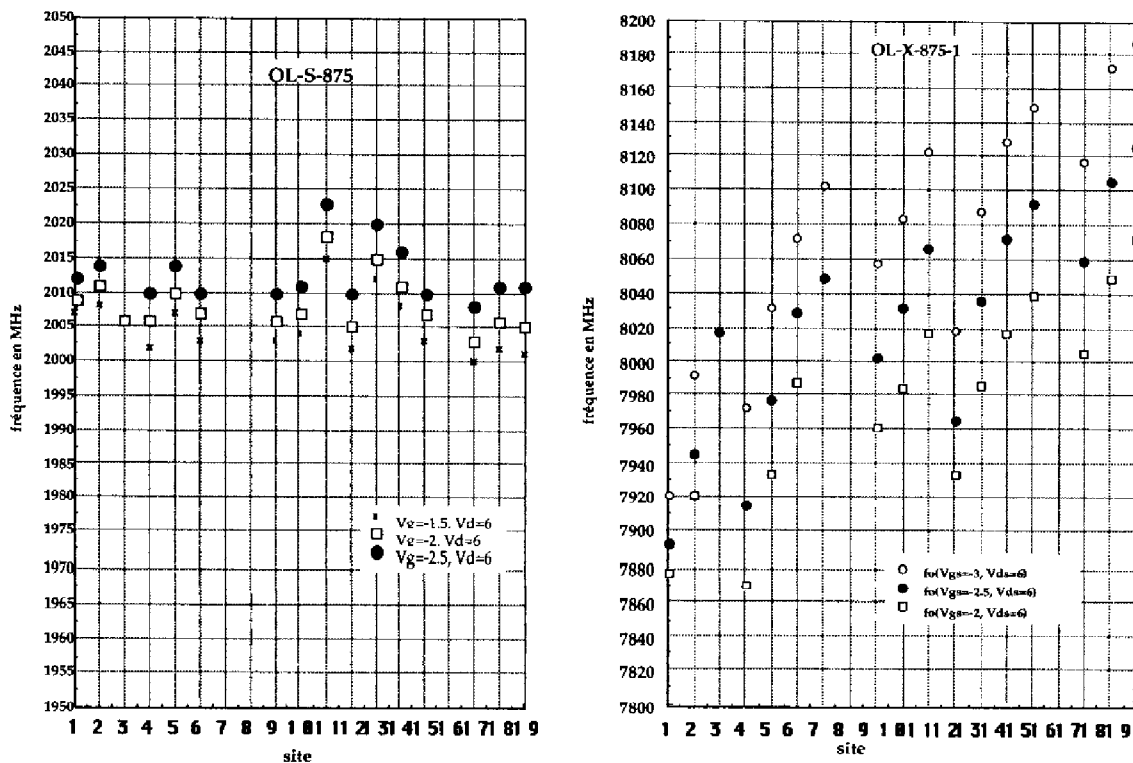


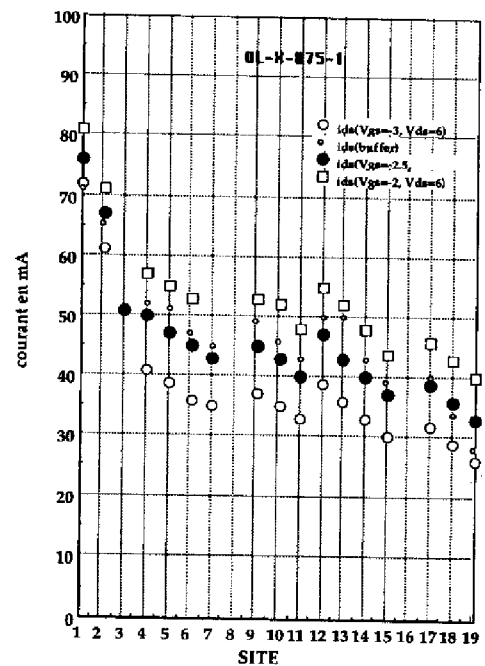
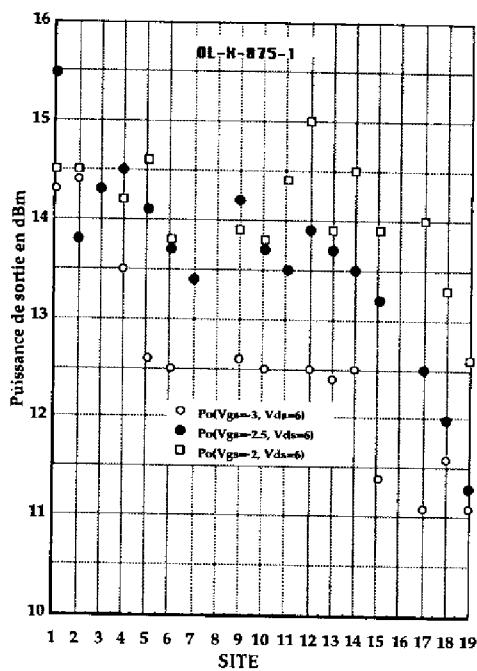
figure 3.35 et 3.35 bis : Fréquence mesurée des oscillateurs OL-X-875-1 et OL-S-875

Ces oscillateurs présentent des propriétés de démarrage aisées sur plaque au point de polarisation nominal ( $V_g = -2$  V,  $V_d = 6$  V), encore corrélées au passage du cycle de charge dans la zone de saturation en courant du TEC. Cette propriété se traduit dans ce cas par l'apparition d'un courant de grille de l'ordre de  $500 \mu\text{A}$  pour des tensions de grille supérieures à  $-1,7\text{V}$  dans les deux cas.

La fréquence mesurée moyenne est ici de  $8020$  MHz soit une erreur de  $2,1 \%$  par rapport à la fréquence attendue pour l'oscillateur bande X. Le pushing de grille moyen mesuré est évalué à  $100$  MHz/V pour une simulation non-linéaire de  $85$  MHz/V et une évaluation petit signal de  $70$  MHz/V.

L'oscillateur fonctionnant en bande S affiche une fréquence moyenne de  $2007$  MHz soit une erreur inférieure à  $0,5 \%$  de la fréquence simulée et un facteur de pushing de grille de  $10$  MHz/V au point de polarisation nominal.

La puissance et le courant de l'oscillateur OL-X-875-1 sont représentés sur les figures 3.36 et 3.36 bis.



**figures 3.36 et 3.36 bis : Puissance et courant mesurés de l'oscillateur OL-X-875-1**

La puissance moyenne mesurée de l'oscillateur fonctionnant en bande X est de  $14$  dBm au fondamental et de  $-30$  dBm pour l'harmonique 2, les résultats de simulation étant sensiblement identiques ( $13$  et  $-33$  dBm). Seul le courant moyen de

drain du TEC, de l'ordre de 55 mA, reste inférieur aux simulations (70 mA) ce qui s'explique encore probablement par des effets thermiques importants. Les résultats concernant la fonction OL-S-875 indiquent une puissance de sortie au fondamental de 9 dBm et de -10 dBm à l'harmonique 2 avec un atténuateur 4 dB en tous points comparables aux simulations.

#### **IV.2.5 : Conclusions concernant la mesure des oscillateurs**

La totalité des résultats de mesure et de simulation non-linéaire sont rappelés dans le tableau 3.13. Des mesures, réalisées à l'analyseur de spectre, du bruit de phase de ces réalisations sont de plus proposées à 1 MHz de la porteuse. Il apparaît difficile de réaliser sur plaque une mesure très précise du bruit de phase à des distances inférieures de la porteuse. La stabilité fréquentielle de la raie est, en effet, insuffisante pour qu'elle soit représentée sur une bande passante réduite à 1 MHz.

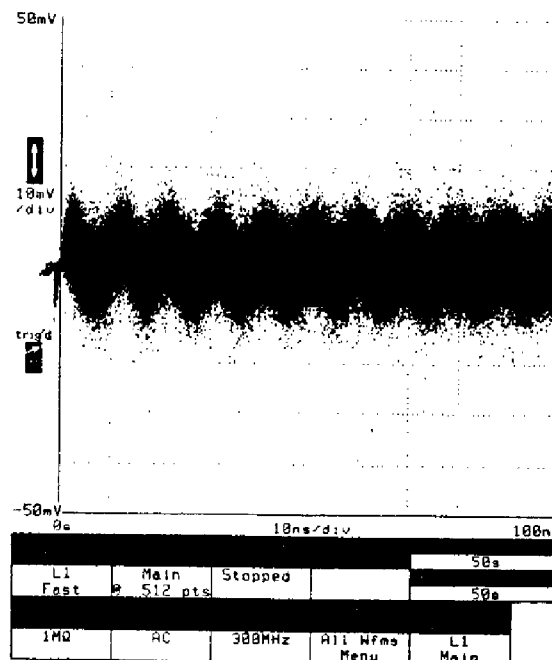
Circuits	OL-X-1275-1	OL-X-1275-2	OL-X-1275-4	OL-X-875-1	OL-S-875
fréquence en MHz <b>mesurée</b> (simulée)	<b>8050</b> (8190)	<b>8160</b> (8220)	<b>8110</b> (8150)	<b>8020</b> (8170)	<b>2007</b> (2000)
Puissance en dBm <b>H1 mesurée</b> (simulée)	<b>14</b> (13)	<b>7</b> (6.5)	<b>5</b> (6)	<b>14</b> (12.5)	<b>9</b> (10)
<b>H2 mesurée</b> (simulée)	<b>-34</b> (-36)	<b>-28</b> (-30)	<b>-35</b> (-38)	<b>-28</b> (-30)	<b>-10</b> (-12)
Puissance continue totale en mW <b>mesurée</b> (simulée)	<b>720</b> (725)	<b>455</b> (585)	<b>960</b> (1080)	<b>620</b> (630)	<b>360</b> (420)
Pushing de grille <b>mesuré</b> (simulé)	<b>60</b> (50)	<b>60</b> (55)	<b>10</b> (15)	<b>90</b> (80)	<b>7</b> (15)
<b>bruit de phase mesuré à 1 MHz de la porteuse</b> (dBc/Hz)	<b>&lt;-108</b>	<b>&lt;-105</b>	<b>&lt;-115</b>	<b>&lt;-103</b>	<b>&lt;-120</b>

**Tableau 3.13 : Comparaison mesure simulation des oscillateurs DONATELLO**

On peut noter le bon accord général entre mesures et simulations obtenu sur cette fabrication en fonderie. L'erreur en fréquence est dans tous les cas inférieure à 2.5% et malgré une différence sensible entre mesure et simulation du courant de drain de l'oscillateur les puissances mesurées sont en bon accord avec les simulations. Cette anomalie est attribuée en partie au problème de dissipation thermique insuffisante des gros TEC sur plaque. Une autre explication peut provenir de la dispersion importante de la tension de pincement  $V_p$  qui déplace fortement le point de fonctionnement en courant de l'oscillateur initialement fixé à  $I_{dss}/2$ .

Les objectifs concernant la réduction du facteur de pushing de grille des oscillateurs sont globalement atteints même si les valeurs mesurées sont légèrement supérieures aux valeurs simulées. Il semble, au vue des premières mesures réalisées à l'analyseur de spectre, que le bruit de phase de ces réalisations suit peu la tendance observée sur le facteur de pushing avec un bruit de phase moyen ramené à 100 KHz de la porteuse inférieur à -75 dBc/Hz. Deux explications possibles émergent :

① la polarisation des TEC est réalisée grâce à des alimentations ramenant un bruit en tension (figure 3.37) de l'ordre de 30 mV crête à crête. Si l'on note que le facteur de pushing moyen des oscillateurs mesurés est de l'ordre de 80 MHz/V sur la grille du TEC, la fluctuation de la tension d'alimentation amène donc une fluctuation de l'ordre de 2.5 MHz de la fréquence d'oscillation. La mesure du bruit de phase à 1 MHz de la porteuse et à fortiori à des distances inférieures apparaît donc hasardeux dans ce contexte.



**figure 3.37 : Bruit en tension des alimentations de polarisation des TEC**



② lors de la mesure du bruit  $1/f$  des transistors de cette filière, R.PLANA [47] a pu observer une élévation de quelques dB en présence de lumière et recommande une mesure du bruit de phase des oscillateurs dans l'obscurité totale ce qui n'a pas été réalisé pour des raisons évidentes de commodité.

On peut noter que les deux dernières conditions seront vérifiées lors de la mesure de ces oscillateurs après mise en boîtier. Des bruits de phase inférieurs à  $-80$  dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse sont visés ce qui constitue un bon résultat pour cette filière dont le bruit  $1/f$  est, rappelons le, plus élevé d'environ 10 dB que celui d'un filière à TEC classique faible niveau.

Une réduction sensible de ce même bruit ( $< -80$  dBc/Hz en moyenne à 100KHz de la porteuse) est observée en augmentant la polarisation de drain des TEC 900  $\mu\text{m}$  de 6,5 à 8 V environ. Des mesures plus complètes devront être réalisées pour comprendre cette réduction.

### **IV.3 : Simulations et mesures des oscillateurs contrôlés en tension**

#### **IV.3.1 : Introduction**

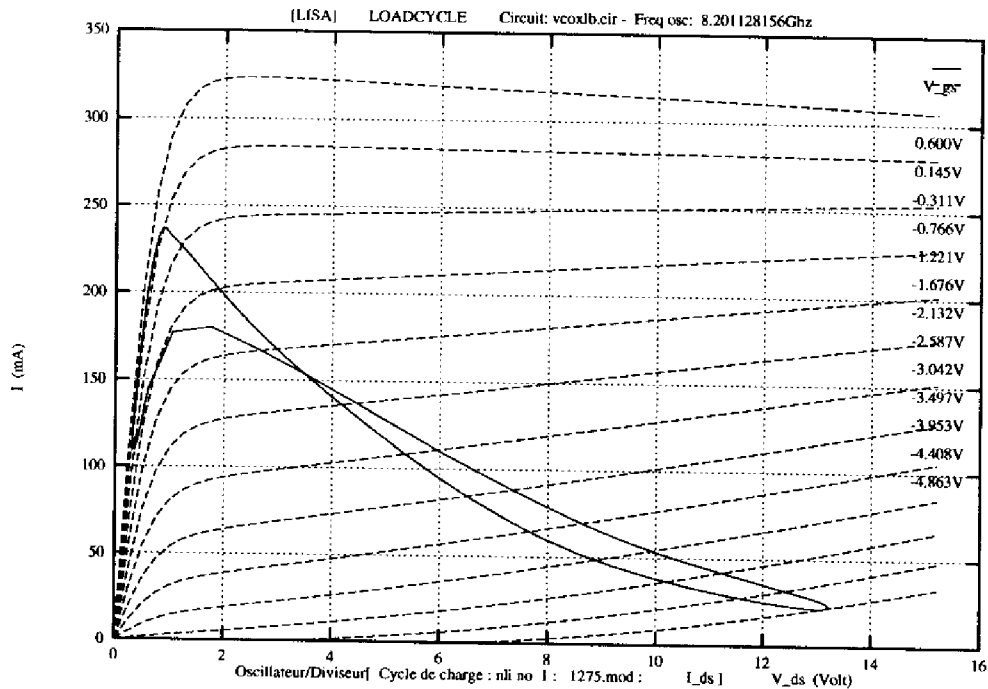
Les OCT ont été conçus avec le soucis de respecter au mieux les critères mis en avant dans l'approche précédente pour les impédances de bouclage. Une caractérisation complète des puces OCT en fonctionnement non-linéaire est réalisée. Afin de mettre en avant la réduction du facteur de pushing de grille avec l'accroissement de la taille du TEC utilisé, rappelons que 4 OCT sont proposés. Ils utilisent respectivement les tailles de TEC  $4 \times 100 \mu\text{m}$ , (VCOX-400D),  $8 \times 75 \mu\text{m}$  (VCOX-8751),  $12 \times 75 \mu\text{m}$  (VCOX-LB et VCOX-FB).

Le fonctionnement des OCT en régime non-linéaire est étudié sur toute la bande d'accord en fréquence.

#### **IV.3.2 : Simulations des OCT de la fabrication DONATELLO**

Comme dans le cas des oscillateurs à fréquence fixe, l'OCT utilisant le plus gros TEC (VCOX-LB) est choisi comme base de la comparaison mesure-simulation. L'analyseur LISA permet de visualiser les paramètres majeurs de l'OCT sans étage tampon.

La figure 3.38 présente le cycle de charge du TEC dans le plan de la non-linéarité de drain lorsque la tension varactor est à la valeur centrale ( $V_{\text{var}}=1,5\text{V}$ ).



**figure 3.38 : Cycle de charge de la non-linéarité de drain du TEC de VCOX-LB**

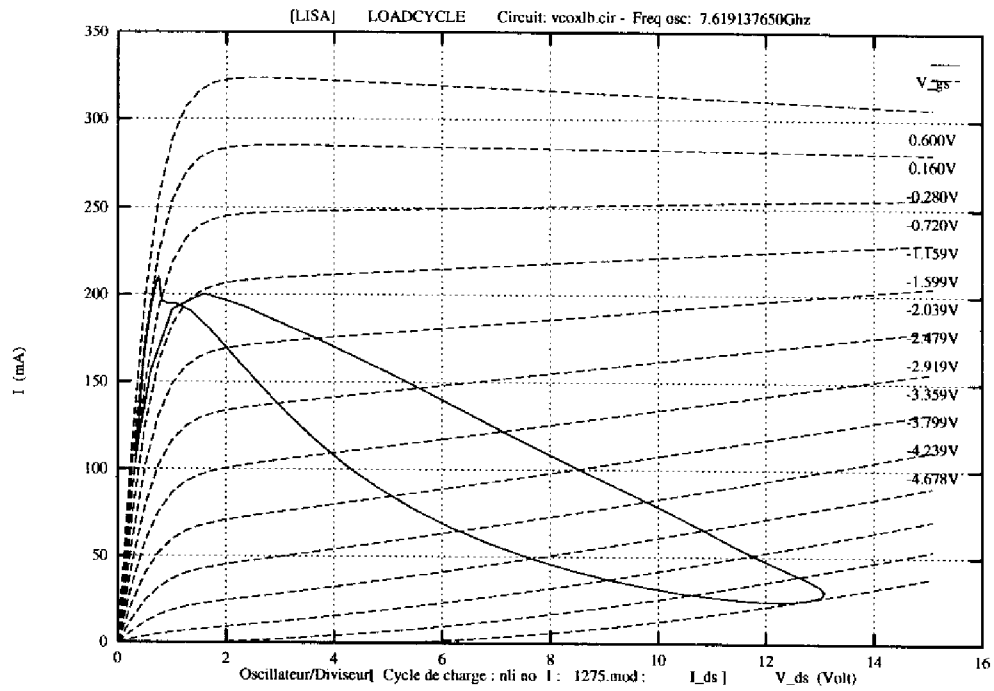
① ce cycle est comparable à celui de l'oscillateur fixe utilisant le même TEC. Les valeurs voisines des impédances de charge expliquent ce phénomène. Il en est de même pour l'optimisation du cycle.

② la puissance de sortie est de l'ordre de 8 dBm avec une réjection d'harmonique d'au moins 25 dBc.

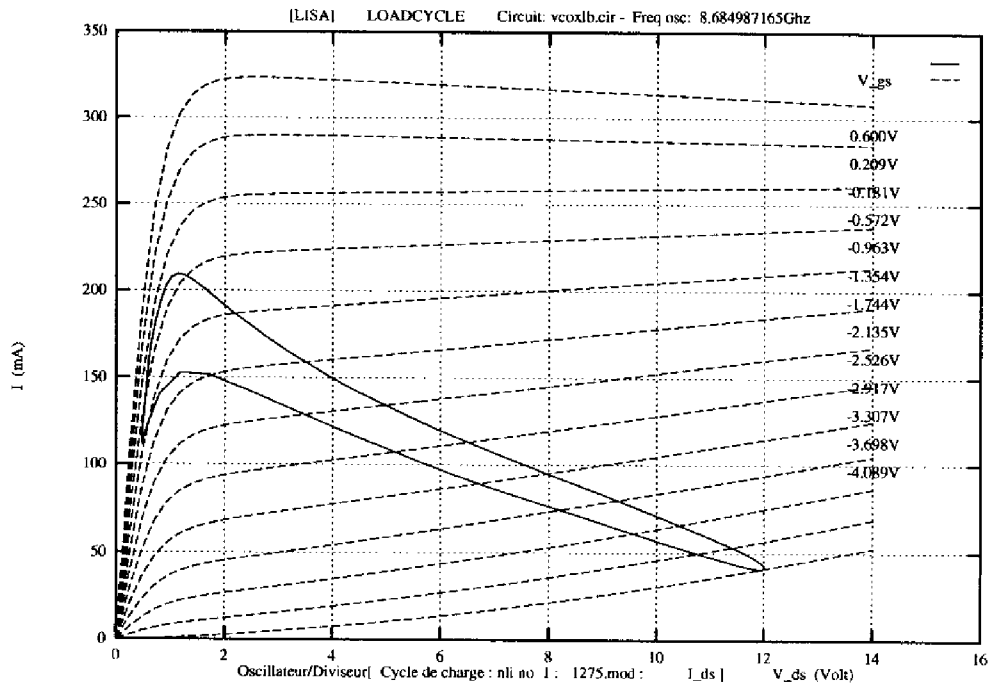
③ ici encore, les courants de grille et d'avalanche du TEC de l'OCT ont une valeur quasiment nulle.

④ l'excursion RF de tension aux bornes de la diode varactor est telle qu'elle ne déplace pas le point de polarisation continu de celui-ci.

⑤ la fréquence d'oscillation simulée est très proche de celle déterminée en petit signal. La bande d'accord obtenue lorsque la capacité varactor varie de 0.2 à 0.6 pF est de l'ordre de 1 GHz. Les cycles de charge lorsque la tension sur le varactor décrit ses valeurs minimums et maximums sont présentés figure 3.39 et 3.40.



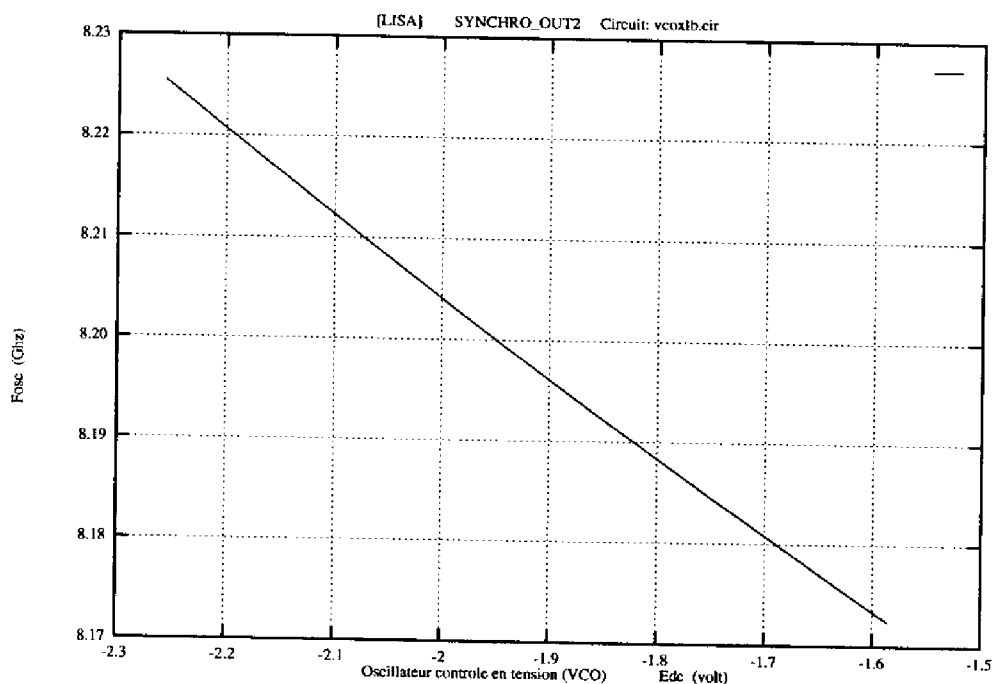
**figure 3.39 : Cycle de charge dans le plan de la non-linéarité de drain du TEC de VCOX-LB pour  $V_{var}=0V$**



**figure 3.40 : Cycle de charge dans le plan de la non-linéarité de drain du TEC de VCOX-LB pour  $V_{var}=3,2V$**

L'excursion des cycles de charge sur la bande d'accord varie peu comme on peut le constater sur les figures précédentes. Cette propriété est attribuée au travail réalisé sur les impédances de fermeture pour rendre leurs variations lentes avec la fréquence. Ce résultat permet d'expliquer la très faible variation de puissance sur la bande utile de fréquence (<0.5 dB) mais aussi sur la totalité de la bande de fréquence couverte (<2 dB).

