

61294

50
1
60

N° d'ordre : 845

50376
1992
65

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité : électronique

par

Philippe DESCAMPS

CAPTEURS HYPERFREQUENCES INTEGRES EN MONOLITHIQUE SUR GaAs



Soutenue le 21 Janvier 1992 devant la Commission d'Examen :

Membres du Jury :	MM	E. CONSTANT	Président
		J. VINDEVOGHEL	Directeur de thèse
		M. ROCCHI	Rapporteur
		P. A. ROLLAND	Rapporteur
		V. PAUKER	Examineur
		Y. LEROY	Examineur



à Caroline

à mes Parents

à mes Amis

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquence et Semi-conducteurs de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur E. CONSTANT qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur le Professeur J. VINDEVOGHEL à qui j'exprime toute ma reconnaissance. La qualité de ses relations humaines mais aussi le suivi scientifique et pédagogique, le soutien constant et les nombreux conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce travail ont été déterminant pour son aboutissement.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur M. ROCCHI, Product Manager de Philips Microwave Limeil, de l'intérêt qu'il porte à cette étude et d'avoir accepté d'assurer la tâche de rapporteur.

Je remercie vivement Monsieur le professeur P. A. ROLLAND de l'Université de Lille qui me fait l'honneur de juger ce travail et d'en être le rapporteur.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur V. PAUKER, ingénieur de recherche à L.E.P./Philips Microwave Limeil pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse et d'examiner ce travail. Sa sympathique collaboration tout au long de ce travail, ses compétences, son expérience et sa rigueur scientifique m'ont été d'un grand secours. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de toute ma reconnaissance pour cette aide efficace.

Mes remerciements vont également à Monsieur le Professeur Y. LEROY de l'Université de Lille qui me fait l'honneur d'examiner ce travail et de participer au jury. Qu'il veuille trouver ici l'expression de ma déférente gratitude.

Je tiens à remercier Messieurs M. EL BEKKALI, J. L. OSZUSTOWICZ, Mademoiselle F. BOUAZZA du C.H.S, Messieurs R. POLAERT, P. IZARD du L.E.P, Messieurs S. GOURRIER, P. GAMAND, P. PHILIPPE, C. CAUX, J. M. PAILLOT, R. PYNDIAH, P. BERTCH, M. PERTUS de L.E.P./ P.M.L., Messieurs J. BAUDET, C. SEMET du L.R.P.E. avec qui j'ai eu beaucoup de plaisir à travailler

durant ces années et grâce à qui il me fût possible de mener à bien le travail qui m'était confié.

Je ne terminerai pas cet avant propos sans adresser mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à l'élaboration de ce travail :

- Monsieur D. VANDERMOERE de la centrale de technologie pour la qualité de son travail et son aide efficace dans les réalisations technologiques,

- Mesdames M. VINDEVOGHEL, J. LECHIEN, D. VANBREMEERSCH, M. MIENS, Messieurs J. VANBREMEERSCH, P. ARMANT pour leurs nombreux conseils en informatique, en dactylographie, leurs dévouements et leurs extrêmes gentillesses,

- Mesdames E. DELOS et S. LEPILLET, Monsieur E. PLAYEZ de la centrale de caractérisation,

- Messieurs MICHON, ANDRIES et JENNEQUIN de l'atelier de mécanique,

Enfin, que tous les membres des laboratoires du C.H.S et du L.E.P./P.M.L que j'ai côtoyé durant ces années, et grâce auxquels ce travail a pu s'effectuer dans une ambiance agréable, trouvent ici l'expression de ma reconnaissance et de ma sympathie.