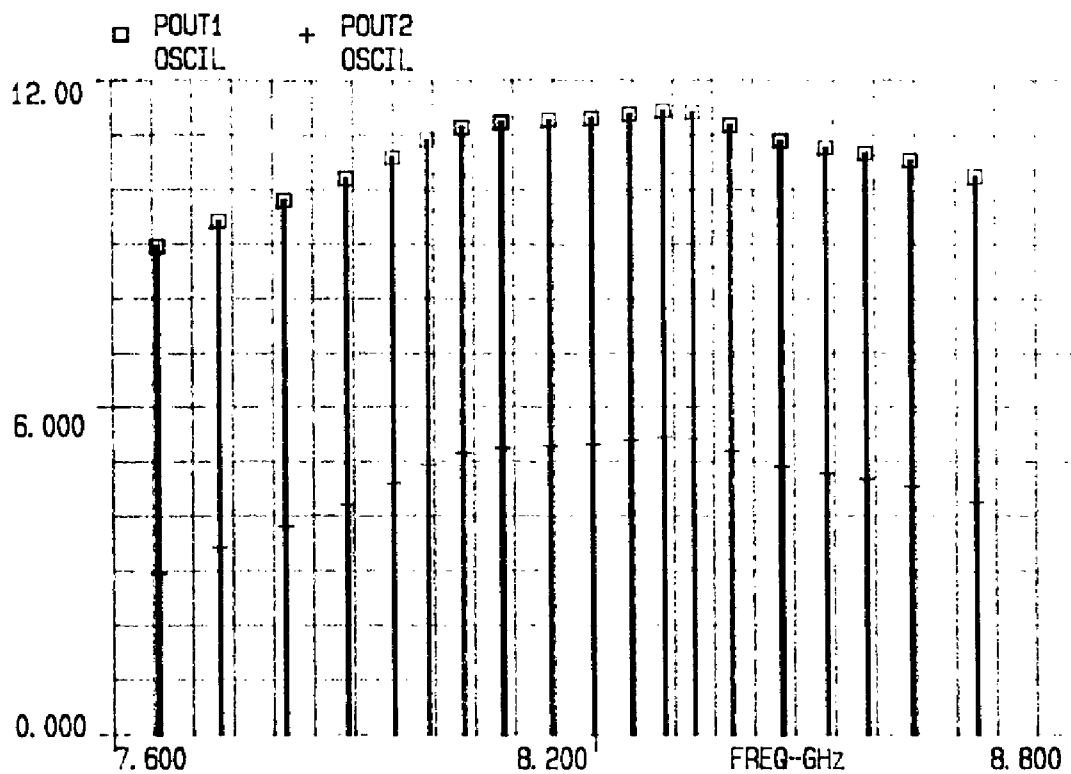
On représente sur la figure 3.41, la variation de fréquence engendrée par une variation de la tension de grille du TEC.



**figure 3.41 : Pushing de grille simulé de l'OCT VCOX-LB**

Cette variation est de l'ordre de 70 MHz/V en régime non-linéaire de fonctionnement.

Ces résultats issus du simulateur LISA sont parfaitement confirmés par l'analyseur LIBRA (figure 3.42) qui prend de plus en compte l'étage tampon et le diviseur de puissance Wilkinson. La même bande d'accord est obtenue (environ 1 GHz) avec une puissance de sortie de l'ordre de 11 dBm en moyenne. La bande d'accord en fréquence accessible simulée est identique sur LIBRA et LISA.



**figure 3.42 : Puissance de sortie et bande d'accord simulée de VCOX-LB avec étage tampon ( Analyseur LIBRA)**

La fréquence d'oscillation simulée est très proche de celle déterminée en régime linéaire dans tous les cas de figure.

### **IV.3.3 : Conclusions des simulations des OCT**

Le tableau 3.14 résume la totalité des résultats de simulation en fort signal des OCT de la fabrication DONATELLO (analyseur LIBRA et LISA). La réduction du facteur de pushing par rapport à la première fabrication (VCOX-400T) est sensible pour les OCT de cette nouvelle fabrication sans réduction notable de la bande d'accord. Seule la consommation continue des puces est plus élevée d'un facteur 2 environ pour les OCT utilisant les plus gros TEC.

Paramètre et circuit	Analyseur LISA	Analyseur LIBRA (V 3.5)
<b>VCOX-LB (Vd=6,5, Ids=90 mA)</b>		
Bande d'accord en MHz	1000	1000
Puissance sans buffer en dBm H1 (H2)	8.5 (-25)	8.5 (-25)
Puissance avec buffer en dBm H1 (H2)	*	11 (-36)
Facteur de pushing de grille en MHz/V	70	50
<b>VCOX-FB (Vd=6,5, Ids=90 mA)</b>		
Bande d'accord en MHz	600	600
Puissance sans buffer en dBm H1 (H2)	8 (-27)	7.5 (-30)
Puissance avec buffer en dBm H1 (H2)	*	12 (-38)
Facteur de pushing de grille en MHz/V	70	45
<b>VCOX-875-1 (Vd=6, Ids=70 mA)</b>		
Bande d'accord en MHz	600	550
Puissance sans buffer en dBm H1 (H2)	8 (-24)	10 (-12)
Puissance avec buffer en dBm H1 (H2)	*	11.5 (-36)
Facteur de pushing de grille en MHz/V	110	90
<b>VCOX-400D (Vd=5,5, Ids=40 mA)</b>		
Bande d'accord en MHz		550
Puissance avec buffer en dBm H1 (H2)	*	12 (-35)
Facteur de pushing de grille en MHz/V		110

**Tableau 3.14 : Résultats de simulation non-linéaire de la fabrication DONATELLO**

#### **IV.3.4 : Mesure des OCT de la fabrication DONATELLO**

##### **IV.3.4.1 : Introduction**

Les paramètres suivants sont mesurés :

- ① bande d'accord et puissance de sortie au fondamental et aux fréquences harmoniques.
- ② pushing de grille Kp.

Le bruit de phase est toujours mesuré à 1 MHz de la porteuse. Ici encore, une mesure en mode automatique des puces est proposé pour trois points de fonctionnement de la tension continue sur le varactor (Vvar=0, 1,5 et 3 V) au point nominal de polarisation des TEC.

#### **IV.3.4.2 : Résultats de mesure des OCT avec TEC 900 $\mu\text{m}$**

Dès les premières mesures des puces de cette fonction, des résultats très différents de la simulation sont apparus :

① la fréquence minimum mesurée lorsque la tension de commande du varactor est fixée à 0V est de l'ordre de 8400 MHz au lieu de 7700 simulé.

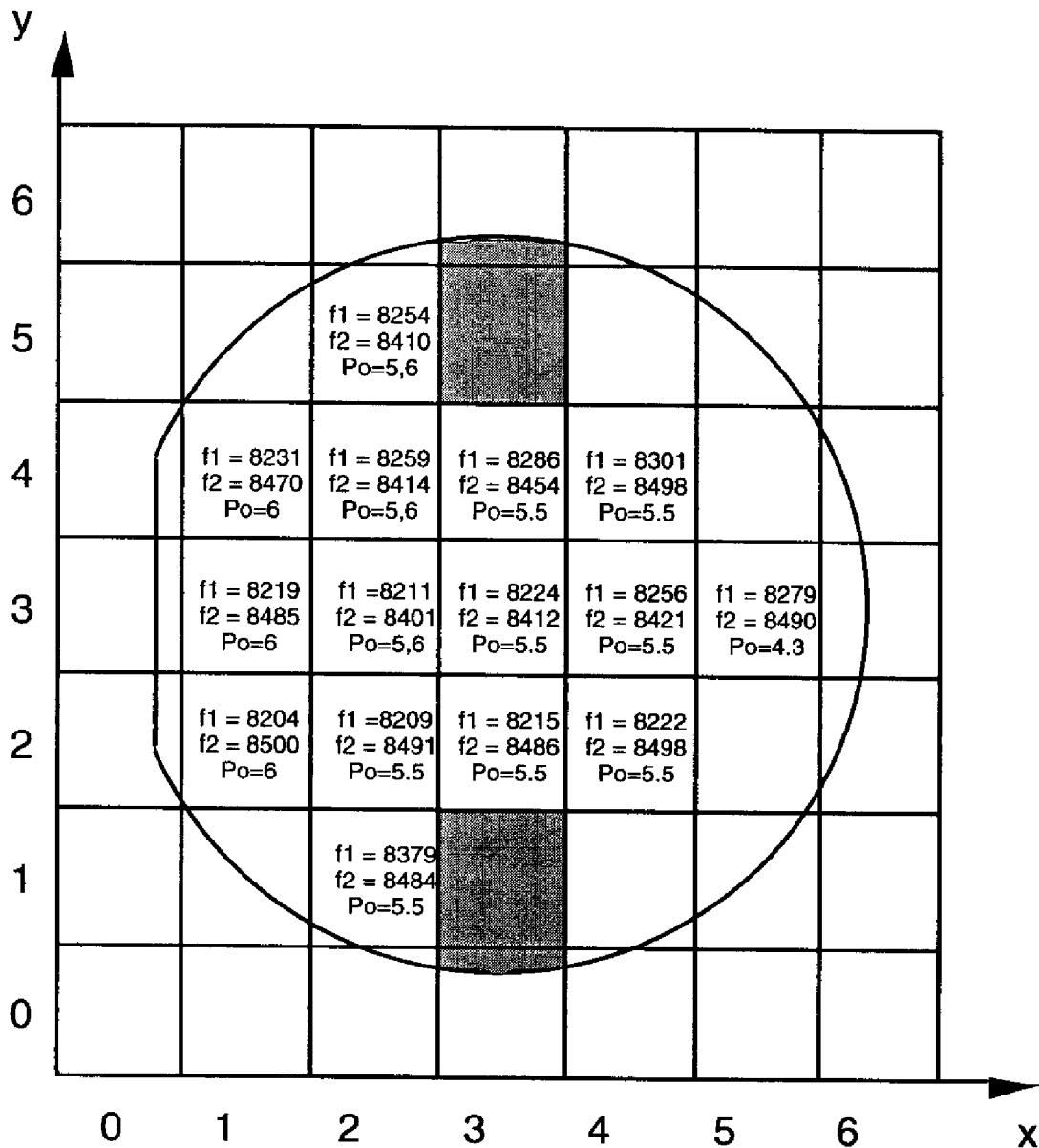
② la bande d'accord mesurée est alors d'environ 200 MHz.

③ la puissance de sortie est de l'ordre de 7 dBm, très inférieure au 12 dBm attendus.

Les premières investigations montrent que l'origine de cette anomalie est à attribuer au varactor qui subit une autopolarisation due à la trop grande excursion de tension RF à ses bornes. Celle-ci a pour effet de déplacer le point de fonctionnement continu moyen vers des valeurs plus élevées. Cette translation du point de commande du varactor provoque une réduction très sensible de la bande d'accord en fréquence. L'OCT peut être correctement commandé lorsque la tension de commande continue est de l'ordre de 2,5 V et ceci jusqu'à environ 3 V.

La cause de cette anomalie, identifiée lors de la mesure, apparaît difficile à simuler. Il semble qu'a priori une erreur de modélisation du varactor soit à l'origine de la non apparition de cette autopolarisation en simulation sans que la raison exacte soit mise en évidence de manière définitive. Des simulations complémentaires sont en cours pour essayer d'expliquer ce phénomène qui apparaît également sur la réalisation de plus faible bande de fréquence d'accord VCO-X-FB.

On représente sur la figure 3.43, les résultats de mesure de l'OCT VCO-X-FB dont la commande en fréquence est supérieure mais qui restent pour la bande d'accord et la puissance de sortie hors spécifications. On présente ainsi les fréquences minimum et maximum observées (en MHz) en fonction de la commande de tension continue sur le varactor et la puissance moyenne sur la bande d'accord.



**figure 3.43 : Résultats de mesure de l'OCT VCOX-FB (bande d'accord, puissance)**

La réduction sensible de la bande d'accord mesurée (environ 200 MHz) par rapport à celle simulée (600 MHz) ainsi que l'écart de puissance d'environ 6,5 dB apparaissent clairement et de façon très reproductible.

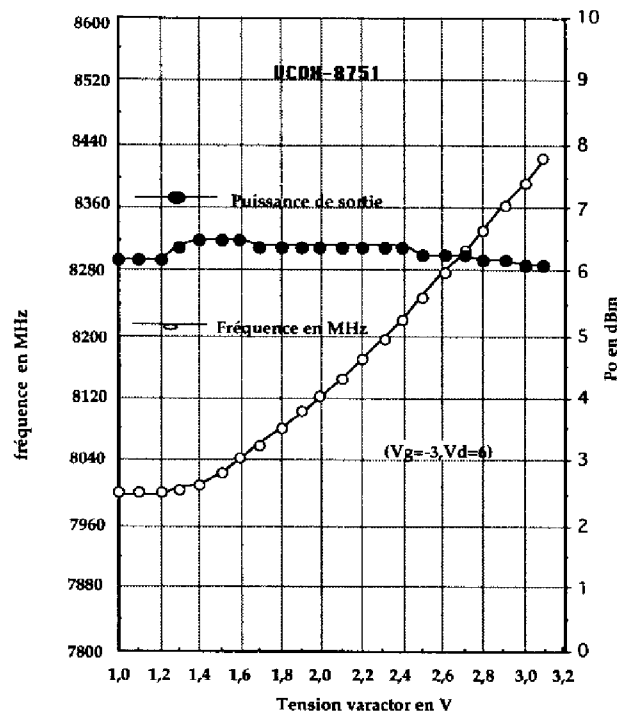
La mesure du facteur de pushing de l'OCT lorsque le phénomène d'autopolarisation disparaît donne une valeur à 8250 MHz d'environ 60 MHz/V pour une tension de grille du TEC comprise entre -2 et -3V. Cette valeur, légèrement plus élevée que celle évaluée en régime petit signal (45 MHz/V), représente une réduction d'un facteur 3 par rapport à la fabrication de première fonderie et correspond aux résultats de la simulation non-linéaire réalisée sur LISA. Le bruit de



phase mesuré à 1 MHz de la porteuse à l'analyseur de spectre et dans les conditions énoncées précédemment est inférieur à -105 dBc/Hz à la fréquence de 8250 MHz.

#### **IV.3.4.3 : Résultats de mesure de l'OCT avec TEC 600 $\mu\text{m}$**

L'anomalie présentée par la version précédente d'OCT est ici encore active mais dans une moindre proportion. La tension RF vue par le varactor est en effet plus faible. Il est de plus possible en sous polarisant le TEC de l'OCT, de retrouver une commande presque totale du varactor.



**figure 3.44 : Bande d'accord et puissance mesurées de l'OCT VCOX-875-1**

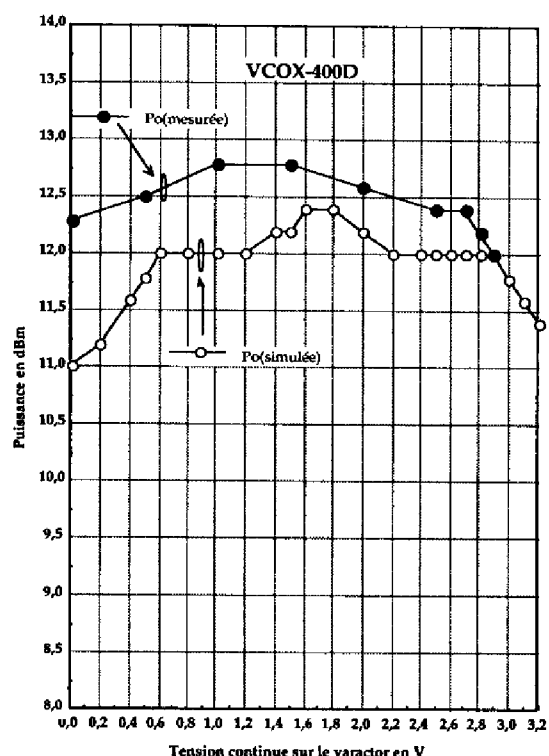
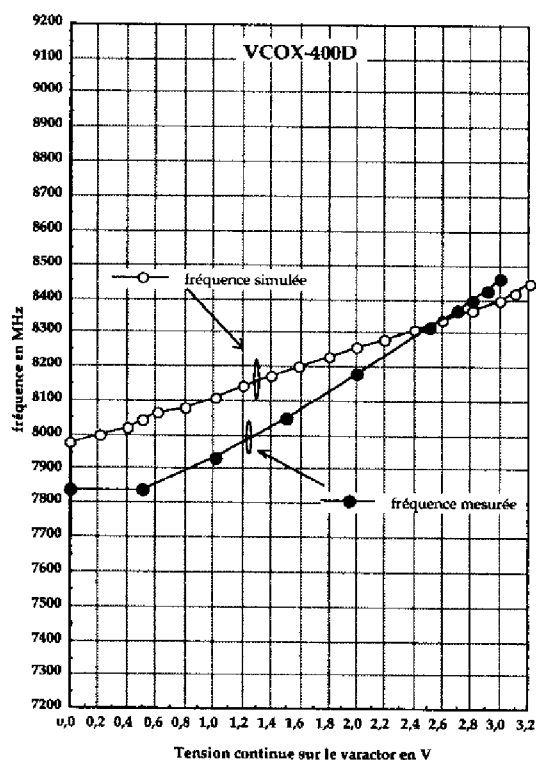
L'excursion RF de tension sur le varactor est réduite en modifiant le point de polarisation initial désormais spécifié à  $V_d=6\text{ V}$ ,  $I_{dss}/5$  (-3.2 V). Dans ces conditions, la puissance de sortie est réduite à 6,5 dBm en mesure au lieu des 12 dBm requis. La figure 3.44 présente la mesure de la bande d'accord en fréquence et de la puissance en fonction de la tension varactor pour cette version d'OCT.

L'OCT fonctionne correctement lorsque les tensions de polarisation sont spécifiées pour réduire l'autopolarisation du varactor. Celle-ci est cependant encore effective dans ces conditions de polarisation jusqu'à ce que la commande continue de la tension varactor atteigne 1,4 V. La linéarité de l'accord devient alors satisfaisante.

Le pushing de grille de l'OCT mesuré dans ces conditions à  $f_0=8200$  MHz est de l'ordre de 110 MHz/V soit très légèrement supérieur à la simulation.

#### IV.3.4.4 : Résultats de mesure de l'OCT avec TEC 400 $\mu\text{m}$

Cette version d'OCT qui utilise la plus faible taille de TEC de la fabrication est une évolution de la version TELEMAQUE où la pente de la réactance présentée par la partie élément actif de l'impédance est accrue au détriment de la bande d'accord en fréquence ici réduite à 600 MHz en simulation. Une réduction simultanée pour cette version du facteur Kp et du bruit de phase est attendue. Les figures 3.45 et 3.45 bis présentent la comparaison mesure simulation de cette fonction au point nominal de polarisation soit  $V_d=5,5$  V,  $V_g=-2$  V ( $I_{ds}=35$  mA en moyenne).



**figures 3.45 et 3.45 bis : Comparaison mesure simulation de l'OCT VCOX-400D (analyseur LIBRA)**

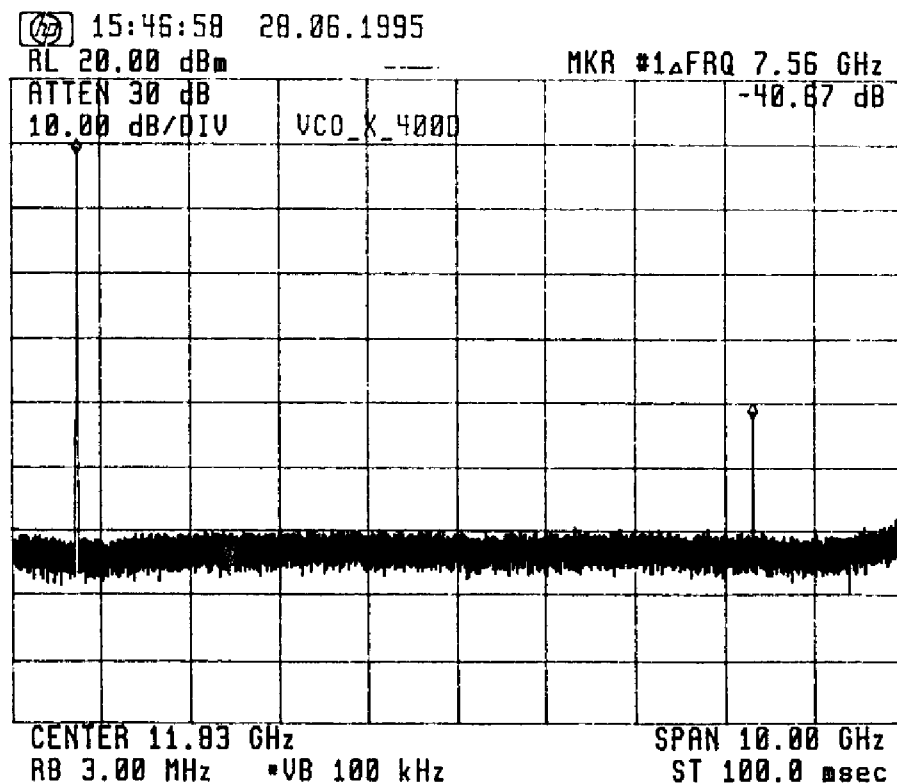
Cette fonction présente un bon accord mesure-simulation. Le décalage en fréquence de la bande d'accord vers les valeurs inférieures, dont l'origine est attribuée à la dispersion capacitive, est suffisamment faible pour que les spécifications soient tenues.

La linéarité de l'accord apparaît également satisfaisante sur la bande utile de fréquence (8025-8400 MHz). Néanmoins la sensibilité en fréquence mesurée est supérieure en mesure (250 MHz/V) aux simulations (180 MHz/V). Le modèle de varactor utilisé pour la simulation présente apparemment une différence sensible de comportement en fonctionnement fort signal . La tension RF joue encore ici un rôle non négligeable au niveau de la commande en tension du varactor qui perturbe l'excursion en fréquence de l'OCT.