SOMMAIRE

Introduction générale

CHAPITRE I : CONCEPTION DU CAPTEUR

Introduction

I) L'oscillateur	I.1
I.1) Principes des oscillateurs	I.1
I.a) L'étude des paramètres [S]	I.1
I.b) L'analyse petit signal	I.4
– Démarrage des oscillations	I.4
– Stabilité des oscillations	I.5
I.c) La résonance série ou parallèle	I.5
I.d) L'analyse non-linéaire	I.6
I.2) Structures d'oscillateurs	I.7
I.3) Topologie retenue en fonction des spécifications	I.8
I.4) Etude de l'oscillateur à l'aide du schéma équivalent	I.9
I.5) Conception de l'oscillateur	I.11
I.5.1) Présentation du schéma électrique	I.11
I.5.2) Eléments utilisés	I.13
– Modélisation des transistors	I.13
I.5.3) Optimisation du circuit	I.15
– Démarrage de l'oscillateur – Etude petit signal	I.15
– Polarisation	I.16
– Simulation en régime non-linéaire	I.17
Conclusion	I.21
II) Le buffer	I.22
Introduction	I.22
II.1) Rôle	I.22
II.2) Réalisation du buffer	I.23
II.2.1) Simple étage	I.23
– Polarisation	I.23
– Etude petit signal	I.24
– Etude des conditions de démarrage de l'oscillation en fonction de C_1 .	I.25
– Optimisation	I.25
– Analyse en régime non-linéaire	I.25

II.2.2) Double étage	I.25
– <i>Polarisation</i>	I.26
– <i>Etude petit signal</i>	I.26
– <i>Etude grand signal</i>	I.27
II.3) Association des buffers à l'oscillateur	I.28
– <i>Sensibilité à la variation de la charge</i>	I.28
– <i>Influence des éléments parasites</i>	I.29
1°) L'inductance	I.29
2°) Capacités plots	I.29
3°) Capacités parasites	I.30
Conclusion	I.30
III) Le mélangeur	I.31
Introduction	I.31
III.1) Généralités sur le mélange	I.31
III.1.1) Principe et processus du mélange de fréquences	I.31
– grandeurs caractéristiques	I.32
III.1.2) Eléments actifs pour mélangeur	I.32
– <i>Les mélangeurs à diodes</i>	I.32
– <i>Les mélangeurs à transistors bipolaires</i>	I.33
– <i>Les mélangeurs à transistors à effet de champ</i>	I.33
III.1.3) Principales configurations de mélangeurs	I.34
III.2) Conception du mélangeur	I.35
III.2.1) Etude préliminaire	I.35
III.2.2) Simulation et optimisation	I.36
III.2.2.1) Mélangeur à FET	I.36
III.2.2.1.a) Présentation du schéma électrique	I.37
III.2.2.1.b) Circuit de polarisation	I.37
III.2.2.1.c) Optimisation	I.39
– <i>Critère d'optimisation</i>	I.39
III.2.2.1.d) Performances obtenues	I.40
– <i>Polarisations</i>	I.40
– <i>Simulation en régime non-linéaire</i>	I.41
– <i>Couplage des circuits à l'antenne</i>	I.43
III.2.2.2) Mélangeur à diode	I.44
III.2.2.2.a) Présentation du schéma électrique	I.44
III.2.2.2.b) Circuit de polarisation	I.44
III.2.2.2.c) Optimisation	I.45

III.2.2.2.d) Performances obtenues	I.45
III.3) Comparaison des deux mélangeurs – Conclusion	I.47
Bibliographie du premier chapitre	

CHAPITRE II : REALISATION TECHNOLOGIQUE MONOLITHIQUE

Introduction	II.1
I) Réalisation des masques	II.2
II) Eléments de la technologie utilisée	II.3
II.1) Les capacités	II.3
II.2) Les résistances	II.3
II.3) Les inductances	II.4
II.4) Les transistors	II.5
II.5) Les diodes	II.5
III) Réalisation monolithique – Résultats de caractérisation	II.5
III.1) Caractérisation des transistors tests	II.5
III.2) Mesures sur un circuit monté en cellule	II.6
III.2.1) Cellule de mesure	II.6
III.2.2) Mesures statiques	II.7
III.2.3) Mesures dynamiques	II.7
III.2.3.1) Version FET	II.7
III.2.3.2) Version diode	II.9
III.2.4) Comparaison des résultats – expérience et simulation	II.10
IV) Validation du circuit utilisé en cinémomètre Doppler	II.11
Conclusion	II.13
Bibliographie du deuxième chapitre	

CHAPITRE III : SECONDE REALISATION

Introduction	III.1
I) Oscillateur série	III.2
I.1) Etude du fonctionnement de l'oscillateur à partir du schéma équivalent	III.2
– <i>Impédance d'entrée</i>	III.2
I.2) Schéma électrique	III.4
– <i>Optimisation</i>	III.5
– <i>Choix de la capacité Cs</i>	III.5
– <i>Simulation linéaire</i>	III.7
– <i>Polarisation</i>	III.8
– <i>Simulation non-linéaire</i>	III.8
II) Oscillateur à résonateur diélectrique (D.R.O)	III.10

II.1) Aspect théorique du D.R.O.	III.10
II.2) Propriétés physiques et caractéristiques du résonateur diélectrique	III.10
II.3) Fréquence de résonance du résonateur	III.11
II.4) Conception de l'oscillateur à résonateur	III.11
II.4.1) Simulation	III.11
– <i>Simulation linéaire</i>	III.12
1°) Etude du quadripôle actif	III.12
2°) Circuit oscillant	III.13
b) polarisation	III.14
c) simulation non-linéaire	III.15
II.4.2) Simulation de l'ensemble des circuits	III.15
III) Réalisation	III.16
IV) Résultats expérimentaux	III.17
IV.1) Oscillateur série	III.17
IV.2) Oscillateur à résonateur diélectrique	III.19
IV.3) Comparaison des résultats	III.19
Conclusion	III.20
Bibliographie du troisième chapitre	

CHAPITRE IV : ESSAI DE VALIDATION DU CAPTEUR MMIC

Introduction	IV.1
I) Présentation de la tête hyperfréquence	IV.2
II) Description des essais	IV.3
II.1) Essais sur banc de simulation	IV.3
II.2) Essais sur site routier	IV.5
Conclusion	IV.7
Bibliographie du quatrième chapitre	

CHAPITRE V : CAPTEUR MINIATURE A 10 GHz

Introduction	V.1
I) Antenne à lobe incliné	V.2
II) Liaison du circuit intégré à l'antenne	V.3
III) Etude du boîtier hyperfréquence	V.4
Conclusion	V.6
Bibliographie du cinquième chapitre	

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Depuis quelques années, les constructeurs automobiles manifestent un intérêt croissant envers les dispositifs permettant d'accroître la sécurité et d'automatiser les transports. A cet effet, les capteurs de position et de déplacement doivent présenter un temps de réponse le plus faible possible ce qui implique de ce fait d'opérer sans contact physique.

Jusqu'à maintenant, les cinémomètres micro-ondes étudiés au C.H.S. et réalisés en technologie hybride étaient destinés principalement à des applications ferroviaires et permettaient de mesurer avec une bonne précision la distance (à 0.05% près), et de connaître à tout instant la vitesse et le sens de déplacement des véhicules.

Cette technologie a pour avantage d'être rapidement mise en oeuvre en utilisant des composants discrets. Cependant, l'utilisation de ce capteur à grande échelle dans le domaine de l'industrie automobile par exemple, n'est pas envisageable dans cette technologie compte-tenu de l'encombrement important et du prix de revient élevé.

L'élaboration d'un capteur bénéficiant d'une intégration monolithique sur GaAs de l'ensemble des circuits micro-ondes, a été entreprise dans le cadre d'un contrat M.R.T. avec la collaboration des Laboratoires d'Electronique Philips (L.E.P.) et de la fonderie Philips Microwave Limeil (P.M.L.). La conception et la réalisation technologique de ce nouveau micro-capteur sont les objectifs principaux de ce mémoire.

Le choix de la fréquence, qui est essentiel pour un bon fonctionnement du capteur dans des conditions d'environnement très diverses, a été fixé à 10 GHz. Cette fréquence présente l'avantage d'autoriser l'emploi de techniques MMIC relativement peu coûteuses. De plus l'expérience du C.H.S. a démontré la faisabilité d'un capteur de vitesse à haute précision fonctionnant à cette fréquence.

Les objectifs sont d'une part, de délivrer une puissance hyperfréquence à la charge suffisante à une fréquence de 10 GHz, afin d'obtenir un signal de retour exploitable quelles que soient les conditions de fonctionnement, d'autre part,

d'effectuer un mélange des signaux émis et reçus avec si possible un gain de conversion, sans que le bruit basse fréquence devienne un inconvénient à l'exploitation du signal Doppler. Il est intéressant d'isoler la partie génératrice du signal afin de s'affranchir des effets de variation de la charge. Enfin, la source hyperfréquence devra être suffisamment stable en fréquence afin de ne pas affecter la précision des mesures.