Le facteur de pushing de grille est réduit à environ 100 MHz/V, cette réduction étant liée à l'augmentation sensible de la pente de réactance de l'impédance présentée par la partie élément actif de l'OCT.

La puissance de sortie est supérieure de 1 dB environ à la simulation sur toute la bande utile en raison de l'élévation moyenne du courant de saturation de la plaque. Le spectre mesuré de cet OCT au début de la bande d'accord soit à environ 7800 MHz est présenté figure 3.46.

Le rendement électrique de cette fonction calculé par rapport au nombre de sites conformes aux spécifications est de l'ordre de 65%. Ce chiffre est probablement pessimiste compte tenu de la réduction effective de la bande d'accord mesurée sur plaque par rapport à celle mesurée en boîtier probablement plus élevée.



**figure 3.46 : Spectre mesuré de l'OCT VCOX-400D**

Le faible niveau en puissance de l'harmonique 2 (-40 dBm) et la très faible valeur du facteur de pulling soit 200 KHz/ohm, constituent, de plus, un bon résultat.

#### **IV.3.4.5 : Conclusions concernant la mesure des OCT**

Les résultats de mesure et des simulations non-linéaires sont rappelés dans le tableau 3.15.

Paramètre et circuit	VCOX-LB	VCOX-FB	VCOX-8751	VCOX-400D
Polarisation	<b> nominale</b>	<b> nominale</b>	<b> Vd=6, Vg=-3</b>	<b> nominale</b>
Bande d'accord en MHz <b> mesurée</b> (simulée)	<b> 200</b> (1000)	<b> 300</b> (600)	<b> 400</b> (600)	<b> 600</b> (500)
Puissance en dBm H1 <b> mesurée</b> (simulée)	<b> 5,5</b> (11)	<b> 6</b> (12)	<b> 7</b> (7)	<b> 12,5</b> (12)
H2 <b> mesurée</b> (simulée)	<b> -38</b> (-32)	<b> -37</b> (-32)	<b> -35</b> (-38)	<b> -40</b> (-36)
Puissance continue totale en mW <b> mesurée</b> (simulée)	<b> 720</b> (800)	<b> 700</b> (800)	<b> 550</b> (650)	<b> 420</b> (450)
Pushing de grille <b> mesuré</b> (simulé)	<b> 60</b> (70)	<b> 60</b> (70)	<b> 110</b> (100)	<b> 100</b> (110)
<b> bruit de phase mesuré à 1 MHz de la porteuse en (dBc/Hz) à 8200 MHz</b>	<b> &lt;-105</b>	<b> &lt;-105</b>	<b> &lt;-102</b>	<b> &lt;-100</b>

**Tableau 3.15 : Comparaison mesure simulation des OCT de la fabrication  
DONATELLO**

On retient que :

① la bande d'accord et la puissance de sortie pour les OCT utilisant les plus grosses tailles de TEC ne sont pas conformes aux simulations en raison de l'autopolarisation des varactors due à la trop grande excursion de tension RF à leurs

bornes. Ce problème peut être résolu sans modification de topologie en mettant en série deux varactors de plus grande taille dont la capacité équivalente sera choisie pour représenter au mieux la capacité d'un seul varactor de petite taille. Cet ajout aura pour effet de réduire sensiblement la tension RF sur chaque varactor et éviter ainsi leur autopolarisation. Cette solution, qui doit être vérifiée en simulation, est la plus facile à mettre en oeuvre pour corriger les versions proposées d'OCT sans modification majeure des dessins.

② la réduction sensible observée du facteur de pushing et dans une moindre mesure celle du bruit de phase font apparaître nettement l'intérêt que peu présenter l'accroissement de la taille du TEC. Des valeurs typiques de bruit de phase de l'ordre de  $-75$  dBc/Hz à  $100$  KHz de la porteuse pour un OCT entièrement intégré avec un bande d'accord supérieure à  $10\%$  en bande X est donc tout à fait envisageable comme le prouve ces résultats.

③ la version d'OCT utilisant un TEC de  $400$   $\mu\text{m}$  répond aux spécifications. La réduction recherchée du facteur de pushing et du bruit de phase paraît effective mais doit être confirmée lors des mesures en boîtier qui seront réalisées ultérieurement.

## CONCLUSION

Ce chapitre présente une évolution de la méthode initiale proposée pour prévoir avec une grande précision la fréquence d'oscillation d'oscillateurs et d'OCT entièrement intégrés mais aussi pour réduire la variation de fréquence induite par la variation des tensions de polarisation de l'élément actif utilisé.

L'étude a porté sur la réduction de sensibilité de la partie imaginaire de l'impédance du réseau oscillant à des variations des éléments fortement non-linéaires du schéma équivalent du TEC,  $c_{gs}$  et  $g_m$ . L'étude analytique des conditions de réduction des quantités notées  $S'_{cgs}$  et  $S'_{g_m}$ , basée sur un schéma équivalent linéaire simplifié du TEC, a permis de montrer le rôle majeur de la capacité  $c_{gs}$  et de l'intérêt d'accroître sa valeur, mais aussi des impédances de bouclage.

L'accroissement de la capacité entre grille et source est réalisé d'une part en proposant des tailles de TEC très supérieures à celles généralement utilisées dans la réalisation d'oscillateurs et d'OCT MMIC ( $> 500 \mu\text{m}$ ) et d'autre part sur un motif test d'oscillateur qui comporte une capacité MIM entre grille et source.

Les résultats de mesure des réalisations de la fonderie DONATELLO, proposés dans une troisième partie, mettent en avant le bien fondé des hypothèses déduites de l'approche analytique et confirment la quasi totalité des résultats de simulation non-linéaire pour les oscillateurs à fréquence fixe. Une très bonne prédiction de la fréquence d'oscillation mesurée est ainsi systématiquement obtenue avec une erreur inférieure à 2,5% par rapport aux simulations dans tous les cas de figure.

La réduction du facteur de pushing  $K_p$  et dans une moindre mesure celle du bruit de phase avec l'accroissement de la taille du TEC est également démontrée. On note ainsi pour la version d'oscillateur présentant une capacité MIM entre grille et source des valeurs très intéressantes de facteur de pushing de l'ordre de 10 MHz/V associées à un bruit de phase inférieur à -85 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse ce qui constitue un bon résultat pour la technologie utilisée.

Enfin la mesure des OCT, réalisés avec les mêmes critères d'optimisation que les oscillateurs à fréquence fixe, est présentée. Pour les versions utilisant les plus gros TEC (600 et 900  $\mu\text{m}$ ), un écart sensible entre mesures et simulations, attribué à la trop grande valeur d'excursion de tension RF aux bornes du varactor, est observé. On propose pour ces réalisations d'ajouter en série un second varactor avec le premier

permettant une réduction sensible de l'excursion de tension RF à leurs bornes. Les résultats de mesure concernant le facteur de pushing de grille et le bruit de phase de ces fonctions sont encourageants et laissent espérer des valeurs respectives inférieures à 50 MHz/V et à -75 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse pour un OCT présentant 10% de bande d'accord à 8 GHz dans une filière MESFET de puissance.

**CHAPITRE IV**  
**CONCEPTION**  
**DES MODULATEURS**  
**BIPHASES**  
**ET**  
**QUADRIPHASES**





## **INTRODUCTION**

Ce chapitre traite de la réalisation des modulateurs à deux et quatre états de phase (BPSK et QPSK) qui seront utilisés dans la chaîne de télémesure image. Les conceptions proposées sont des évolutions des circuits réalisés par A.PRIMEROSE [2] dans la filière LN05 du fondeur THOMSON/TCS. Deux aspects sont plus particulièrement décrits :

① transfert de la technologie LN05 à HP07 des modulateurs biphasés et amélioration de la première version en bande X. Réalisation d'une version de BPSK en bande S.

② transfert de la technologie LN05 à HP07 des modulateurs quadriphasés et correction des caractéristiques électriques non conformes aux cahiers des charges dans la première version.

## **I : REALISATION DU MODULATEUR A DEUX ETATS DE PHASE**

### **I.1: Spécifications**

Pour ce type de réalisation, les spécifications des satellites d'observation de la Terre de type SPOT sont retenues. Le modulateur BPSK sera réalisé dans la filière MMIC HP07 de THOMSON/TCS mais, comme nous le verrons dans un prochain paragraphe, la filière LN05 peut être mise à profit pour réduire les temps de commutation des états. Les spécifications retenues sont les suivantes :

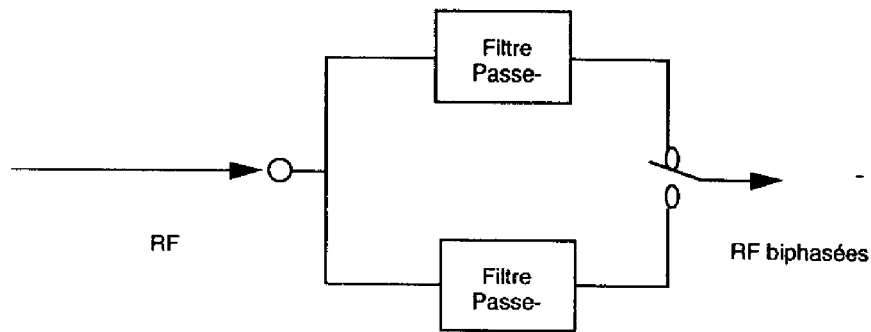
- ❶ bande de fréquence de fonctionnement 8-8,4 GHz pour la bande X,
- ❷ bande de fréquence de fonctionnement 1,9-2,3 GHz pour la bande S,
- ❸ température de fonctionnement de -20 à +40 °C,
- ❹ rythme digital de fonctionnement au maximum égal à 120 Mbit/s,
- ❺ temps de commutation des plots de phase < 500 ps,
- ❻ précision des états de phase  $\leq \pm 5^\circ$ ,
- ❼ modulation d'amplitude résiduelle  $\leq 1$  dB crête à crête,
- ❽ pertes d'insertion < 5 dB,
- ❾ adaptation entrée-sortie < -10 dB.

Les points ❶, ❷, ❸, ❹, ❺ et ❾ seront plus particulièrement optimisés lors de cette étude.

### **I.2 : Principe de fonctionnement**

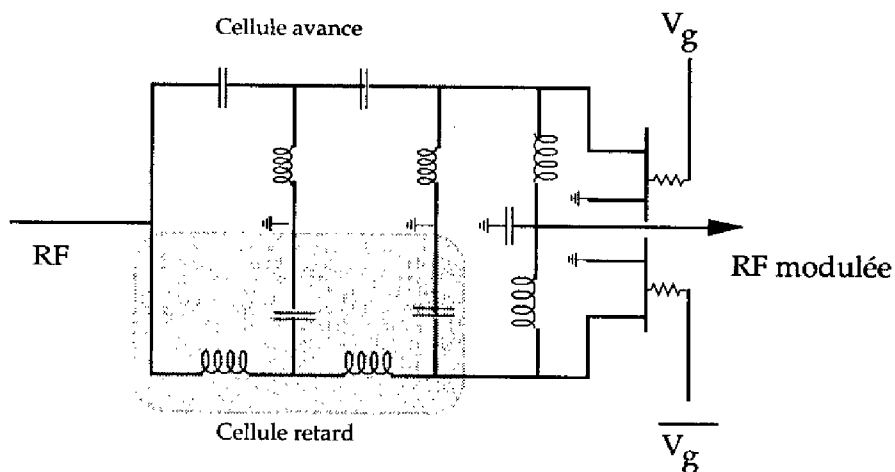
Le modulateur BPSK permet une modulation à deux états de phase distants de  $180^\circ$  de la porteuse hyperfréquence issue de l'oscillateur local. Le principe de fonctionnement retenu (figure 4.1) fait appel à deux filtres de type passe-haut (fournissant une avance de phase) et passe-bas (fournissant un retard de phase) qui sont commutés à la cadence du signal de modulation. Le signal modulé

biphase est donc formé par le passage alternatif dans l'un des deux filtres selon le signal de modulation.



**figure 4.1 : Principe du modulateur BPSK**

Le déphasage différentiel de  $180^\circ$  est réalisé par des filtres passe-bas et passe-haut à 2 cellules LC en L. Le commutateur est quant à lui constitué de TEC "froids", commandés par la tension de grille  $V_g$ . La tension drain-source étant nulle, les TEC ne consomment pas de puissance continue. Ils sont polarisés sur la grille à l'aide d'une résistance dont la valeur est optimisée pour ne pas influencer sur les temps de commutation des TEC. Le schéma final de conception proposé est celui de la figure 4.2.



**figure 4.2 : Schéma électrique du modulateur BPSK**

Les TEC T1 et T2, commandés en complémentaires, créent deux états de fonctionnement du modulateur. Le premier état où T1 est passant et T2 est bloqué permet le passage de l'onde hyperfréquence dans la cellule retard. Dans le cas contraire, c'est la cellule avance qui voit la porteuse hyperfréquence et qui crée une avance de phase. Les éléments LC des filtres déphaseurs sont calculés de telle sorte que le déphasage différentiel entre les deux états soit de  $180^\circ$ .

### **I.3 : Réalisation des modulateurs BPSK**

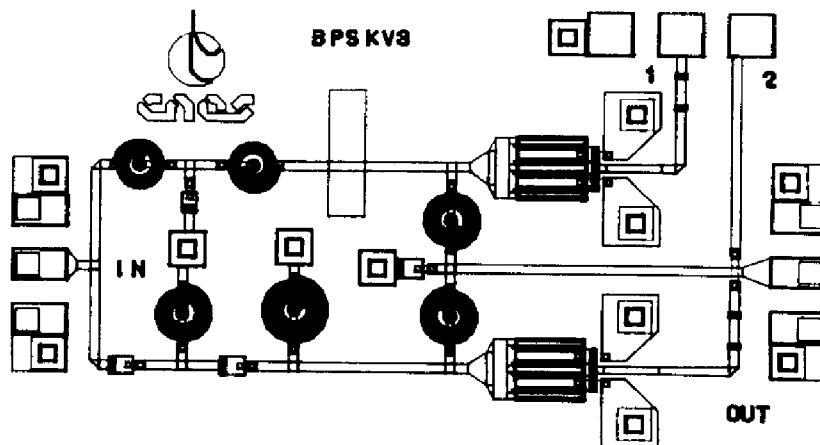
#### **I.3.1 : Introduction**

Le schéma électrique du modulateur BPSK décrit dans le paragraphe I.2 est réalisé en technologie MMIC dans les deux filières du fondeur THOMSON/ TCS et pour deux bandes de fréquence (bande X et bande S). La réalisation dans la filière LN05 se justifie par le fait que dans ce cas la dynamique en tension nécessaire à réaliser les deux états de fonctionnement de l'interrupteur, à savoir passant (0 V) et bloqué ( $V_p$ ), est réduite à 2 V. Cette même dynamique est de 5 V dans le cas de la filière HP07. Ceci représente un atout considérable dans le cadre de la réalisation de modulateurs biphasés acceptant des rythmes de commutation très élevés ( $>100$  Mbit/s).

#### **I.3.2 : Simulations des modulateurs BPSK**

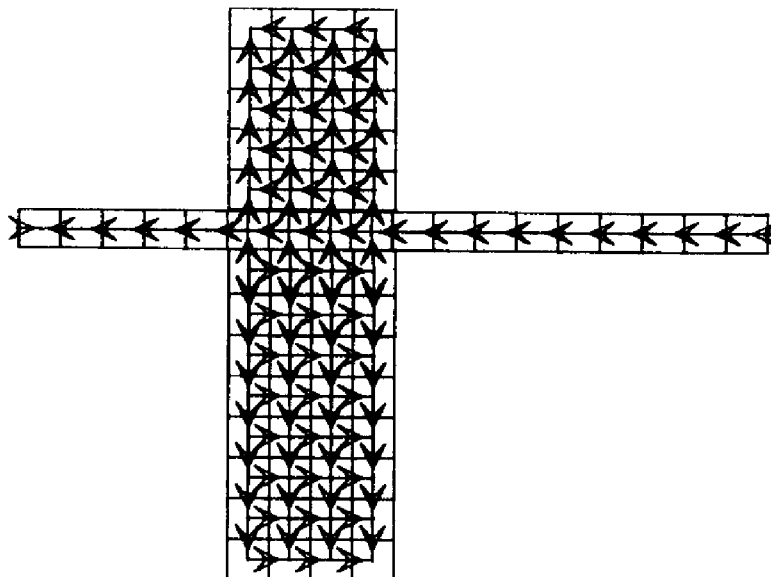
##### **I.3.2.1 : Simulations**

Les résultats complets du modulateur BPSK réalisé en technologie HP07 sont présentés. Sa topographie est représentée sur la figure 4.3. Ses dimensions sont de l'ordre de  $2 \text{ mm}^2$ .



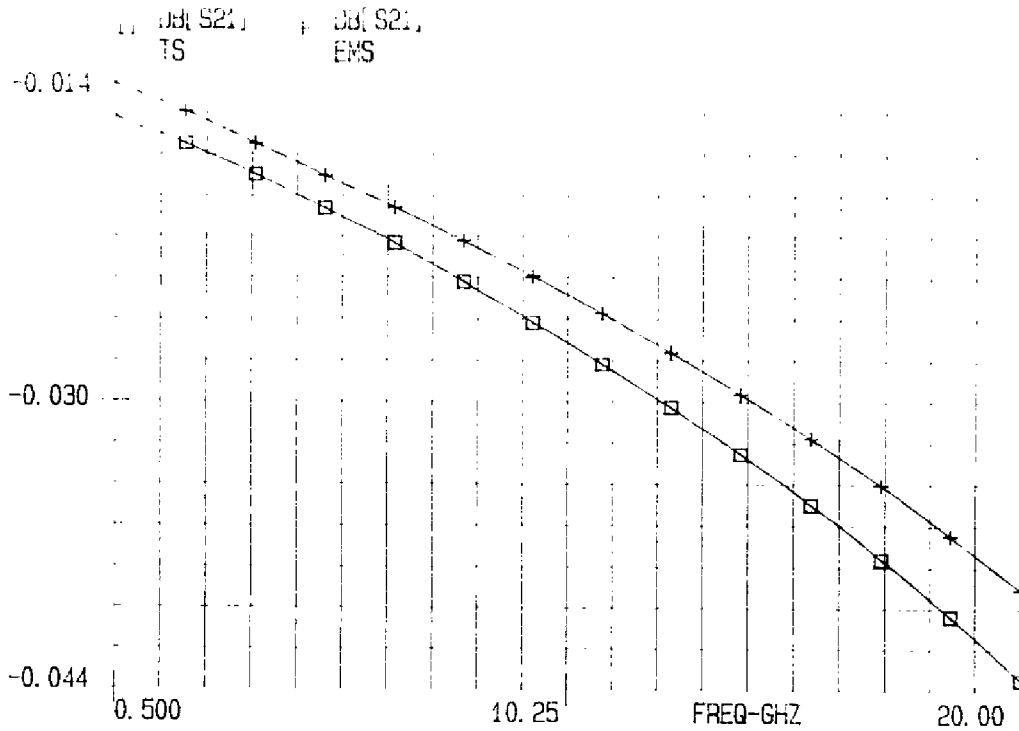
**figure 4.3 : Topographie du BPSK version HP07**

On peut noter que l'une des capacités de la cellule retard est remplacée par un stub en circuit microruban ceci afin d'éviter l'utilisation d'une capacité MIM de trop petite dimension. Pour éviter tous risques de modélisation incorrecte, les paramètres S du stub calculés sur le logiciel LIBRA sont vérifiés sur le logiciel de simulation électromagnétique EMSIM. La structure simulée est représentée sur la figure 4.4. EMSIM utilise la méthode des moments pour calculer le schéma équivalent électrique des dessins étudiés [49]. Une forme intégrale des équations de MAXWELL est ainsi utilisée.

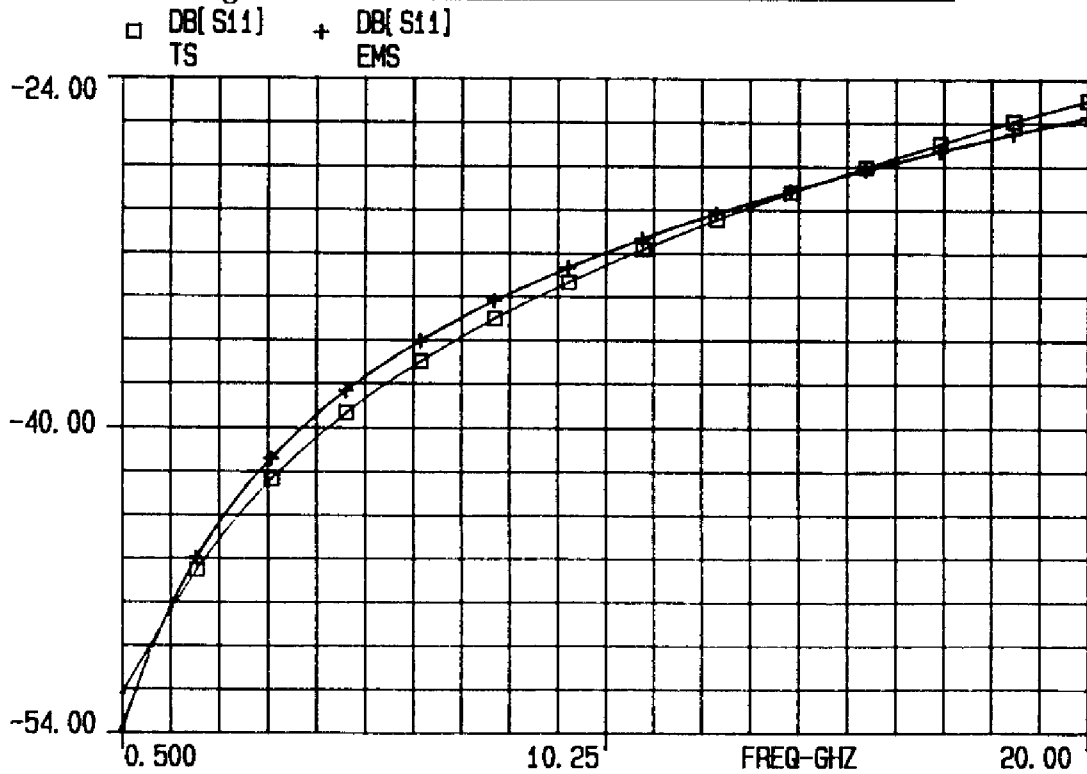


**figure 4.4 : Topographie de l'élément microruban modélisés sous EMSIM**

On vérifie alors que les résultats de l'analyse linéaire et de l'analyse électromagnétique sont identiques (figure 4.5 et 4.6).



**figure 4.5 : Paramètre S21 simulé sur EMSIM et LIBRA**



**figure 4.6 : Paramètre S11 simulé sur EMSIM et LIBRA**

Les résultats de simulation du modulateur BPSK sont, quant à eux, représentés de la figure 4.7 à 4.9.