Dans la première partie sont décrites la conception et la réalisation d'un premier prototype assurant toutes les fonctions du radar. Ce capteur comprend plusieurs circuits sur la même puce GaAs, dont un oscillateur dont la structure bien connue est de type Colpitts, un étage tampon (buffer) qui pourra être suivant les versions à un ou deux étages, et un mélangeur actif. Deux types de mélangeurs seront étudiés afin de comparer les performances : un mélangeur à diode Schottky et un mélangeur à transistor à effet de champ.

Dans la seconde partie, nous présentons les différentes étapes de la réalisation du premier prototype étudié, les caractéristiques hyperfréquences des deux circuits réalisés : mélangeur à FET et à diode, ainsi que les résultats des essais cinémométriques obtenus sur bancs de simulation.

La troisième partie est consacrée à l'étude d'autres capteurs hyperfréquences qui sont des évolutions du premier prototype. Nous étudions plus particulièrement deux nouveaux types d'oscillateurs permettant de fournir une puissance hyperfréquence d'environ 10 dBm à l'antenne, d'assurer pour une des deux versions une bonne stabilité en fréquence grâce à un résonateur diélectrique (D.R.O.), et d'obtenir pour la seconde version un accord de la fréquence autour de 10 GHz (V.C.O.).

La quatrième partie donne les résultats des essais menés conjointement par le C.H.S et le L.E.P./P.M.L. avec le premier prototype radar monté sur un véhicule routier. Ces essais permettent d'étudier le comportement du nouveau radar et de comparer son fonctionnement à celui du cinémomètre Doppler hybride précédemment développé au C.H.S.

La cinquième partie concerne la protection des circuits MMIC réalisés. Ceci implique l'étude prospective d'un boîtier assurant la liaison hyperfréquence à l'antenne sans diminuer les performances du radar.

CHAPITRE I

CONCEPTION DU CAPTEUR

Introduction	
I) L'oscillateur	I.1
I.1) Principes des oscillateurs	I.1
I.2) Structures d'oscillateurs	I.7
I.3) Topologie retenue en fonction des spécifications	I.8
I.4) Etude de l'oscillateur à l'aide du schéma équivalent	I.9
I.5) Conception de l'oscillateur	I.11
Conclusion	I.21
II) Le buffer	I.22
Introduction	I.22
II.1) Rôle	I.22
II.2) Réalisation du buffer	I.23
II.3) Association des buffers à l'oscillateur	I.28
Conclusion	I.30
III) Le mélangeur	I.31
Introduction	I.31
III.1) Généralités sur le mélange	I.31
III.2) Conception du mélangeur	I.35
III.3) Comparaison des deux mélangeurs – Conclusion	I.47

Introduction

Dans ce chapitre, il s'agit de concevoir et d'étudier théoriquement l'ensemble d'un capteur intégré monolithique sur GaAs. Notre but est d'intégrer les principales fonctions des prototypes existant en structure hybride.

Ce chapitre comporte trois parties ; chacune d'entre elle correspond à une fonction de notre capteur.

La première partie est consacrée à l'étude d'un oscillateur. Il doit pouvoir fournir une onde hyperfréquence à une fréquence voisine de 10 GHz, de puissance suffisante pour que le signal de retour issu de l'antenne d'émission-réception puisse être traité même dans des conditions d'environnement difficiles.

Dans la seconde partie, nous nous intéressons à la conception d'un étage tampon à base de transistors à effet de champ permettant d'isoler l'oscillateur de la charge et de nous affranchir des variations de celle-ci.

La troisième partie de notre capteur est constituée d'un mélangeur. Deux types de mélangeurs sont étudiés et comparés :

- un mélangeur à base de transistors à effet de champ.
- un mélangeur à diode Schottky.

Dans tous les cas, nous traitons les problèmes technologiques inhérents à la réalisation de notre capteur intégré monolithique.