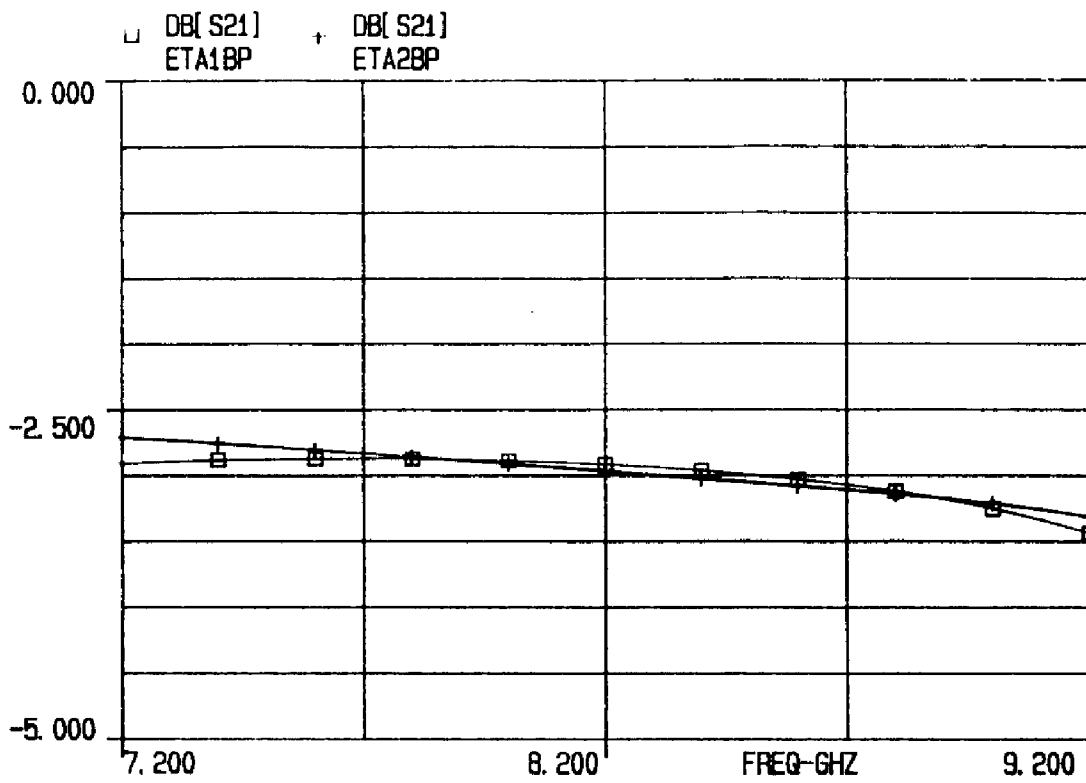


figure 4.7 : Pertes d'insertion des 2 états du BPSK HP07

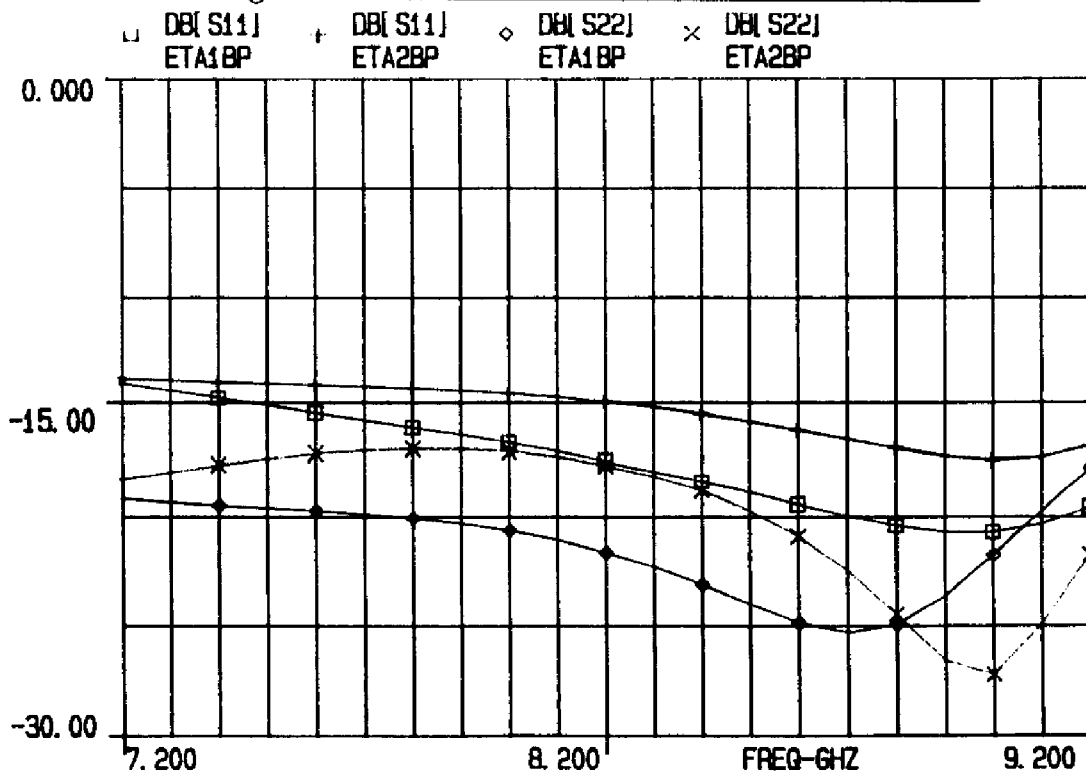
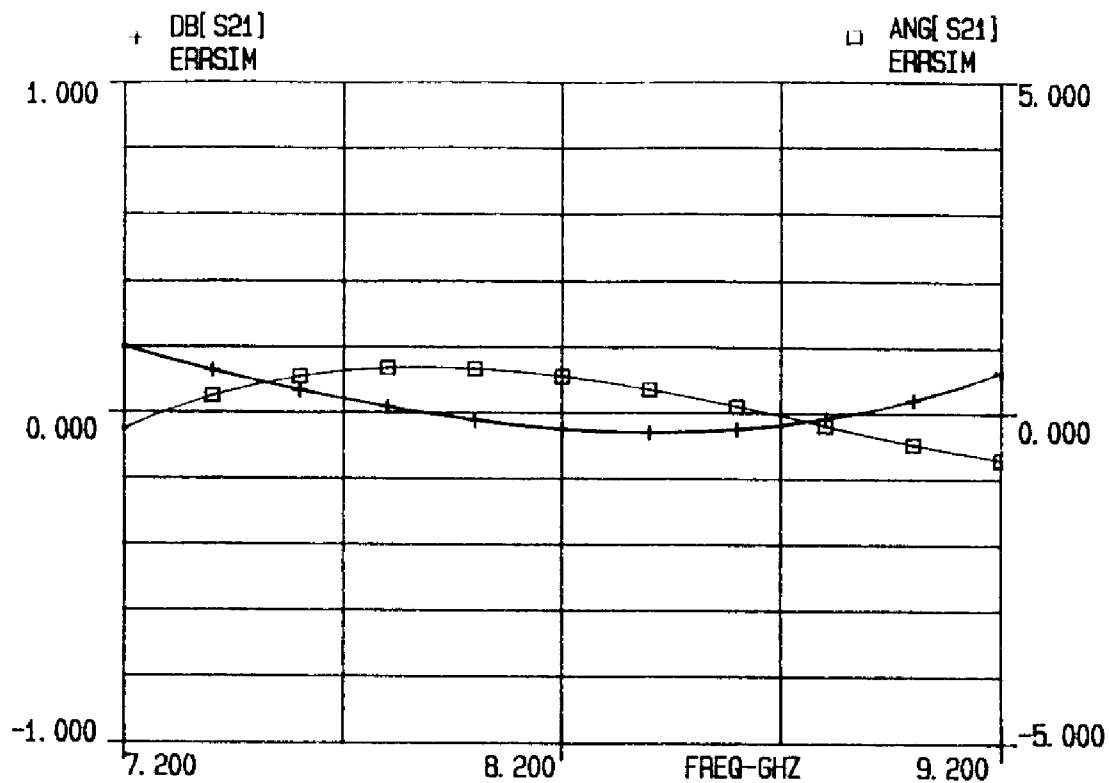


figure 4.8 : S11 et S22 des 2 états du BPSK HP07





**figure 4.9 : Erreur d'amplitude et d'angle simulée du BPSK HP07**

On peut constater sur les figures 4.7 à 4.9 que les résultats simulés du BPSK réalisé en HP07 sont très satisfaisants. Les erreurs d'amplitude et d'angle entre plots sont notamment inférieures respectivement à 0,2 dB et 1° sur la bande de fréquence 7,2-9,2 GHz. Les résultats de simulation des trois modulateurs BPSK réalisés dans deux filières du fondeur THOMSON/TCS (HP07 et LN05) et deux bandes de fréquence (7,2-9,2 GHz et 1,8-2,4 GHz) sont résumés dans le tableau 4.1.

Performances	BPSK HP07	BPSK1 LN05	BPSK2 LN05
Bande en GHz	7,2-9,2	7,2-9,2	1,8-2,4
Pertes d'insertion en dB	< -3,5	< -4,5	< -5
Précision d'amplitude en dB	0,2	0,2	0,2
Précision de phase en °	1 °	1,5 °	1,5 °
S11 en dB	< -16	< -14	< -16
S22 en dB	< -16	< -14	< -16
Dimensions en $\mu\text{m}^2$	1800x1000	2000x1000	2700x1400

**Tableau 4.1 : Résultats de simulation des modulateurs biphasés**

### I.3.2.2 : Analyse de sensibilité

L'analyse de sensibilité présentée lors de l'étude des oscillateurs et des OCT au chapitre II et III est reprise pour étudier l'effet de variations standards des éléments passifs des modulateurs sur leur réponse électrique. Les hypothèses de travail sont identiques à celles déjà exposées au chapitre II à savoir :

① les variations des éléments passifs de la filière sont caractérisées par leur écart type  $\sigma$  de plaque à plaque.

② les variations des capacités sont supposées corrélées et ont un écart type de plaque à plaque de l'ordre de 10%.

③ les inductances ont des variations corrélées et un écart type de plaque à plaque de l'ordre de 10%.

④ les résistances métalliques et en AsGa ont des variations corrélées et un écart type de plaque à plaque de l'ordre de 10%.

Une étude de sensibilité est alors menée prenant en compte deux types de variation.

Dans un premier cas, les variations sont de  $\pm \sigma$  autour des valeurs nominales de tous les éléments passifs du circuit et des inductances des fils de thermocompression qui permettent de câbler la puce aux lignes de connexion du boîtier.

Un second cas met en avant des variations de  $\pm 3 \sigma$  de tous ces éléments. Un circuit satisfait aux critères de sélection lorsqu'il réalise les spécifications du paragraphe I.1 dans la bande de fréquence utile, à savoir (8-8,4 GHz) pour les BPSK fonctionnant en bande X et (1,9-2,3 GHz) pour celui fonctionnant en bande S.

Les résultats de l'analyse sont présentés dans le tableau 4.2 et sont issus de l'analyse de 10000 tirages.

Spécifications	BPSK HP07	BPSK LN05	BPSK LN05
Bande utile en GHz Précision d'amplitude $< \pm 1$ dB Précision de phase $< \pm 5^\circ$ S11 $< -10$ dB, S22 $< -10$ dB	8-8,4	8-8,4	1,9-2,3
Écart type considéré $\pm \sigma$	100 %	100 %	100 %
Écart type considéré $\pm 3\sigma$	85 %	82 %	72 %

**Tableau 4.2 : Résultats de l'analyse de dispersion des modulateurs biphasés**

On constate en conclusion que les modulateurs biphasés présentent d'excellents rendements lors de l'analyse de sensibilité. Plus de 70 % des circuits tirés au sort avec une plage de variation de  $\pm 3 \sigma$  de tous les éléments passifs continuent ainsi à vérifier les spécifications sur la plage de fréquence utile quelle que soit la réalisation.

### **I.3.3 : Résultats de mesure des modulateurs BPSK**

La mesure des modulateurs BPSK est réalisée sur la station de mesure sous pointes présentée au paragraphe V.2.3.1 du chapitre II. Les deux états du modulateur sont commandés par des couples de tension (0,  $V_p$ ). La tension de pincement de la filière HP07 est de l'ordre de -5 V, et de -2 V dans le cas de la filière LN05.

L'écart de phase entre états, théoriquement de  $180^\circ$  est ramené autour de  $0^\circ$ . Un déphasage idéal de  $180^\circ$  est ainsi ajouté à la sortie de l'un des fichiers de mesure représentatif d'un état du modulateur. Les comparaisons mesures-simulations sont réalisées pour le modulateur HP07 fonctionnant en bande X.

La figure 4.10 représente les pertes d'insertion mesurées et simulées dans les deux états du modulateur. On peut constater l'excellent accord qui existe entre les mesures et les simulations qui présentent des pertes d'insertion inférieures à 3,5 dB sur toute la bande de fréquence étudiée.

Les figures 4.11 à 4.14 présentent les résultats de mesure et de simulation de l'erreur d'amplitude et de phase sur la bande de fréquence (7,2-9,2 GHz) et des autres paramètres S du BPSK.

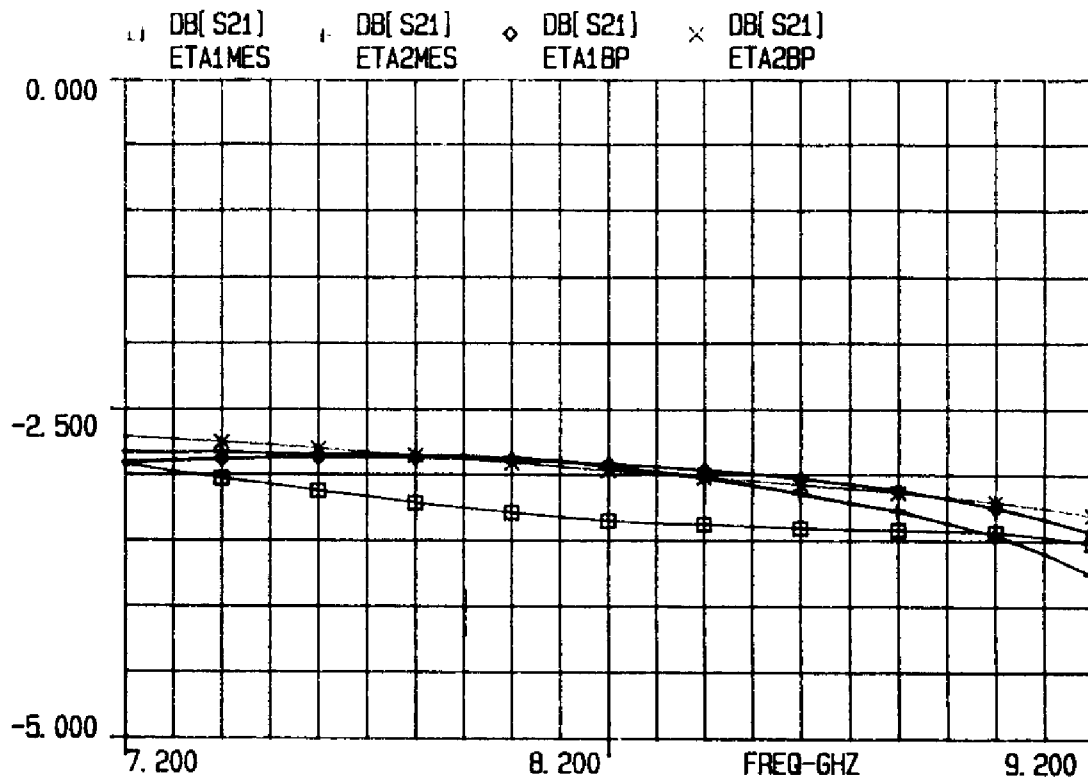


figure 4.10 : Pertes d'insertion simulées et mesurées du modulateur BPSK HP07

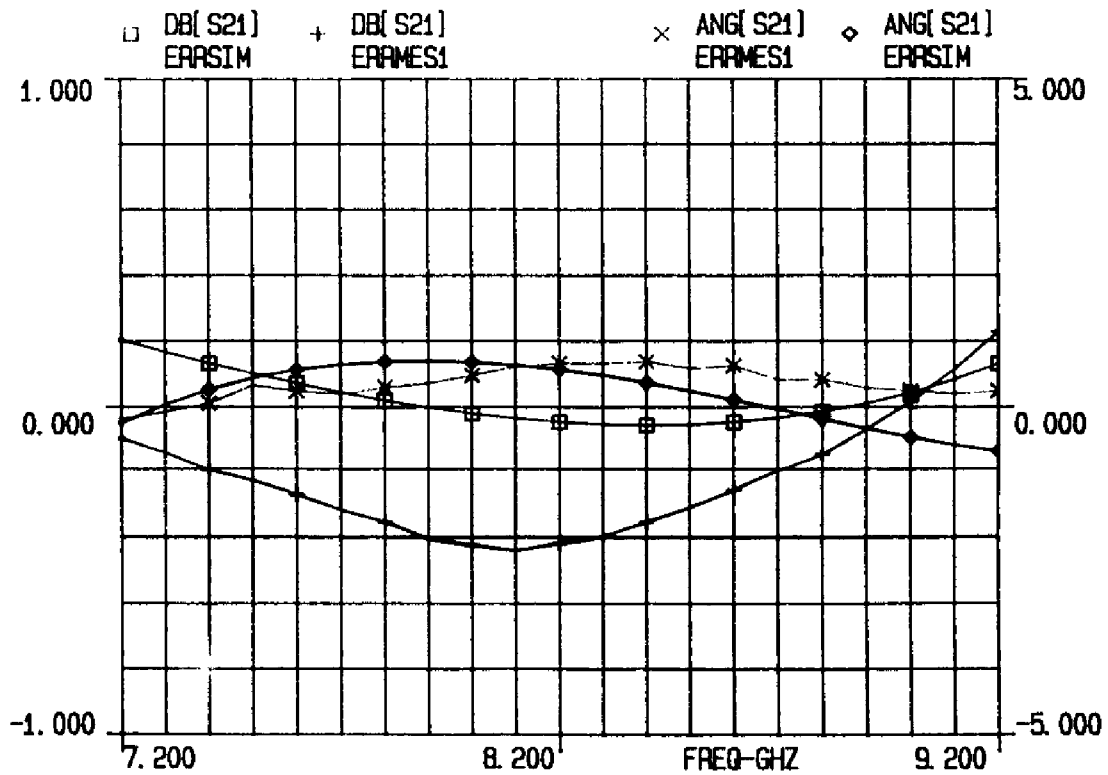


figure 4.11 : Erreur d'amplitude et de phase entre états simulées et mesurées du modulateur BPSK HP07

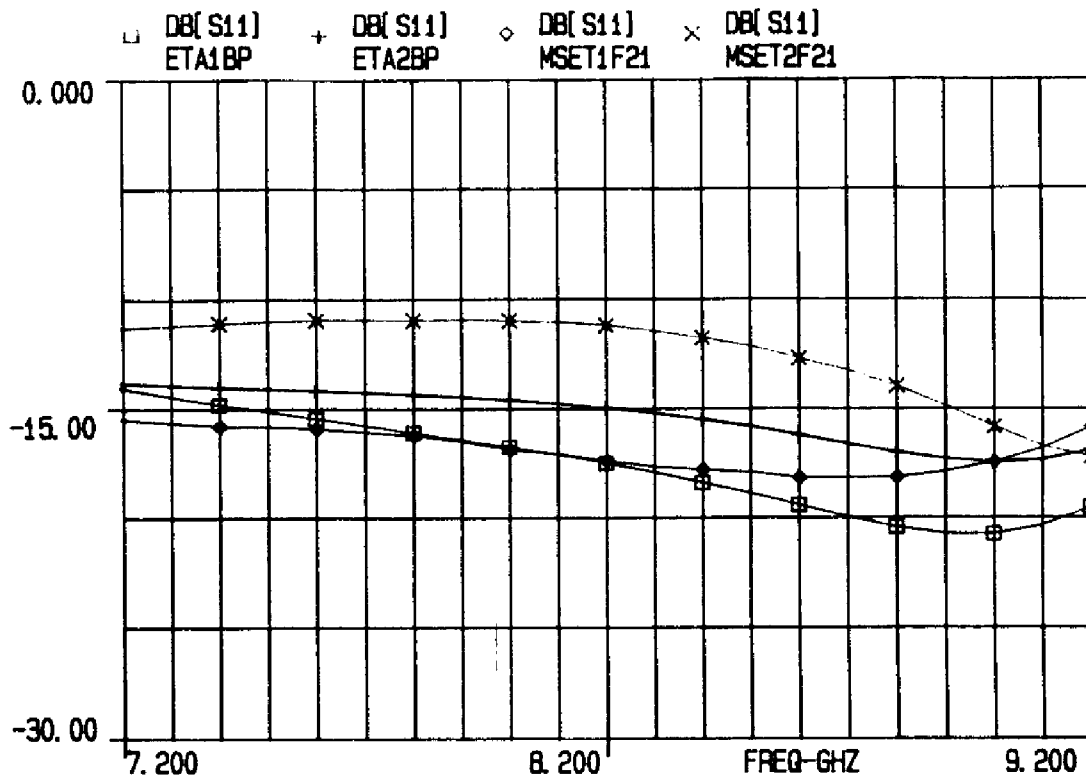


figure 4.12 : S11 mesuré et simulé dans les deux états modulateur BPSK HP07

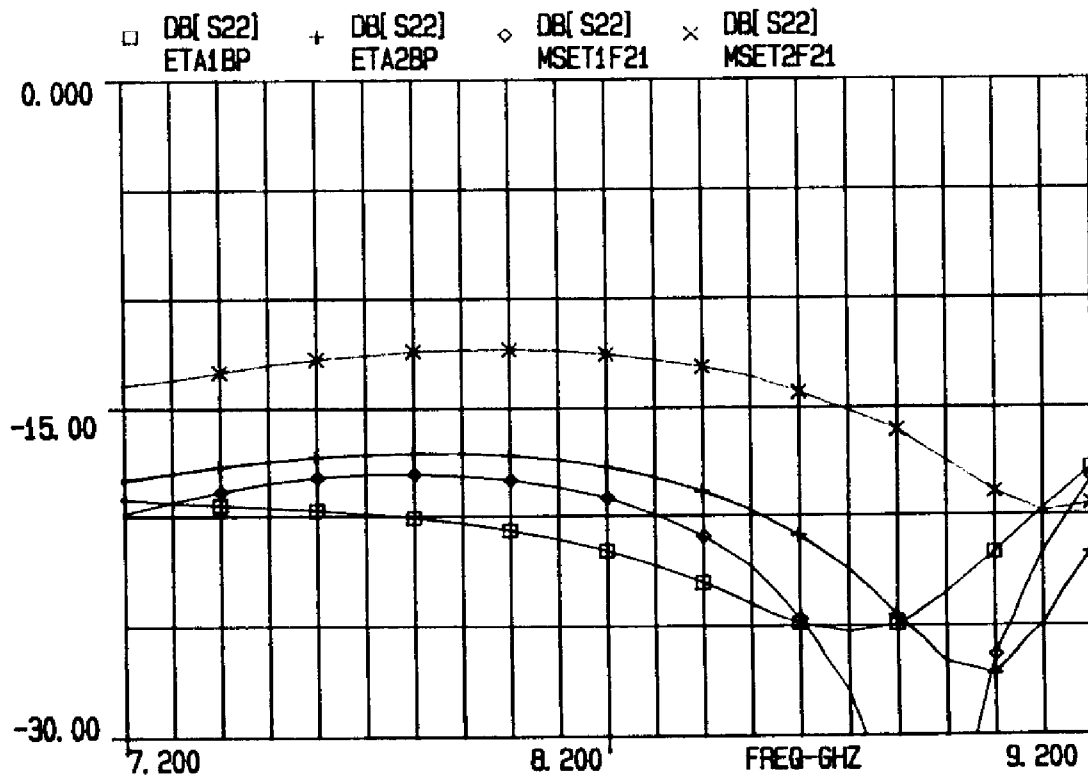
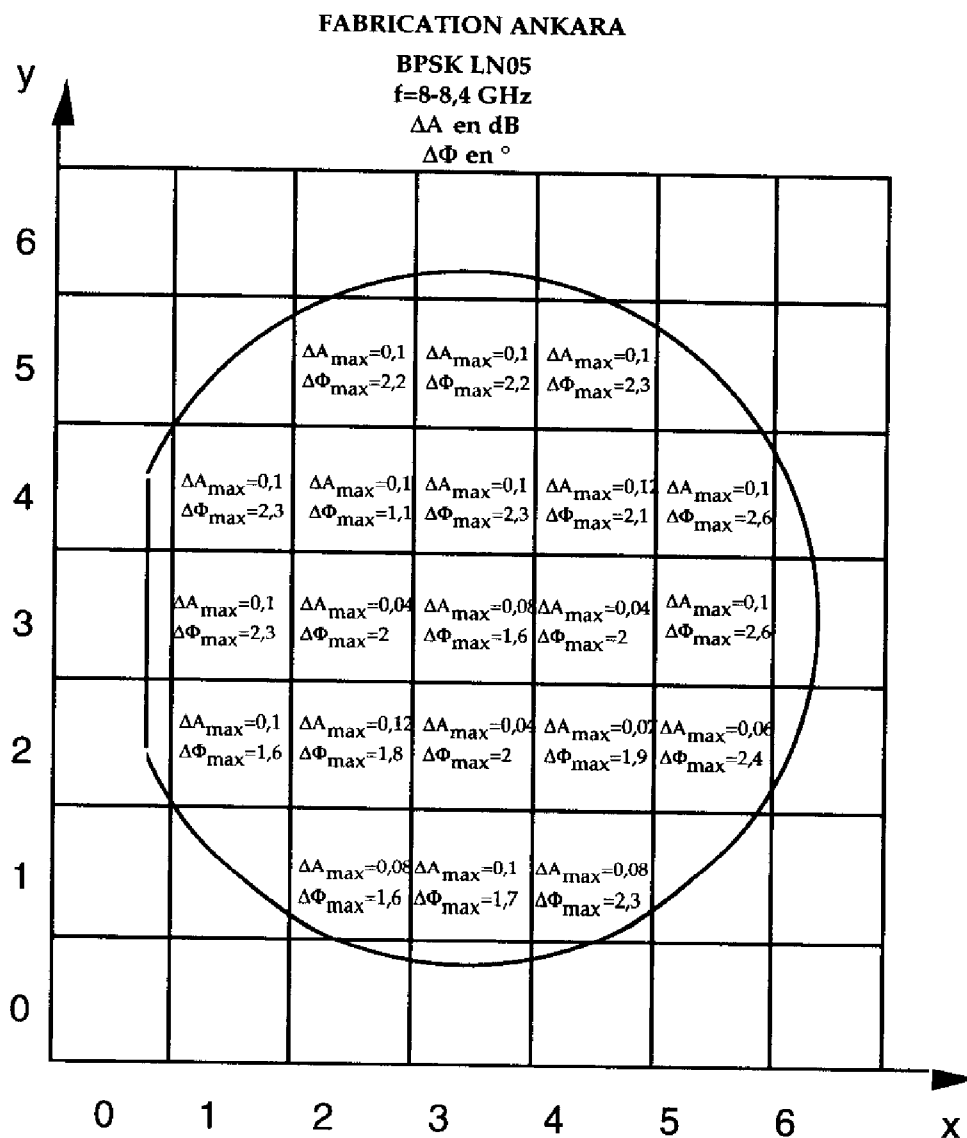
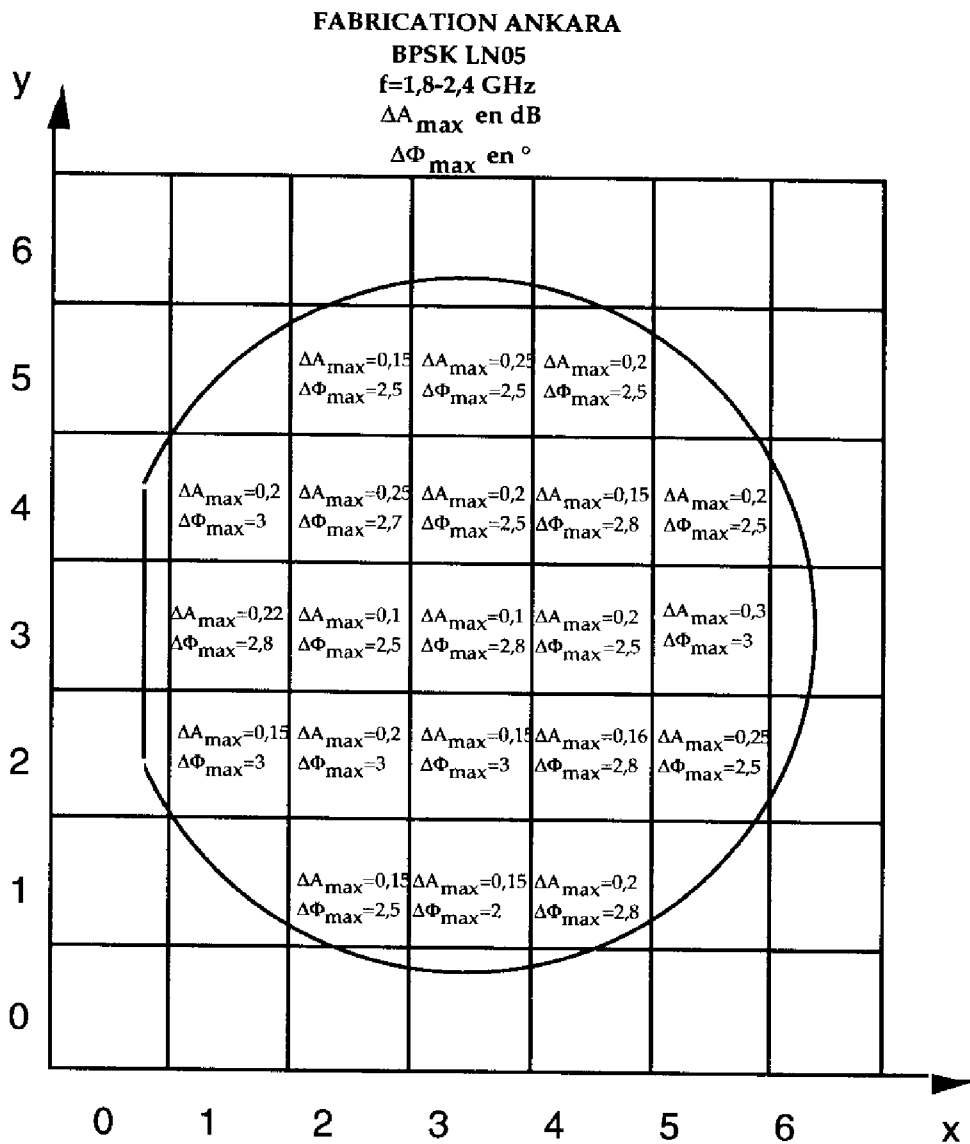


figure 4.13 : S22 mesuré et simulé dans les deux états du modulateur BPSK HP07

Les paramètres mesurés de la fonction BPSK HP07 sont donc parfaitement conformes aux simulation. On note que l'erreur d'amplitude est inférieure à 0,4 dB sur la toute la plage de fréquence balayée. L'erreur de phase est quant à elle inférieure à 1° sur cette même plage. La reproductibilité des performances pour les trois réalisations dans les deux filières et sur les deux bandes de fréquence est également établie. Les figures 4.14 et 4.15 présentent les résultats de mesure des réticules issus de la fabrication en fonderie ANKARA réalisée en technologie LN05. On indique ainsi, pour chaque site, les erreurs d'amplitude et d'angle maximums mesurées sur la plage de fréquence utile.



**figure 4.14 : Résultats de mesure des BPSK LN05 fonctionnant en bande X**  
**Fabrication ANKARA**



**figure 4.15 : Résultats de mesure des BPSK LN05 fonctionnant en bande S**  
**Fabrication ANKARA**

#### **1.4 : Conclusion**

La fonction modulateur biphasé est donc parfaitement maîtrisée. Les erreurs d'amplitude et de phase sur la totalité des sites mesurés sont conformes au cahier des charges confirmant ainsi l'analyse de sensibilité entreprise. On retient de ces réalisations les résultats de l'erreur d'amplitude entre plots inférieure à 0,5 dB et de phase inférieure à 1,5° sur toute plage de fréquence utile dans les deux filières du fondeur THOMSON/TCS. Ces résultats sont obtenus sans réglage et sans consommation des modulateurs.

## **II : REALISATION DES MODULATEURS A QUATRE ETATS DE PHASE**

### **II.1 : Spécifications**

Les spécifications retenues pour le modulateur à quatre états de phase (QPSK) sont les suivantes :

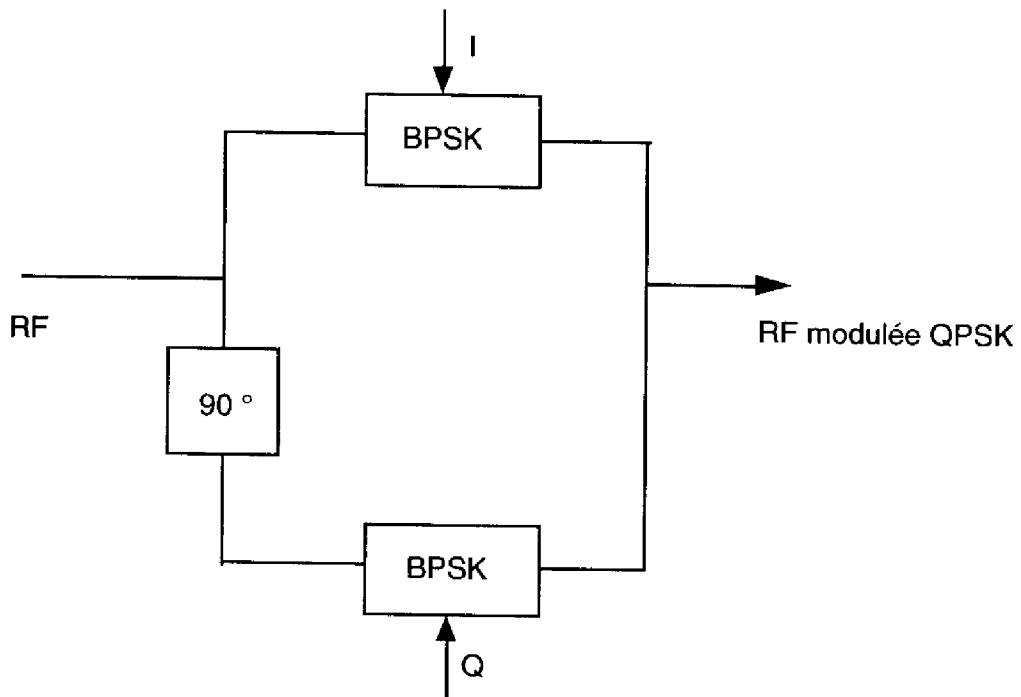
- ❶ bande de fréquence de fonctionnement 8-8,4 GHz pour la bande X,
- ❷ température de fonctionnement de -20 à +40 °C,
- ❸ rythme digital de fonctionnement au maximum égal à 240 Mbit/s,
- ❹ temps de commutation des plots de phase < 500 ps,
- ❺ précision des états de phase  $\leq \pm 2,5^\circ$ ,
- ❻ modulation d'amplitude résiduelle  $\leq 1$  dB crête à crête,
- ❼ pertes d'insertion < 10 dB,
- ❽ adaptation entrée-sortie < -10 dB.

Les points ❶, ❷, ❸, ❹ et ❽ seront plus particulièrement optimisés lors de cette étude. On peut noter que lors des précédentes réalisations [2], le point ❹ des spécifications n'était pas conforme au cahier des charges. Ce point du cahier des charges sera donc à corriger.

### **II.2 : Principe de fonctionnement du modulateur QPSK**

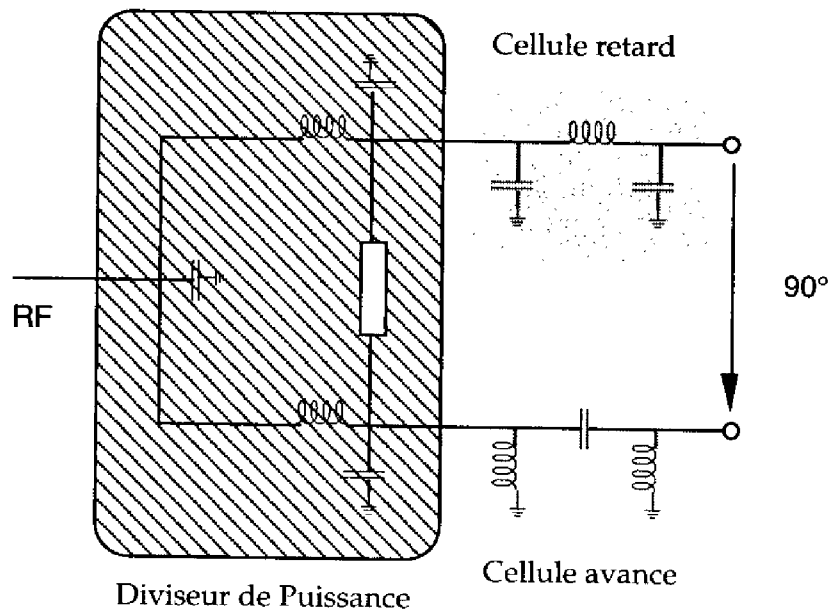
Le modulateur QPSK permet une modulation à quatre états de phase distants de  $90^\circ$  de la porteuse hyperfréquence. Le principe de fonctionnement de ce modulateur est présenté sur la figure 4.16. Un déphasage de  $90^\circ$  est créé entre les deux voies alimentant donc en quadrature deux modulateurs BPSK. Les trains de bits I et Q issus des données numérisées, modulent alors en biphase les deux porteuses en quadrature. On recombine enfin en phase les deux signaux modulés BPSK par l'intermédiaire d'un combineur de puissance WILKINSON afin de former le signal modulé QPSK.





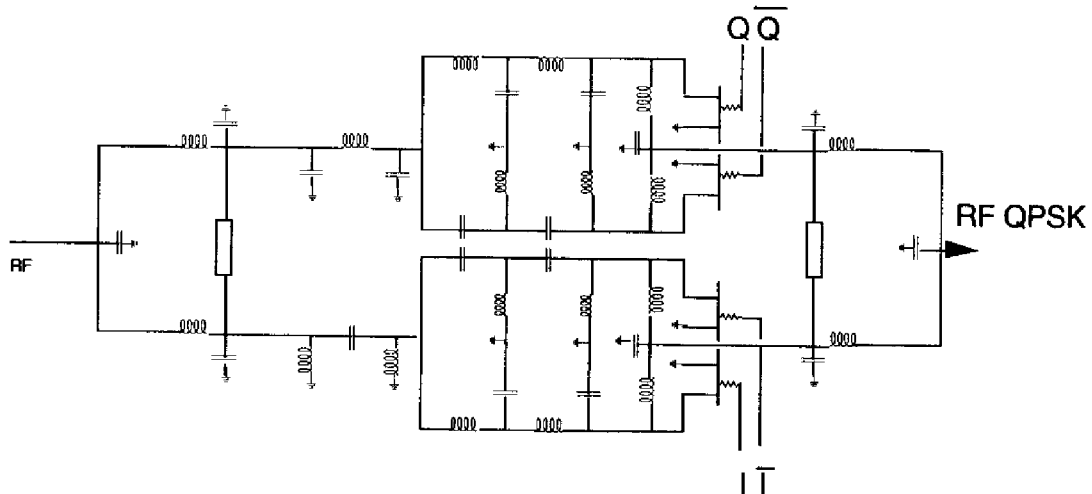
**figure 4.16 : Principe de fonctionnement du modulateur QPSK**

D'un point de vue pratique, le déphasage de  $90^\circ$  est réalisé par un combineur de puissance WILKINSON dont l'un des accès est chargé par une filtre passe-bas réalisant un déphasage de  $-45^\circ$ , l'autre étant chargé par un filtre passe-haut créant un déphasage de  $+45^\circ$  (figure 4.17).



**figure 4.17 : Déphaseur  $90^\circ$**

Les modulateurs BPSK sont ceux présentés lors du paragraphe précédent. La recombinaison de puissance est réalisée en sortie grâce à un combineur de puissance WILKINSON. Le schéma électrique final du modulateur QPSK est représenté sur la figure 4.18.



**figure 4.18 : Schéma électrique du modulateur QPSK**

### **II.3 : Réalisation des modulateurs QPSK**

#### **II.3.1 : Introduction**

Le schéma électrique du modulateur QPSK décrit dans le paragraphe précédent est réalisé en technologie MMIC dans les deux filières, HP07 et LN05 du fondeur THOMSON/TCS pour un fonctionnement en bande X. Le modulateur QPSK, réalisé par le passé, présente en mesure une erreur d'amplitude de 2 dB entre états consécutifs non expliqué en simulation. Une analyse détaillée des causes d'erreurs possibles permet d'amener les conclusions suivantes :

- ❶ certaines des capacités utilisées ont des valeurs plus faibles que celles préconisées par le fondeur. Leur modèle n'est probablement pas satisfaisant.
- ❷ les modulateurs BPSK utilisent des capacités en série dans les cellules avancées de très petites valeurs. Celles-ci seront remplacées par un stub en microruban.
- ❸ la mise à la masse de certaines parties du circuit se fait par des trous métallisés communs à plusieurs cellules (figure 4.19). Ces éléments, mal modélisés, sont éliminés au profit d'un trou métallisé pour chaque cellule.

④ un couplage dissymétrique a pu se produire au niveau de la commande en tension des TEC froids. Les lignes de commande des deux TEC du BPSK passent, en effet, au dessus d'une des lignes de sortie de la cellule avance.

⑤ les modulateurs BPSK ont été écartés pour éviter un couplage.

Ces causes possibles d'erreur sont mises à profit pour proposer un nouveau schéma de modulateur QPSK représenté sur la figure 4.20.

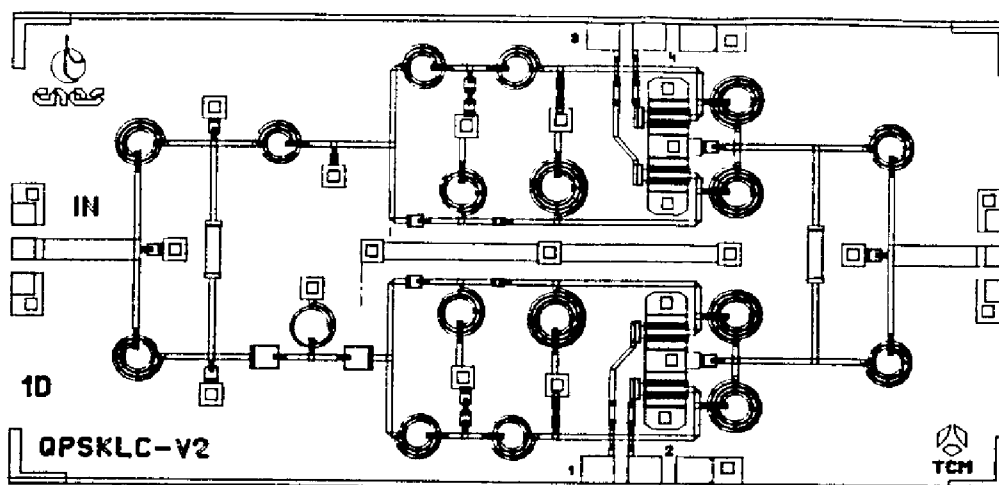


figure 4.19 : Ancienne topographie du modulateur QPSK (version LN05)

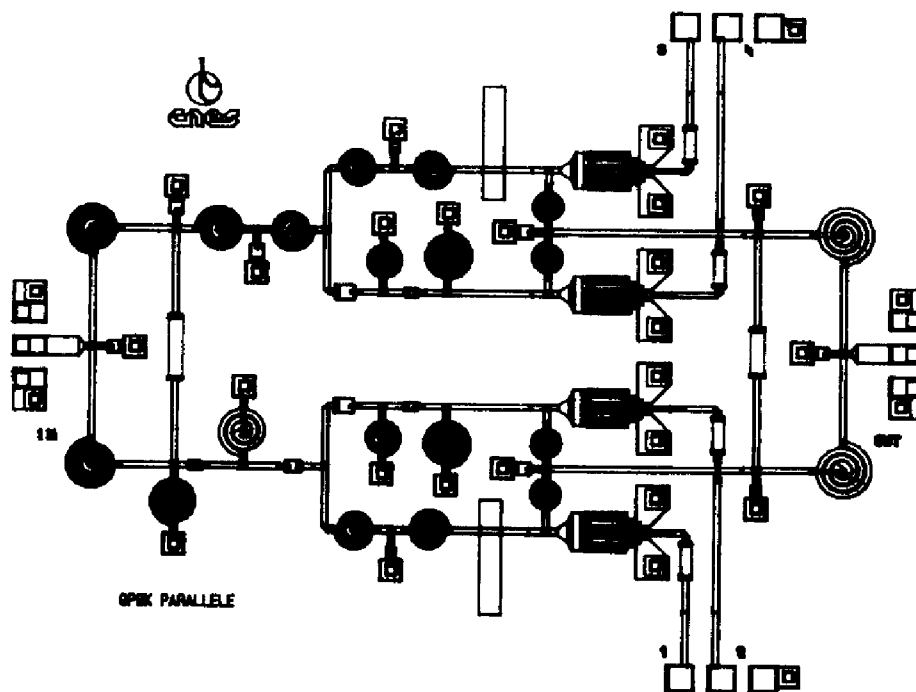


figure 4.20 : Nouvelle topographie du modulateur QPSK (version HP07)

### II.3.2 : Simulation du modulateur QPSK

Les résultats de simulation de la nouvelle version du QPSK sont présentés sur les figures 4.21 à 4.25. Afin de permettre une optimisation plus efficace des caractéristiques du modulateur, la bande de fréquence d'étude est réduite à (7,8-8,6 GHz).

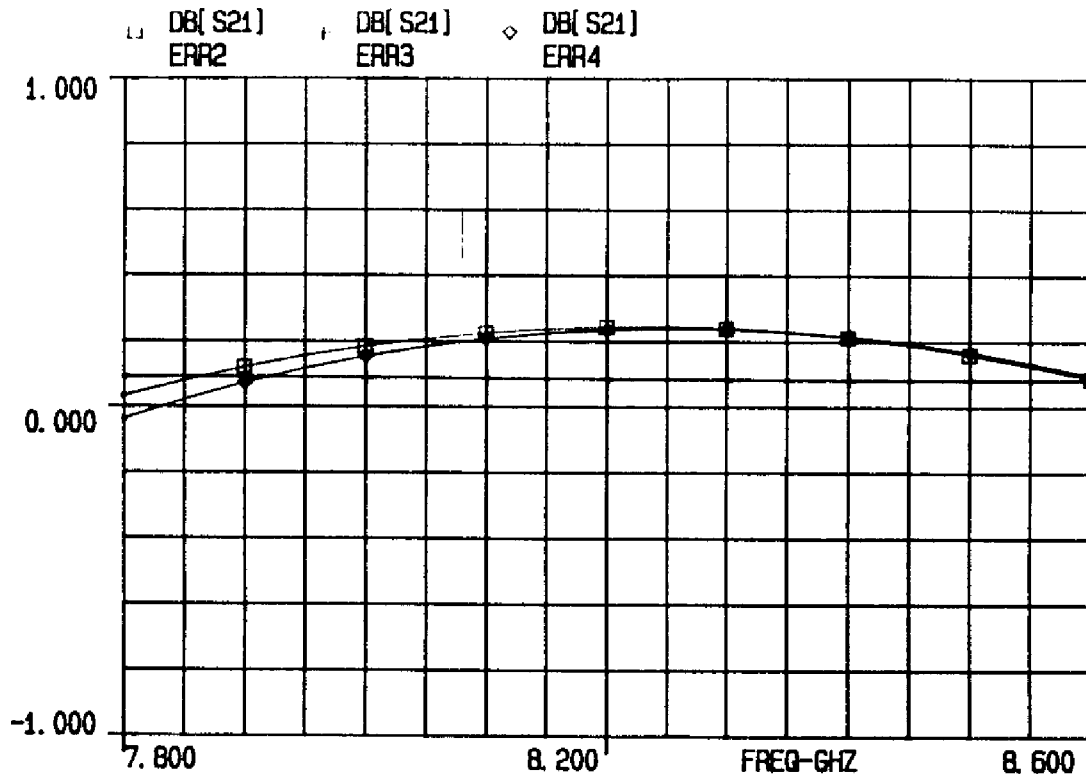


figure 4.21 : Erreur d'amplitude simulée entre les 4 états du modulateur QPSK

HP07

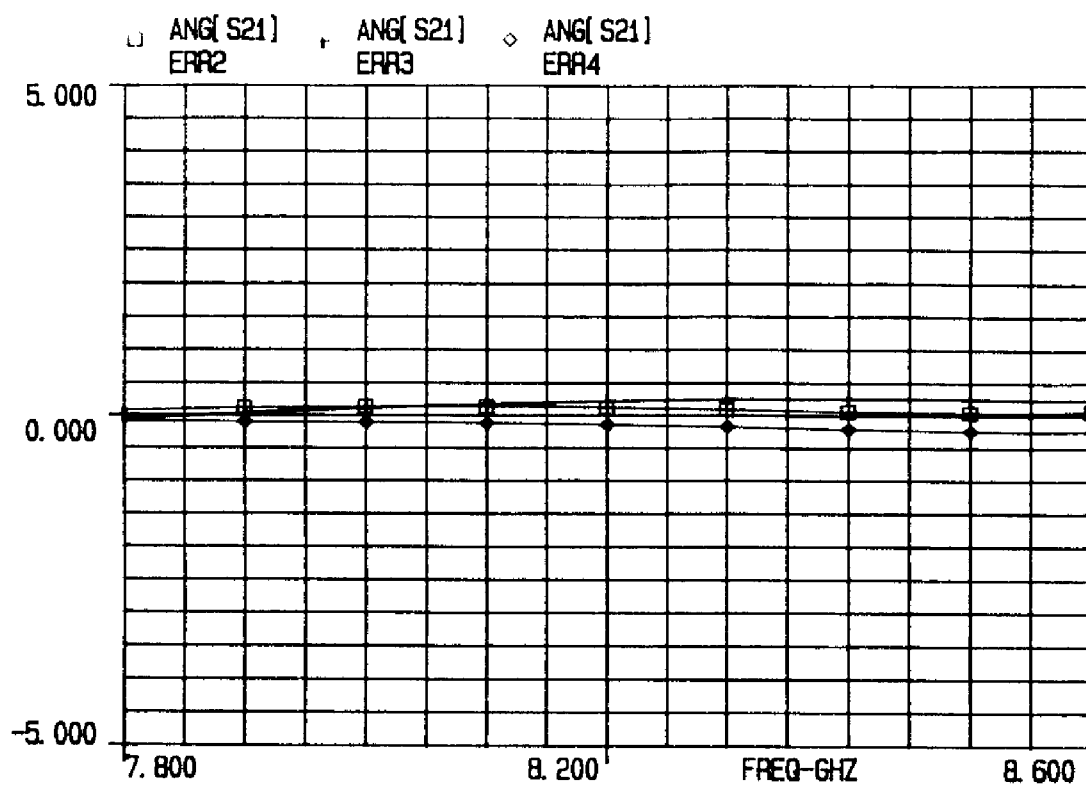


figure 4.22 : Erreur de phase simulée entre les 4 états du modulateur QPSK HP07

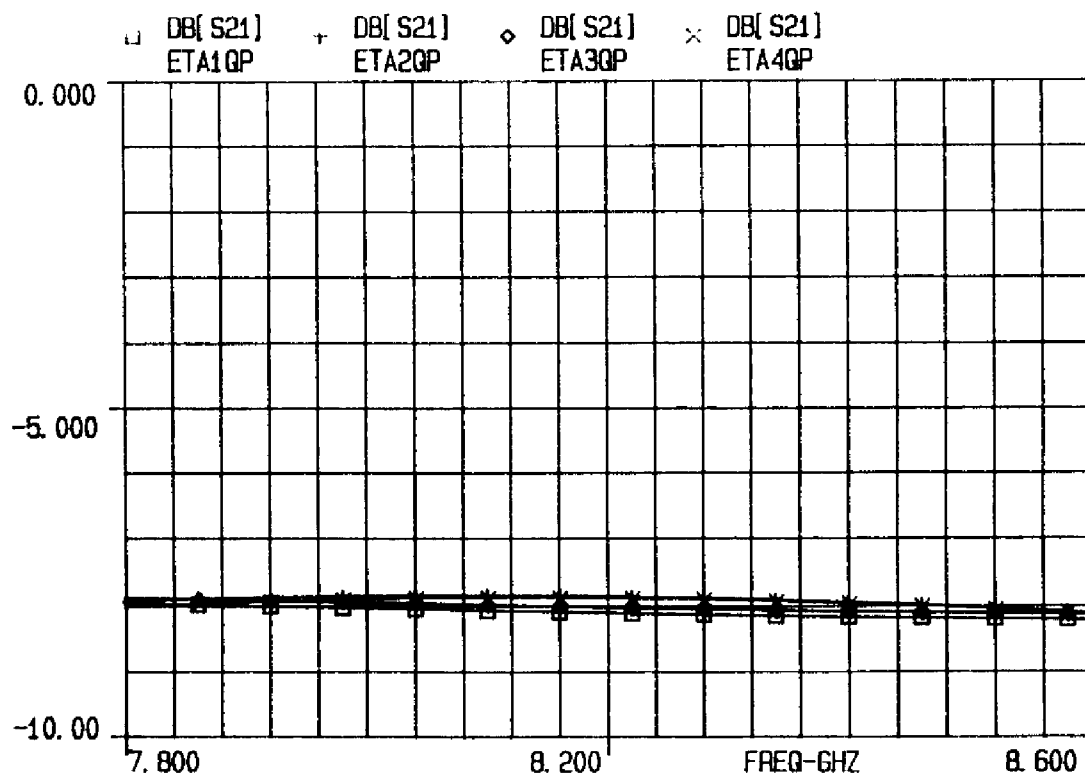


figure 4.23 : Pertes d'insertion simulées des 4 états du modulateur QPSK HP07

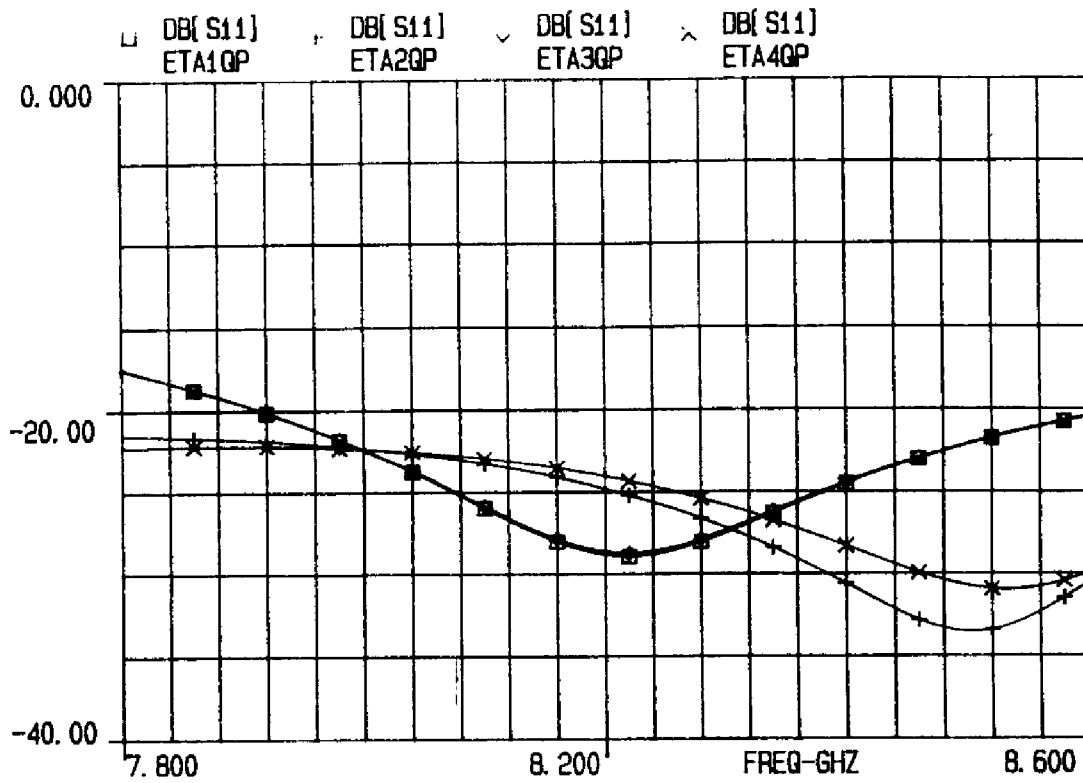


figure 4.24 : S11 simulées des 4 états du modulateur OPSK HP07



figure 4.25 : S22 simulées des 4 états du modulateur OPSK HP07

On peut constater que sur la bande utile les performances simulées de cette nouvelle version sont largement compatibles avec le cahier des charges. On note ainsi une erreur d'amplitude inférieure à 0,5 dB et une erreur de phase inférieure à 1° sur la bande de fréquence (7,8-8,6 GHz). Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 8 dB. Les paramètres S d'entrée et de sortie sont meilleurs que -18 dB. Une version de ce modulateur, réalisée dans la technologie LN05 du fondeur THOMSON/TCS, affiche des résultats sensiblement comparables (Tableau 4.3).

Performances	QPSK HP07	QPSK LN05
Bande en GHz	7,8-8,6	7,8-8,6
Pertes d'insertion en dB	< -3,5	< -4,5
Précision d'amplitude en dB	0,2	0,2
Précision de phase en °	1 °	1,5 °
S11 en dB	< -16	< -14
S22 en dB	< -16	< -14
Dimensions en $\mu\text{m}^2$	1800x1000	2000x1000

**Tableau 4.3 : Résultats de simulation des modulateurs biphasés**

### **II.3.3 : Analyse de sensibilité**

Une analyse de sensibilité en tous points identique à celle réalisée pour les modulateurs BPSK est menée. Les résultats de cette étude sont résumés pour les deux versions de modulateurs dans le tableau 4.4.

Spécifications	QPSK HP07	QPSK LN05
Bande utile en GHz	8-8,4	8-8,4
Précision d'amplitude < $\pm 1$ dB		
Précision de phase < $\pm 2,5$ °		
S11 < -10 dB, S22 < -10 dB		
Écart type considéré $\pm \sigma$	97 %	90 %
Écart type considéré $\pm 3\sigma$	32 %	30 %

**Tableau 4.4 : Résultats de l'analyse de dispersion des modulateurs QPSK**

Le rendement électrique des modulateurs reste proche de 100 % lorsque la

variation considérée est de  $\pm \sigma$ . Il décroît sensiblement lorsque ces mêmes variations sont de  $\pm 3 \sigma$  (de l'ordre de 30%). Ce résultat n'est pas étonnant si l'on considère que, dans ce cas, la précision des plots de phase est spécifiée à  $\pm 2,5^\circ$ .

Une variation de plus de 30 % de tous les éléments passifs du montage provoque obligatoirement des évolutions de phase supérieures à cette spécification.

On peut noter que la variation type initialement considérée,  $\pm \sigma$ , est plus représentative de la dispersion technologique généralement observée lors d'une fabrication en fonderie MMIC.

### II.3.4 : Résultats de mesure des modulateurs QPSK

Lors de la mesure des modulateurs QPSK, quatre couples de tension de commande sont appliqués sur les accès I,  $\bar{I}$ , Q,  $\bar{Q}$ . Ces couples sont des combinaisons des tensions de commande (0,  $V_p$ ) sur les 4 TEC froids du modulateur pour créer les 4 états de phase distants de  $90^\circ$ . L'erreur de phase entre plots est ramenée artificiellement autour de  $0^\circ$  en ajoutant des déphaseurs idéaux multiples de  $90^\circ$  sur chaque fichier de mesure du modulateur.

Les figures 4.26 à 4.30 présentent les résultats de mesure complets du modulateur QPSK réalisé en technologie HP07.

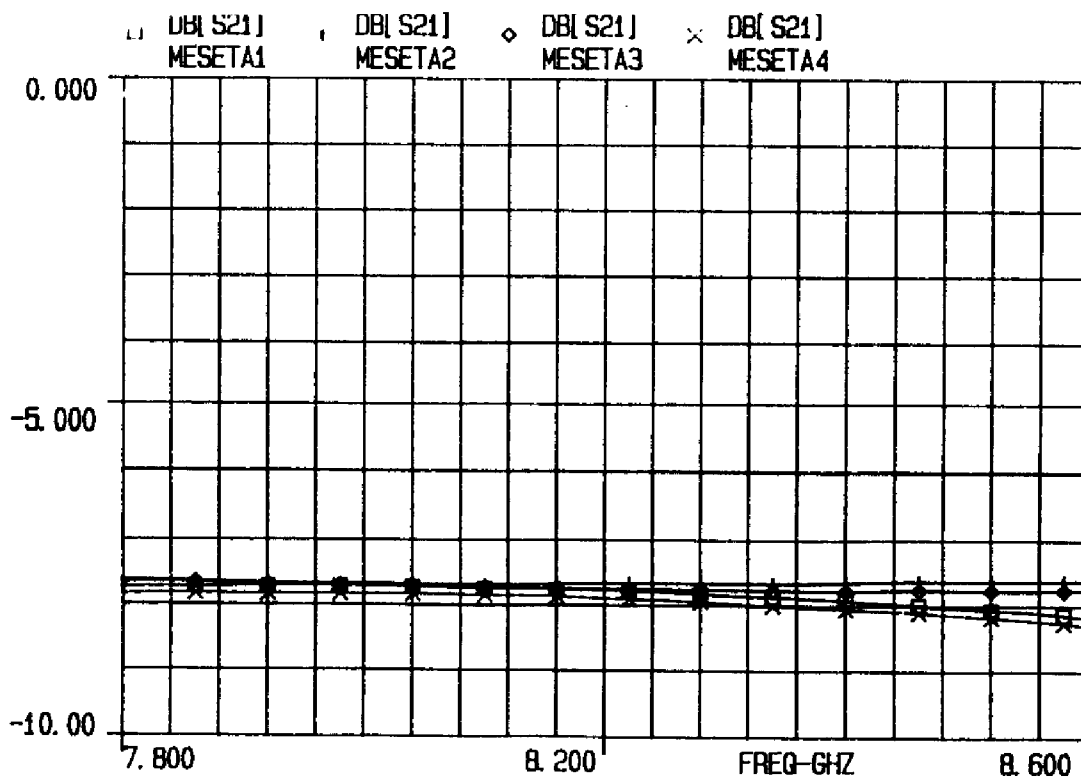


figure 4.26 : Pertes d'insertion mesurées du modulateur QPSK HP07



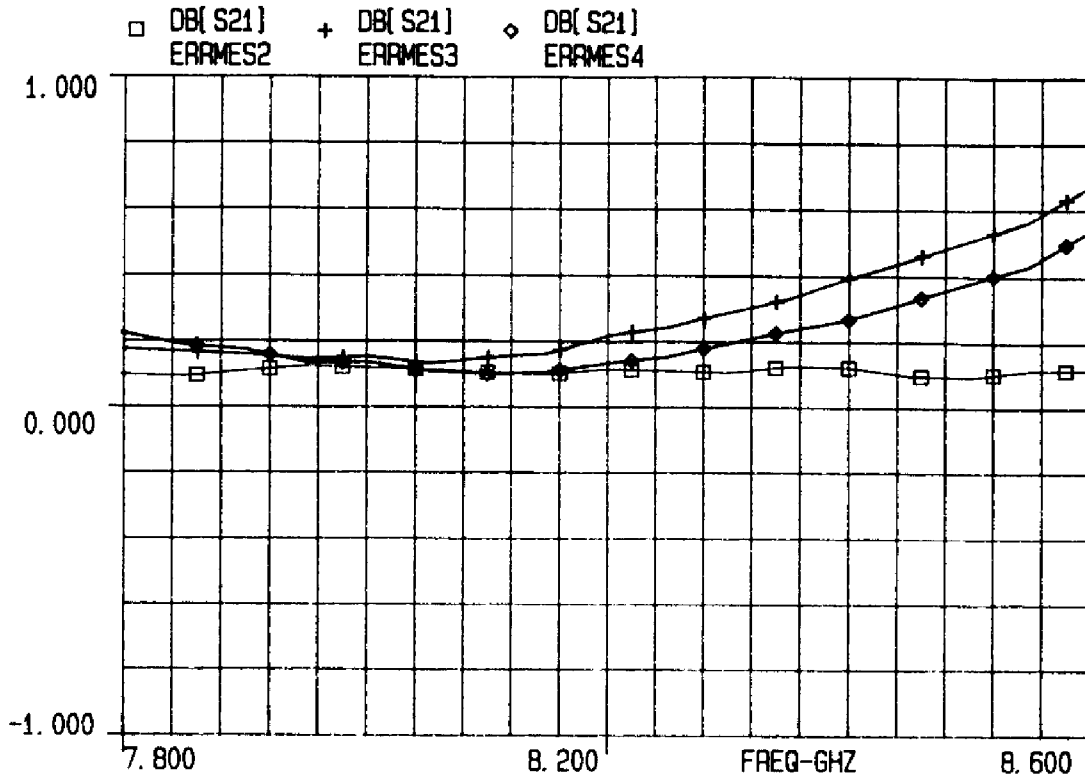


figure 4.27 : Erreur d'amplitude mesurée entre les 4 états du modulateur QPSK

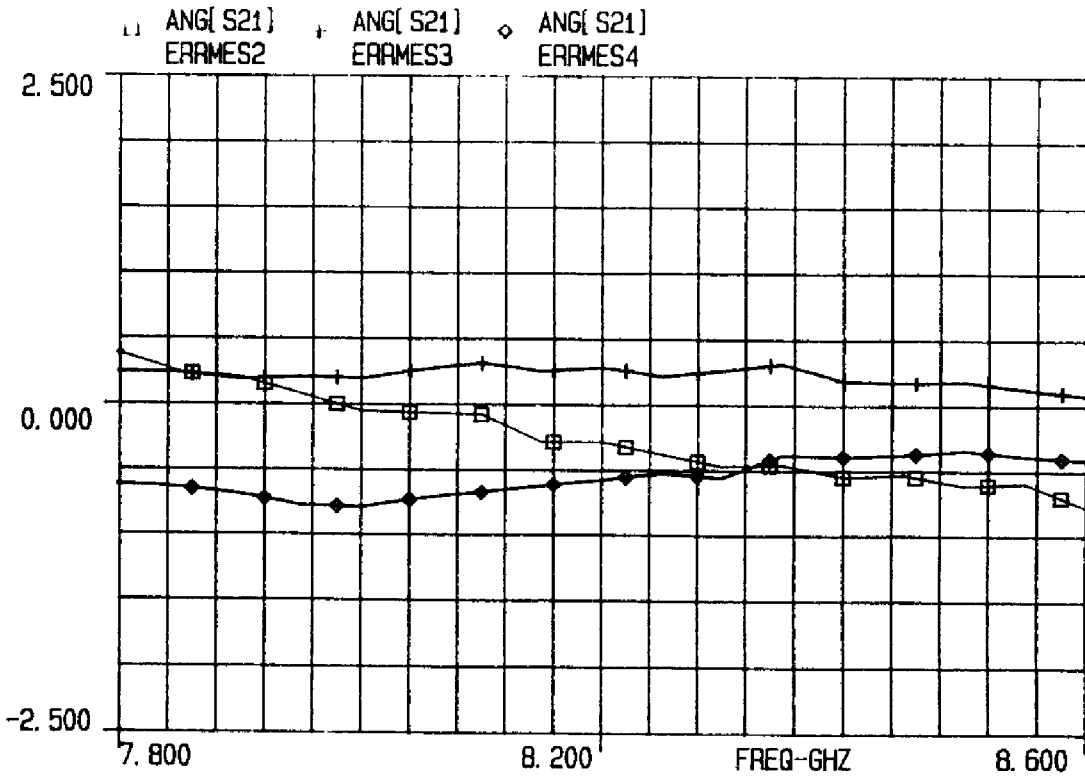


figure 4.28 : Erreur de phase mesurée entre les 4 états du modulateur QPSK

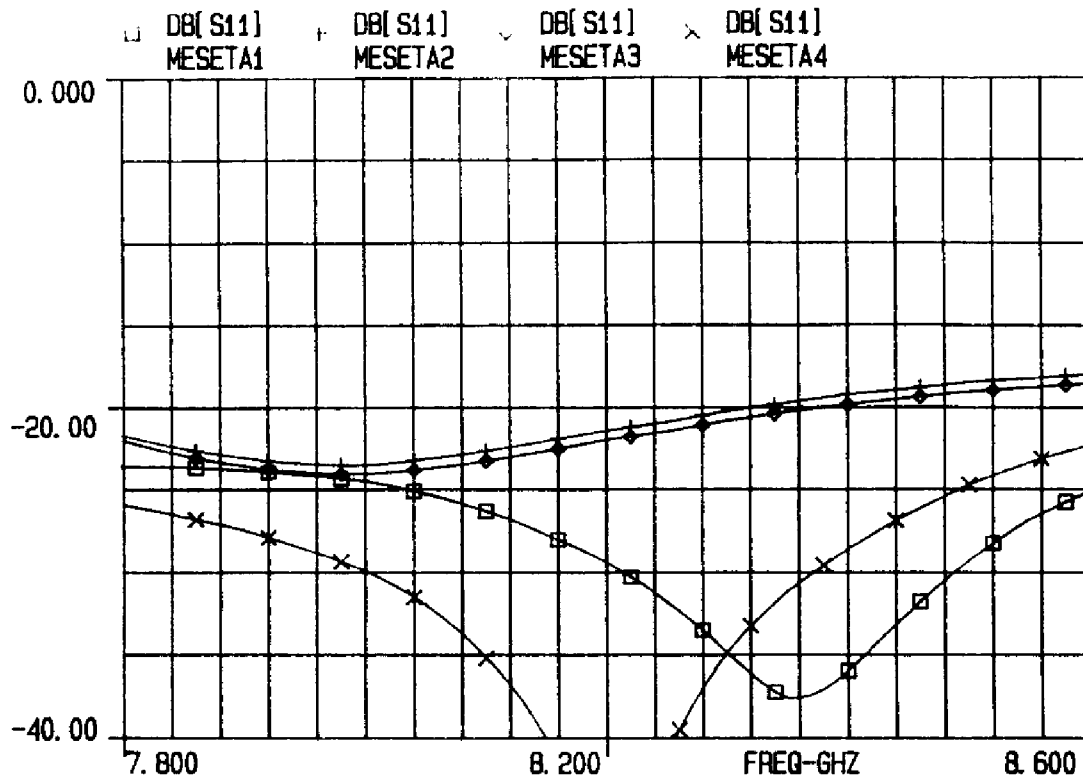


figure 4.29 : S11 mesuré des 4 états du modulateur QPSK HP07

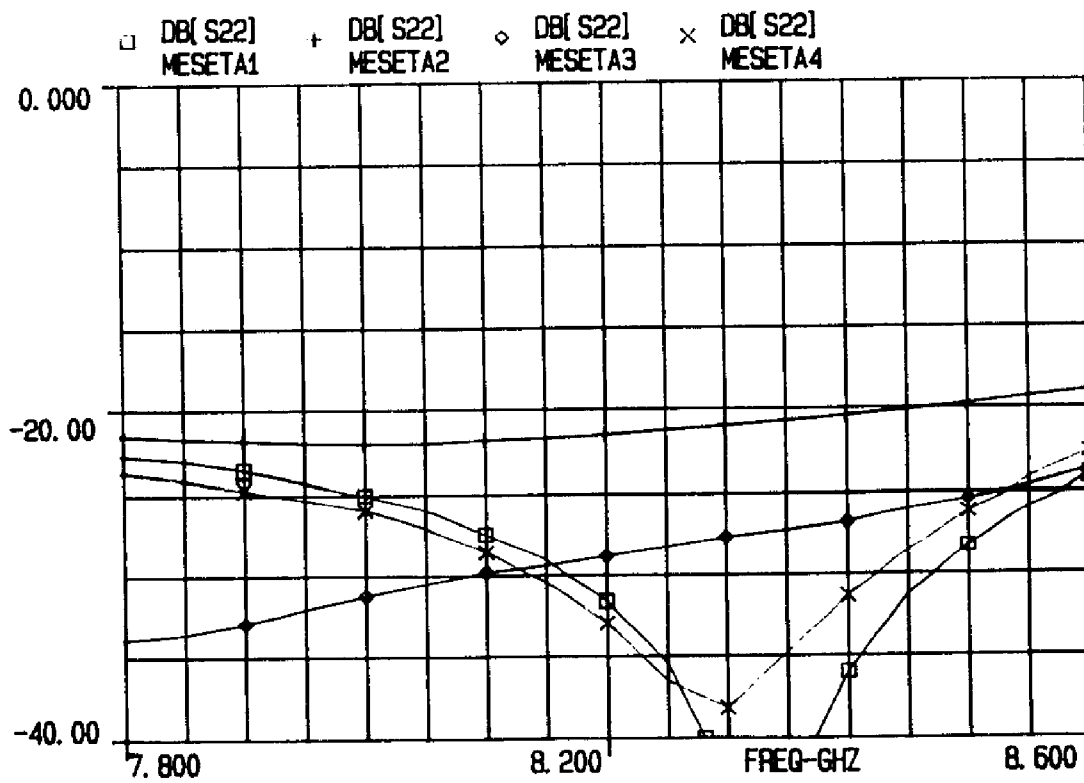
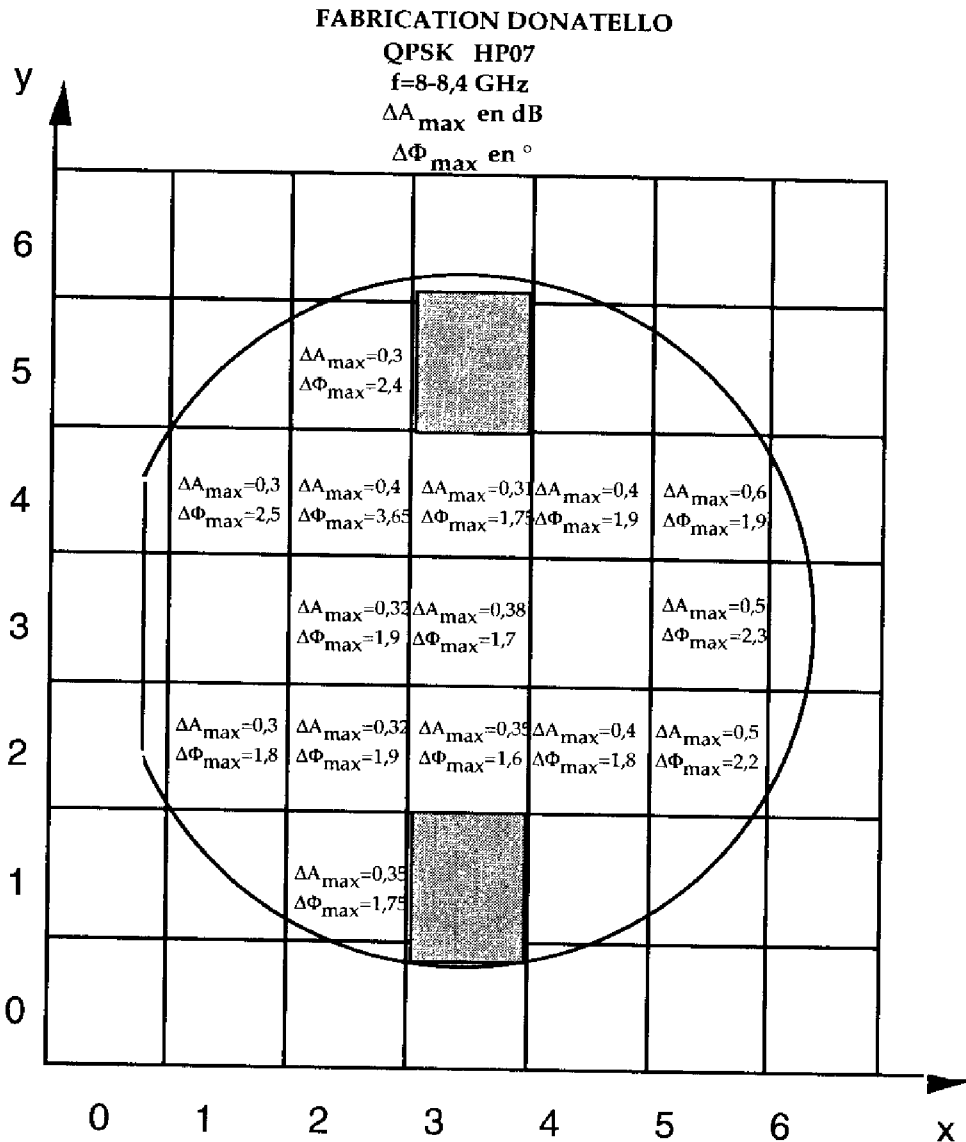
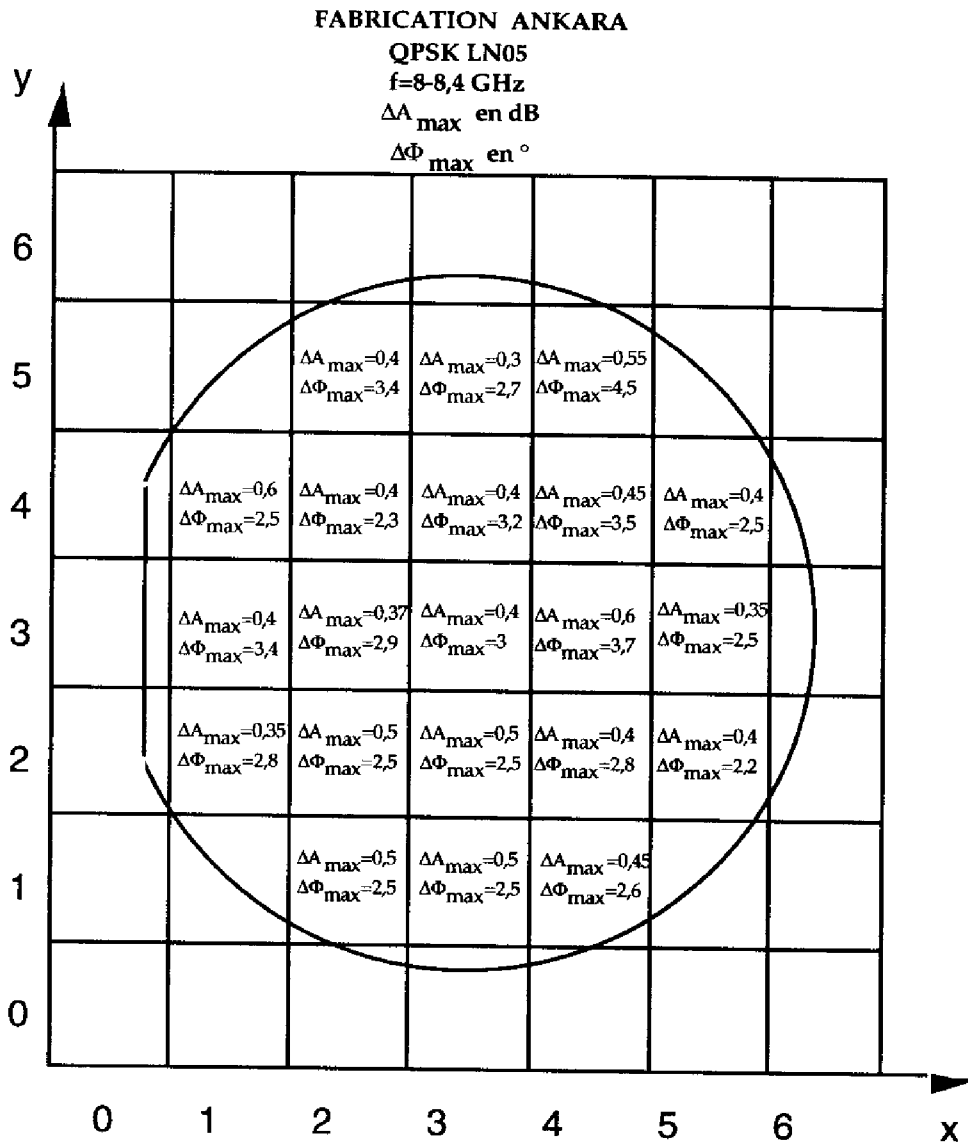


figure 4.30 : S22 mesuré des 4 états du modulateur QPSK HP07

La lecture de ces figures permet de conclure sur le bon fonctionnement du modulateur QPSK réalisé en technologie HP07. L'erreur d'amplitude sur la bande utile est inférieure à 0,4 dB. L'erreur de phase entre plots est de l'ordre de 2°. Les adaptations d'entrée et de sortie sont inférieures à -17 dB. Ce modulateur est donc parfaitement conforme au cahier des charges. Les résultats de mesure de tous les sites de la fabrication HP07 sont représentés sur la figure 4.31. Les mêmes résultats sont également proposés pour la fabrication LN05 (figure 4.32). Ils sont également satisfaisants.



**figure 4.31 : Résultats de mesure des QPSK de la fabrication DONATELLO (HP07)**



**figure 4.32 : Résultats de mesure des QPSK de la fabrication ANKARA (LN05)**

## **II.4 : Conclusion**

La correction du modulateur QPSK constitue une étape importante dans la réalisation des fonctions de la télémesure image. L'analyse détaillée des causes d'erreurs possibles des précédentes versions, a permis de réaliser un modulateur QPSK, sans réglage ni consommation, qui répond en tous points aux spécifications des satellites d'observation de la terre de type SPOT. Avec une erreur d'amplitude et de phase entre plots respectivement de l'ordre de 0,4 dB et 2° sur la bande utile, ce modulateur apparaît très intéressant pour de nombreuses applications hyperfréquences qui nécessitent une modulation directe de la porteuse en bande X.

## **CONCLUSION**

Ce chapitre a présenté les résultats de simulation et de mesure des deux types de modulateur qui pourront être utilisés dans la télémesure image. Le grand nombre de sites mesurés sur plusieurs fabrications en fonderie et pour deux bandes de fréquence distinctes (bande X et bande S), permet de démontrer l'excellente reproductibilité des performances électriques des modulateurs BPSK et QPSK réalisés en technologie intégrée même soumis à une dispersion technologique importante.

Les performances de ces modulateurs sont en tous points conformes au cahier des charges fixé au début de cette étude. L'absence de réglages, de consommation et les dimensions très réduites des modulateurs sont autant d'avantages déterminants une intégration aisée de la télémesure. Notons également que cette technique de modulateur permet d'atteindre des temps de commutation très courts (<500ps). Cette propriété, nécessaire au passage de forts débits, a été démontrée sur les modulateurs conçus par A.PRIMEROSE.

On ajoute enfin qu'un atténuateur variable, également réalisé en technologie intégrée est proposé pour la télémesure. Il doit permettre un réglage et une correction du gain de la télémesure lors des variations en température qu'elle va subir. Cette fonction est présentée dans l'annexe III.

## **CONCLUSION GENERALE**



L'objectif du travail résumé dans ce mémoire est l'étude et la réalisation de circuits pour une télémesure image de satellite. Notre contribution a plus particulièrement porté sur la définition et la réalisation de l'Oscillateur Local et des modulateurs susceptibles de fonctionner dans toute la bande de fréquence allouée aux télémesures soit (8-8,4 GHz).

Le premier chapitre présente une analyse détaillée de plusieurs schémas possibles de l'OL, basés sur l'utilisation d'une référence à quartz. Les critères de bruit de phase, nous amènent à proposer une architecture de boucle à verrouillage de phase utilisant un mélangeur, un ASIC dédié à la partie plus basse fréquence de la boucle réalisant la comparaison de phase et de fréquence permettant d'optimiser son encombrement. Les résultats de la simulation réalisée sur un logiciel développé par le LPMO montrent, dans cette configuration, une marge de 5 dB minimum à toute distance de la porteuse du gabarit de bruit de phase simulé par rapport à la spécification SPOT.

Le deuxième chapitre présente une étude visant à réaliser un OCT intégré peu sensible aux dispersions technologiques. Les conditions de démarrage de l'oscillation sont étudiées à l'aide du calcul analytique de l'impédance d'entrée de plusieurs configuration d'OCT basées sur le bouclage d'impédances de fermeture autour d'un TEC. On détermine ainsi l'accès du TEC où l'analyse et l'optimisation de plusieurs caractéristiques de l'OCT en régime linéaire de fonctionnement sont facilitées (conditions de démarrage, bande d'accord, linéarité de l'accord...). L'accès de grille du composant utilisant une contre réaction série de source est retenu pour recevoir l'élément d'accord. L'étude analytique de l'impédance globale de l'OCT permet enfin d'identifier le rôle des impédances de fermeture et d'optimiser leur choix, la taille du TEC et du varactor. Un premier schéma est proposé pour l'OCT optimisé en régime linéaire.

Une analyse du régime établi de l'OCT autorise une détermination complète de ses caractéristiques non-linéaires. On constate un très bon accord des caractéristiques fréquentielles du schéma obtenues par la simulation linéaire et non-linéaire ainsi qu'une sensibilité réduite de la fréquence aux dispersions technologiques. On réalise enfin cette version d'OCT en technologie intégrée ainsi qu'une version utilisant une contre réaction parallèle du TEC dont l'objectif est d'optimiser l'aspect bruit de phase au détriment de la sensibilité aux effets de la dispersion technologique.

La dernière partie du chapitre présente les comparaisons mesure-simulation de la première fabrication en fonderie nommée TELEMAQUE. La fréquence



d'oscillation et la puissance de sortie des puces OCT utilisant une contre réaction série du TEC présentent ainsi des erreurs inférieures à 1,5% et 1,5 dB par rapport à la simulation. Ces bons résultats confortent la méthodologie utilisée et les modèles linéaires et non-linéaires des simulations. En revanche, la mesure du bruit de phase de cette réalisation affiche des valeurs 10 dB plus élevées (-65 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse et à la fréquence de fonctionnement de 8200 MHz) que celle généralement observées pour ce type de réalisation. La seconde version d'OCT présente une réduction sensible de ce même bruit de phase (-70 dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse et à la fréquence de fonctionnement de 8800 MHz) mais avec une erreur de fréquence mesurée supérieur à 5%, attribuée à la dispersion technologique, qui le rend incompatible avec le cahier des charges.

Le troisième chapitre propose une méthode originale pour réduire le bruit de phase d'un OCT ou d'un oscillateur à fréquence fixe. Elle se base sur la réduction simultanée du facteur de pushing de la réalisation et du bruit 1/f de l'élément actif par l'accroissement de la taille du TEC. La méthode est appliquée à la première configuration d'OCT citée (contre réaction série du TEC) en raison de sa faible sensibilité aux dispersions technologiques.

L'objectif est de réduire l'effet des variations de certains éléments non-linéaires du schéma équivalent du TEC sur la réactance de l'impédance globale du circuit qui gère la position de la fréquence d'oscillation. L'étude de cette réduction, réalisée en observant l'évolution des dérivées partielles de la réactance du circuit oscillateur dans la configuration d'intérêt, montre que l'accroissement de la taille du TEC est un facteur déterminant. Plusieurs versions d'oscillateurs et d'OCT utilisant des TEC de tailles accrues par rapport à la première réalisation, sont donc proposées. Cet accroissement va de surcroît, dans le sens d'une réduction du bruit 1/f du composant actif, donc du bruit de phase de la réalisation. Pour chaque fonction optimisée en régime linéaire, on réalise une analyse dans le domaine temporel qui permet de vérifier le démarrage de l'oscillation. Une simulation de type équilibrage harmonique du régime établi, permet ensuite de vérifier les conditions d'adaptation en puissance du TEC dans la configuration retenue. Les résultats de ces analyses en régime non-linéaire montrent une réduction d'un facteur 2 à 4 du facteur de pushing de grille des versions d'OCT réalisées par rapport à la première fabrication en fonderie.

Les résultats de mesure de cette seconde fabrication en fonderie mettent en avant deux conclusions. Les oscillateurs à fréquence fixe présentent d'excellentes caractéristiques mesurées, très proches de celles simulées. La réduction du facteur de pushing observé est d'un ordre 3. Le bruit de phase mesuré des réalisations

utilisant les plus gros TEC est inférieur à  $-75$  dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse à 8200 MHz. En revanche, les OCT utilisant les TEC de plus grosses dimensions, présentent une anomalie qui les rend incompatibles avec le cahier des charges. Cette anomalie, attribuée à la trop grande excursion de tension RF aux bornes du varactor, peut être corrigée en plaçant deux varactors en série sur la grille du TEC. Les mesures du facteur de pushing de ces réalisations sont très encourageantes ( $K_p=60$  MHz/V pour les meilleurs) et laissent envisager, compte tenu de la correction précédemment décrite, un fonctionnement optimum de l'OCT intégré, présentant une bande d'accord de 12% en bande X et un bruit de phase inférieur à  $-75$  dBc/Hz à 100 KHz de la porteuse. Une dernière version d'OCT utilisant le TEC de plus petite taille est conforme aux simulations et rentre dans les spécifications du cahier des charges.

Enfin, dans un dernier chapitre, la réalisation de modulateurs BPSK et QPSK prenant part dans la télémesure, est présentée. Ce travail, basé sur les travaux d'A.PRIMEROSE, permet de proposer dans les filières HP07 et LN05 de THOMSON/TCS plusieurs réalisations de grand intérêt. Les modulateurs BPSK dont les précisions d'amplitude et de phase mesurées, de l'ordre de 0,4 dB et  $1,5^\circ$ , sont reproduits sur deux bandes de fréquence (bande X et S) et avec un rendement électrique sur plaque excellent ( $>80\%$ ). Les modulateurs QPSK, issus de la correction d'une précédente version, affichent des précisions d'amplitude et de phase mesurées entre plots de l'ordre de 0,4 dB et  $2,5^\circ$  sur la bande utile en bande X. Ces résultats sont parfaitement conformes au cahier des charges et permettent de proposer des modulateurs en technologie intégrée dont les performances électriques sont concurrentielles des solutions hybrides.

Toutes les fonctions de la télémesure, dont certaines n'ont pas été décrites dans ce mémoire, sont donc opérationnelles, au prix de corrections minimales pour les OCT. Le prochain objectif de ce travail concerne la réalisation d'une maquette électrique de la télémesure. L'arrivée tardive des plaques de la seconde fabrication, et le retard considérable pris pour mettre les puces en boîtier explique le manque de données mesurées de l'ensemble. Cette analyse sera réalisée dans les mois qui viennent, avec pour objectif la démonstration de faisabilité d'une telle solution, très intéressante pour bon nombre d'applications spatiales embarquées.

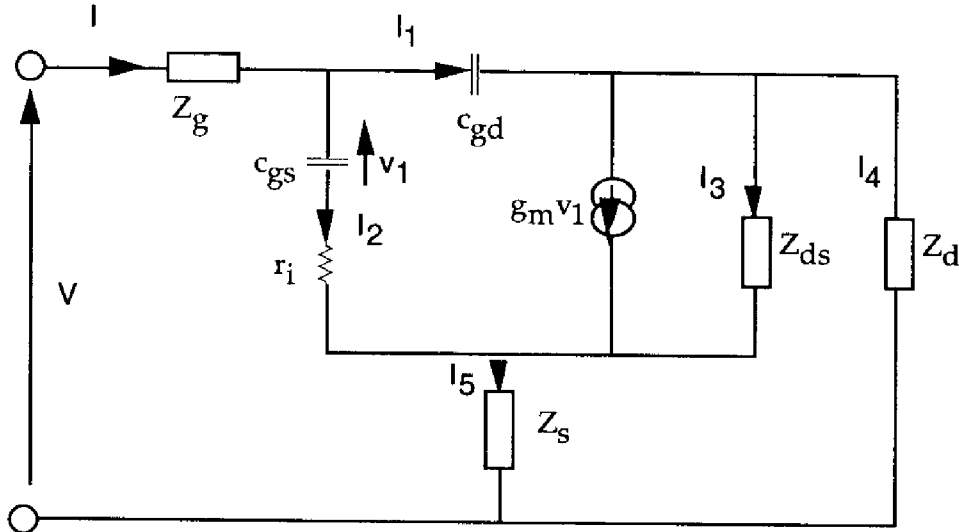


## **ANNEXES**



## ANNEXE I

L'impédance d'entrée du montage avec varactor dans la grille est calculée à l'aide du logiciel MAPLE V. Le schéma considéré pour réaliser ce calcul est représenté sur la figure A.1.



**figure A.1 : Schéma considéré pour le calcul de l'impédance d'entrée  $Z_{ea}$**

L'écriture des lois de kirchoff nous amène à poser le système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} I = I_1 + I_2 \\ I_1 = g_m v_1 + I_3 + I_4 \\ I_5 = g_m v_1 + I_2 + I_3 \\ v_1 = \frac{1}{c_{gs} \omega} I_2 \\ Z_{ds} I_3 + Z_s I_5 = Z_d I_4 \\ \left( r_i + \frac{1}{c_{gs} \omega} \right) I_2 = \frac{1}{c_{gd} \omega} I_1 + Z_{ds} I_3 \\ V = Z_g I_1 + \left( r_i + \frac{1}{c_{gs} \omega} \right) I_2 + Z_s I_5 \end{array} \right.$$

Ce système est résolu avec le logiciel MAPLE V. On obtient donc une écriture symbolique de  $Z_{ea}$ , impédance d'entrée petit signal du dispositif qui s'écrit :

$$Z_{ea}(\omega) = \left( r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) T_{dg} + \left( \frac{Z_s}{Z_s + Z_d + Z_{ds}} \right) \left[ Z_d + Z_{ds} T_{dg} \left( 1 + \frac{g_m}{j c_{gs} \omega} \right) \right]$$

avec

$$T_{dg} = \frac{1 + j c_{dg} \omega \frac{Z_d Z_{ds}}{Z_s + Z_d + Z_{ds}}}{1 + j c_{dg} \omega \left[ \left( r_i + \frac{1}{j c_{gs} \omega} \right) + \frac{Z_{ds} (Z_s + Z_d) \left( 1 + \frac{g_m}{j c_{gs} \omega} \right)}{Z_s + Z_d + Z_{ds}} \right]}$$

$$Z_{ds} = R_{ds} + j X_{ds}, Z_s = j X_s, Z_d = R_d + j X_d$$

$$R_{ds} = \frac{r_{ds}}{1 + (\omega r_{ds} c_{ds})^2}, X_{ds} = \frac{-\omega r_{ds}^2 c_{ds}}{1 + (\omega r_{ds} r_{ds})^2}$$

$$g_m = g_{mo} e^{-j \omega \tau}$$

$r_i, c_{gs}, c_{dg}, c_{ds}, g_{mo}, \tau, r_{ds}$  éléments du schéma équivalent du TEC

## ANNEXE II

Lors de la réalisation des oscillateurs et OCT de la seconde fabrication en fonderie, deux tailles de TEC ont été utilisées, 8x75 $\mu$ m et 12x75 $\mu$ m. L'ajustage des caractéristiques statiques de ces deux TEC a été réalisé sur le logiciel COMLIB. Les données du fondeur concernant les éléments linéaires du schéma équivalent des TEC sont rappelées sur les tableaux 1, 2, 3 pour le TEC 8x75 $\mu$ m et 4, 5, 6 pour le TEC 12x75 $\mu$ m.

A <sub>0</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	$\gamma$	$\beta$	V <sub>outo</sub>	R <sub>c</sub>	C <sub>rf</sub>
0,176	0,051	-0,0023	-0,0011	1,4341	0,0274	5,72	260	1e-8

**Tableau 1 : Paramètres non-linéaires du TEC 8x75 $\mu$ m associés à I<sub>ds</sub>**

I <sub>a</sub>	A	B	C	D	E	I <sub>sat</sub>	n	C <sub>0</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>
12e-9	4,3	2e-4	3,2	3,8	0,46	2,1e-12	1,2	523	12,2	48,1	--7,1

**Tableau 2 : Paramètres non-linéaires du TEC 8x75 $\mu$ m associés à I<sub>gs</sub>, I<sub>dg</sub> et c<sub>gs</sub>**

r <sub>s</sub> ( $\Omega$ )	r <sub>d</sub> ( $\Omega$ )	r <sub>g</sub> ( $\Omega$ )	r <sub>i</sub> ( $\Omega$ )	l <sub>s</sub> (nH)	l <sub>d</sub> (nH)	l <sub>g</sub> (nH)	r <sub>ds</sub> ( $\Omega$ )	c <sub>ds</sub> (pF)	c <sub>dg</sub> (pF)	$\tau$ pS
1,1	1,1	0,36	3,04	0,012	0,057	0,083	283	0,138	0,042	7,3

**Tableau 3 : Paramètres linéaires du TEC 8x75 $\mu$ m**

A <sub>0</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	$\gamma$	$\beta$	V <sub>outo</sub>	R <sub>c</sub>	C <sub>rf</sub>
0,272	0,0842	-0,000426	-0,001271	1,4	0,028	5,7	200	1e-8

**Tableau 4 : Paramètres non-linéaires du TEC 12x75 $\mu$ m associés à I<sub>ds</sub>**

I <sub>a</sub>	A	B	C	D	E	I <sub>sat</sub>	n	C <sub>0</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>
18e-9	4,3	2e-4	3,2	3,8	0,46	3,1e-12	1,2	910	200	140	8

**Tableau 5 : Paramètres non-linéaires du TEC 12x75 $\mu$ m associés à I<sub>gs</sub>, I<sub>dg</sub> et c<sub>gs</sub>**

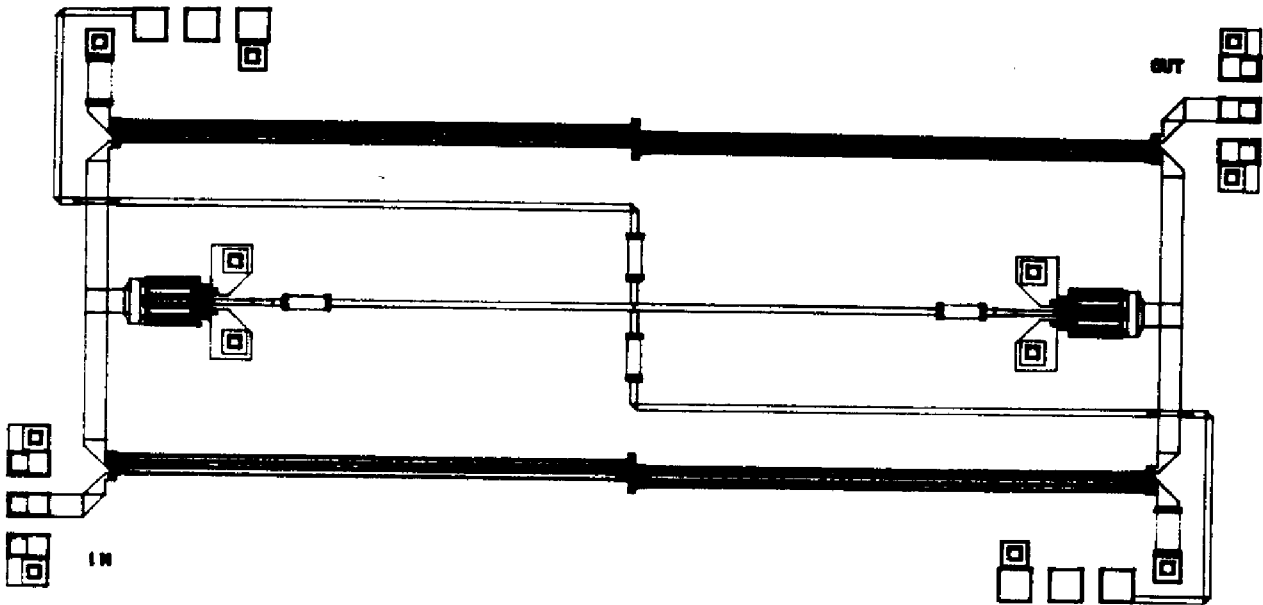


$r_s$ ( $\Omega$ )	$r_d$ ( $\Omega$ )	$r_g$ ( $\Omega$ )	$r_i$ ( $\Omega$ )	$l_s$ (nH)	$l_d$ (nH)	$l_g$ (nH)	$r_{ds}$ ( $\Omega$ )	$c_{ds}$ (pF)	$c_{dg}$ (pF)	$\tau$ pS
0,7	0,7	0,24	2,3	0,009	0,052	0,088	189	0,212	0,067	7,3

**Tableau 6 : Paramètres linéaires du TEC 12x75 $\mu$ m**

## ANNEXE III

Les variations en température liées à l'environnement du satellite, provoquent sur l'équipement électrique embarqué des modifications de caractéristiques principalement visibles sur le gain global de la chaîne de télémétrie. Ces écarts de gain nécessitent une correction afin de maintenir une puissance de sortie constante sur la plage de température (-20, +40°C) spécifiée pour l'application SPOT. Nous proposons donc un circuit, représenté sur la figure A.2, dont l'atténuation peut être commandée par une tension de correction avec une dynamique de 12 dB pour 4V de commande.



**figure A.2 : Atténuateur variable de la chaîne de télémétrie (filière HP07)**

Le principe de fonctionnement de l'atténuateur repose sur la variation de résistance présentée par un TEC froid, de l'état passant à l'état bloqué. Deux coupleurs de LANGE en entrée et sortie du montage permettent de conserver une excellente adaptation quelle que soit l'impédance présentée par les TEC. La dynamique d'atténuation mesurée de cette fonction est représentée sur la figure A.3. Les paramètres S d'entrée et de sortie sont meilleurs que -20 dB sur la plage (7,2-9,2 GHz).

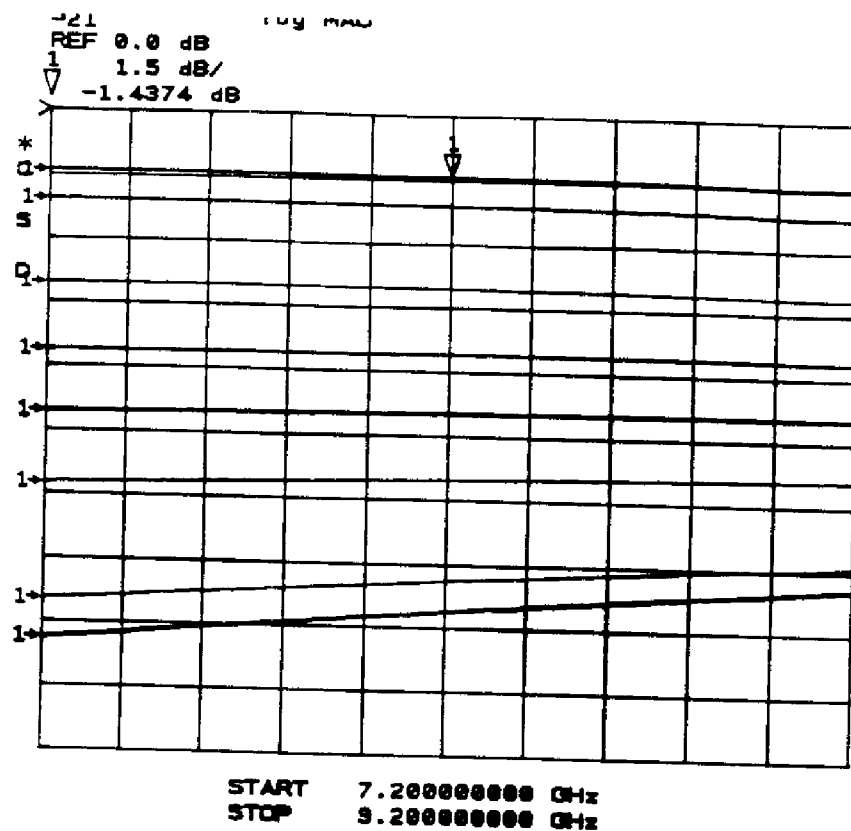


figure A.3 : Dynamique de l'atténuation pour une tension de commande variant de 0 à -4 V

**REFERENCES**  
**BIBLIOGRAPHIQUES**



- 1 Y.BONNAIRE, J.L CAZAUX, E.LUVISUTTO.  
"Quadrmodule actif émission réception pour radar spatial bande X".  
Journées Nationales Microondes 1993, pp 5A-10, 5A-11, Brest 1993.
  
- 2 A.PRIMEROSE.  
"Conception et intégration monolithique de modulateurs et démodulateurs quadriphase haut débit en bande X".  
Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, n° d'ordre 1288, Octobre 1992.
  
- 3 T.OHIRA, H.KATO, K.ARAKI, F.ISHITSUKA.  
"A compact full MMIC Module for Ku-Band phase-locked oscillators".  
IEEE MTT, volume 37,n°4, pp 723-727, Avril 1989.
  
- 4 J.J GAGNEPAIN, M.OLIVIER, J.HARDIN, J.GROSLAMBERT.  
"Étude et modélisation d'oscillateurs à boucle de phase nécessaires au plan de fréquence du projet STAR".  
Laboratoire de Physique et de Métrologie des Oscillateurs, 1984.
  
- 5 J.J GAGNEPAIN.  
"Caractérisation des étalons de fréquence : concepts et méthodes".  
Bulletin du bureau national de métrologie,volume 1,pp 12-17, n°63-64, Avril 1986.
  
- 6 A.RIBES.  
" Rapport phase B SPOT".  
Note interne CNES 79/078/CT/TCS/LT, FRANCE.
  
- 7 L.MARTIN.  
"Program optimizes PLL phase-noise performance".  
Microwaves and RF, pp 78-91, Avril 1992.
  
- 8 K.PUGLIA.  
"Phase-locked loop noise models".  
Microwave Engineering, pp 31-40, Décembre-Janvier 1995.
  
- 9 MURAGUCHI ET AL.  
" Uniplanar MMIC and their applications",  
IEEE MTT,volume 36, n°12, pp 1896-1900, Décembre 1988.
  
- 10 M.MURAGUCHI, H.KAMITSUNA.  
" K- and C-band low phase noise MMIC VCO using a linear varactor".  
22<sup>th</sup> European Microwave Conference, conference proceeding, volume 1, pp 718-723, Août 1992.

- 11 G.PATAUT AND D.PAVLIDIS.  
" X-band varactor tuned monolithic GaAs FET oscillators",  
INT. J.Electronics, volume 64,pp 731-751, 1988.
- 12 R.M LEIER, R.W.PATSTON.  
" Voltage controlled oscillators evaluated design ".  
MSN & CT, Novembre 1985, pp 102-124.
- 13 A.BLANCHARD.  
"Technique des boucles d'asservissement de phase".  
Cours de l'école supérieure d'électricité.
- 14 OHIRA ET AL.  
"MMIC 14-GHz VCO and Miller frequency divider for low noise local oscillators".  
IEE MTT, volume 35, n°7, pp 657-662, Juillet 1987.
- 15 SUWAKI ET AL.  
"An MMIC local oscillator for 16-QAM Digital microwave radio systems".  
IEE MTT, volume 43, N°6, pp 1230-1236, Juin 1995.
- 16 G.STRID.  
"S Parameters simplify accurate VCO design".  
Microwaves, pp 34-40, Mai 1975.
- 17 H.TSERN, H.MACKSEY.  
"Wide band varactor tuned MESFET Oscillator at X and Ka bands".  
IEE MTT Symposium Digest, 1977.
- 18 B.SCOTT, G.BREHM, D.SEYMOUR.  
"Monolithic Voltage Controlled Oscillator for X and Ku Band".  
IEEE MTT, volume 30, n°12, pp 2172-2177, Décembre 1982.
- 19 R.TREW,  
"Design Theory for Broad-band YIG-tuned FET oscillators",  
IEEE MTT, volume 27, n°1, pp 122-128, Janvier 1979.
- 20 R.TREW,  
"Octave-band GaAs FET YIG Tuned Oscillators",  
Electronics letters, volume 13, n°21, pp 629-630, Octobre 1977
- 21 T.RUTTAN.  
"GaAs FETs Rival Gunns In YIG-Tuned Oscillators",  
Microwaves, pp 42-48, Juillet 1977.
- 22 P.U.TAMMI, G.PETIT.  
"Oscillateurs accordables par YIG",  
L'Onde Électrique, volume 60, n°1, pp 53-57, 1980.

- 23 MAPLE V.  
Reference Manual.  
Waterloo Maple Software.
- 24 K.KUROKAWA  
"Some basics Characteristics of broadband negative resistance oscillator circuits".  
The Bell System Technical Journal, pp 1937-1955, Juillet-Août 1969.
- 25 J.F SAUTEREAU.  
"Oscillateurs Microondes à TEC AsGa".  
Thèse de doctorat d'état, n° d'ordre 1001, Toulouse 1981.
- 26 J.OBREGON, Y.LE TRON, R.FUNCK, S.BARVET.  
"Decade Bandwidth FET functions".  
MTT symposium 1981.
- 27 P.BOUYSSE.  
"Optimisation expérimentale des conditions de fonctionnement des transistors de puissance pour systèmes de télécommunications microondes".  
Thèse de doctorat de l'université de Limoges, n° d'ordre 23-92, Limoges 1992.
- 28 MWSPICE ET LIBRA.  
Manuel de l'utilisateur.  
EESOF-INC,1990.
- 29 M.GAYRAL.  
"Contribution à la simulation des circuits non-linéaires microondes par la méthode de l'Équilibrage Harmonique".  
Thèse de doctorat de l'université de Limoges, n° d'ordre 64-87, Limoges 1987.
- 30 LISA.  
Manuel de l'utilisateur.  
IRCOM, 1994.
- 31 T.FREEDER, J.NOVIK, O.PITZALIS.  
"Application of commercial CAE Technology in the Design and Optimisation of a 5 GHz MMIC Oscillator.  
ESA WORKSHOP, Mars 1990.
- 32 P.ANDRÉ.  
"Conception et réalisation d'oscillateurs intégrés monolithiques microondes à base de transistors sur AsGa".  
Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, Toulouse, Juin 1995.



- 33 J.PINHO, M.CAMIADE, J.C NALLATAMBY, D.ALAOUI, M.FRIGENT.  
 "Une nouvelle méthode de conception et d'optimisation des oscillateurs non-linéaires basée sur le formalisme des systèmes bouclés".  
 Journées Nationales Microondes, Actes de la conférence, p 3A-4-3A-5, Brest 1993.
- 34 EESOF.  
 Catalogues des éléments de la bibliothèque.  
 EESOF-INC,1990.
- 35 W.R.CURTICE, M.ETTENBERG.  
 "A Nonlinear GaAs FET model for use on the design of output circuits amplifiers".  
 IEE MTT, volume 33, n°12, décembre 1985.
- 36 J.SOMERIN, JPH.MAUREL.  
 "Le logiciel COMLIB sur station SUN".  
 Manuel de l'utilisateur.  
 Note technique interne, 1994.
- 37 HP07 PROCESS.  
 Manuel de conception de la filière HP07. THOMSON COMPOSANTS  
 MICROONDES, 1993.
- 38 J.SOMERIN, F.LAVIELLE.  
 "Installation du logiciel LISA sur station SUN".  
 Note technique interne, 1994.
- 39 V.GUNGERICH, B.JANKE, F.ZINKLER, W.HEINRICH .  
 "MMIC oscillator simulation considering bias-voltage dependence",  
 IEE MTT-S, International Microwave Symposium Digest, vol 2, p 989-990, San Diego, Mai 1994.
- 40 D.WARREN, J.M.GOLIO.  
 "Large and small signal Oscillator analysis",  
 Microwave Journal, pp 229-246, Mai 1989.
- 41 R.SOARES, J.OBREGON, J.GRAFFEUIL .  
 "Applications des TEC en Arséniure de Gallium",  
 Collection technique et scientifique des Télécommunications, EYROLLES 1994.
- 42 P.MEUNIER.  
 "Étude de circuits monolithiques simulant une résistance négative intégrables dans des filtres actifs microondes à résonateurs microruban".  
 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 4-1995, Limoges, Janvier 1995.

- 43 EESOF.  
"The EESOF shadow model".  
EESOF-INC,1989.
- 44 J.STWERIS, B.SCHIEK.  
"Analysis of Noise Upconversion in Microwave FET Oscillators".  
IEE MTT, volume 33, n°12, Décembre 1985.
- 45 J.GRAFFEUIL, R.PLANA.  
"Low frequency noise properties of microwave Transistors and their application to circuit design".  
24<sup>th</sup> European Microwave Conference, p 62-75, volume 1, Cannes, Septembre 1994.
- 46 J.M.PAILLOT, J.C NALLATAMBY, M.HESSANE, R.QUERE, M.PRIGENT.  
"A general program for steady state stability and FM noise analysis of Microwave oscillator".  
MTT-S Digest, p 1287-1290, 1991.
- 47 R. PLANA, J. RAYSSAC, J.P. ROUX, L. ESCOTTE ET J. GRAFFEUIL  
"Caractérisation en bruit basse fréquence de la filière de fonderie HP07 de transistors MESFET de THOMSON COMPOSANTS SPECIFIQUES".  
Rapport final, Juin 1994.
- 48 S.COLOMINES, O.LLOPIS.  
"Évaluation des performances en bruit de phase d'un banc de mesure de bruit de phase".  
Rapport LAAS-CNRS, Septembre 1994.
- 49 O.LLOPIS, J.VERDIER, R.PLANA, J.GRAFFEUIL.  
" Low frequency noise in FET devices operated under nonlinear conditions".  
25<sup>th</sup> European Microwave Conference, conference proceeding, volume 1, pp 285-289, Septembre 1995.
- 50 R.CASTAGNÉ, J.P DUCHEMIN, M.GLOANEC, CH. RUMELHARD.  
" Circuits Intégrés en Arséniure de Gallium ".  
Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Masson, pp 344-347.
- 51 F.VALLETTE.  
" Calcul des sensibilités d'ordres supérieures dans les circuits microondes "  
Thèse de doctorat de l'université PIERRE et MARIE CURIE. PARIS 1993.
- 52 J.M PAILLOT.  
" C.A.O des circuits non-linéaires : réalisation d'un simulateur pour l'analyse des spectres de bruit des oscillateurs".  
Thèse de doctorat de l'université de LIMOGES, 1991.

53 EMSIM.  
Manuel de l'utilisateur.  
EESOF-INC,1989.

**Auteur : LAPORTE Christophe**

## **RESUME**

L'objectif de cette étude est la réalisation en technologie monolithique intégrée de circuits hyperfréquences pour la télémesure d'un instrument spatial. L'étude a plus particulièrement porté sur la conception d'oscillateurs à fréquences fixes et d'oscillateurs contrôlés en tension entièrement intégrés dans la bande de fréquence 8-8,4 GHz. Une nouvelle méthode de conception des oscillateurs hyperfréquences, basée sur le calcul analytique des conditions d'oscillations de l'oscillateur, est présentée. Le calcul formel est utilisé pour accéder au rôle de chacun des éléments du circuit ainsi qu'à leur sensibilité sur les performances électriques. Les résultats théoriques et expérimentaux sont en très bon accord et démontrent la faisabilité d'oscillateurs à fréquences fixes et d'oscillateurs contrôlés en tension à résonateurs intégrés sur une puce. Cette méthode est également appliquée avec succès pour la réalisation d'un oscillateur intégré à 2 GHz.

Une autre partie du travail a porté sur la réalisation de modulateurs biphasés et quadriphasés monolithiques. Les résultats de mesure sont conformes aux simulations et répondent aux spécifications de la télémesure.

### **MOTS CLES :**

Oscillateur - Oscillateur contrôlé en tension - Circuits intégrés monolithiques micro-ondes - Bruit de phase - Télémesure Charge Utile - Calcul formel - Modulateur Quadriphase - Hyperfréquences

## **ABSTRACT**

The aim of this study is the realization of microwave circuits in integrated monolithic technology (MMIC) for the telemetry of a space instrument. The study is especially about the design of fixed frequency oscillators and of voltage controlled oscillators totally integrated in the 8-8,4 GHz frequency band. A new method of conception of microwave oscillators based on the analytical calculation of the oscillation conditions of the oscillator is presented. The symbolic computation is used to have access to the role of each element of the circuit and their sensitivity on the electrical performances. The theoretical and experimental results are in very good agreement and show the feasibility of fully integrated oscillators and voltage controlled oscillators. This method is also successfully applied to the design of a 2 GHz integrated oscillator. Another part of the study is about the realization of two phase and four phase integrated modulators. The measurement results are in accordance with the simulations and correspond to the specification of the telemetry.

### **KEYWORDS**

Oscillator - Voltaged Controlled Oscillator - Microwave Monolithic Integrated Circuits - Phase Noise - Space Telemetry - Symbolics Computations - Four phase modulator - Microwave

---