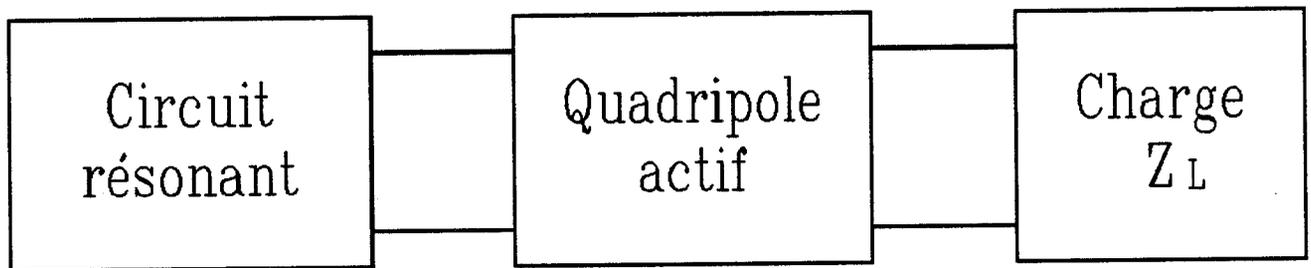


Figure I.1 : Synoptique d'un oscillateur

I) L'OSCILLATEUR

I.1) Principe des oscillateurs

Il existe différentes façons d'aborder la conception des oscillateurs micro-ondes parmi lesquelles on trouve :

- a) l'étude des paramètres [S] [réf 1, 2]
- b) l'analyse petit signal de la résistance négative d'un transistor modélisé [réf 3]
- c) la résonance série ou parallèle
- d) l'analyse faible bruit [réf 4, 5, 6]
- e) l'approche analytique grand signal [réf 7, 8, 9]
- f) l'analyse non linéaire [réf 10, 11]

Nous n'étudierons pas ces différents points de vue qui ont été déjà largement diffusés dans plusieurs ouvrages [réf 12, 13], mais nous rappellerons simplement quelques caractéristiques intéressantes ainsi que les méthodes que nous avons utilisées pour notre étude.

I.a) L'étude des paramètres [S]

Tout oscillateur peut être décrit simplement par le schéma représenté figure I.1 :

- a) le quadripôle actif décrit par ses paramètres de répartition mesurés ou déduits d'un schéma équivalent est à l'origine de la production d'une résistance négative. Cet élément actif est rendu instable par une contre-réaction suffisante.
- b) le circuit d'entrée est appelé "circuit résonant" car il fixe la fréquence d'oscillation.
- c) le circuit de charge détermine la puissance hyperfréquence délivrée.

L'approche conceptuelle à partir des paramètres [S] est couramment utilisée. Elle permet en particulier d'établir les conditions de démarrage de l'oscillation. Il est nécessaire alors d'étudier la stabilité du circuit actif constituant l'oscillateur.

D'une manière plus générale, nous rappelons les conditions de stabilité d'un quadripôle actif chargé par une résistance R_L [réf 14] : un quadripôle actif décrit par

ses paramètres [S] est dit inconditionnellement stable si les conditions suivantes sont respectées :

$$|\Delta| < 1 \quad \text{et} \quad k > 1 \quad [1]$$

$$\text{où } \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad [2]$$

k est le facteur de stabilité :

$$k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12}|^2 \cdot |S_{21}|^2} \quad [3]$$

Les conditions d'oscillation s'expriment par les relations suivantes :

$$k < 1 \quad [4]$$

$$\Gamma_G S_{11m} = 1 \quad [5]$$

$$\Gamma_L S_{22m} = 1 \quad [6]$$

où Γ_L et Γ_G sont respectivement le coefficient de réflexion de la charge placée à la sortie du quadripôle actif et le coefficient de réflexion à l'entrée de ce même quadripôle.

S_{11m} est le coefficient de réflexion en entrée du quadripôle lorsque celui-ci est chargé par une impédance de coefficient de réflexion Γ_L .

$$S_{11m} = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12}}{\frac{1}{\Gamma_L} - S_{22}} \quad [7]$$

S_{22m} est le coefficient de réflexion en sortie lorsque l'entrée du quadripôle est fermée sur une impédance de coefficient de réflexion Γ_G .

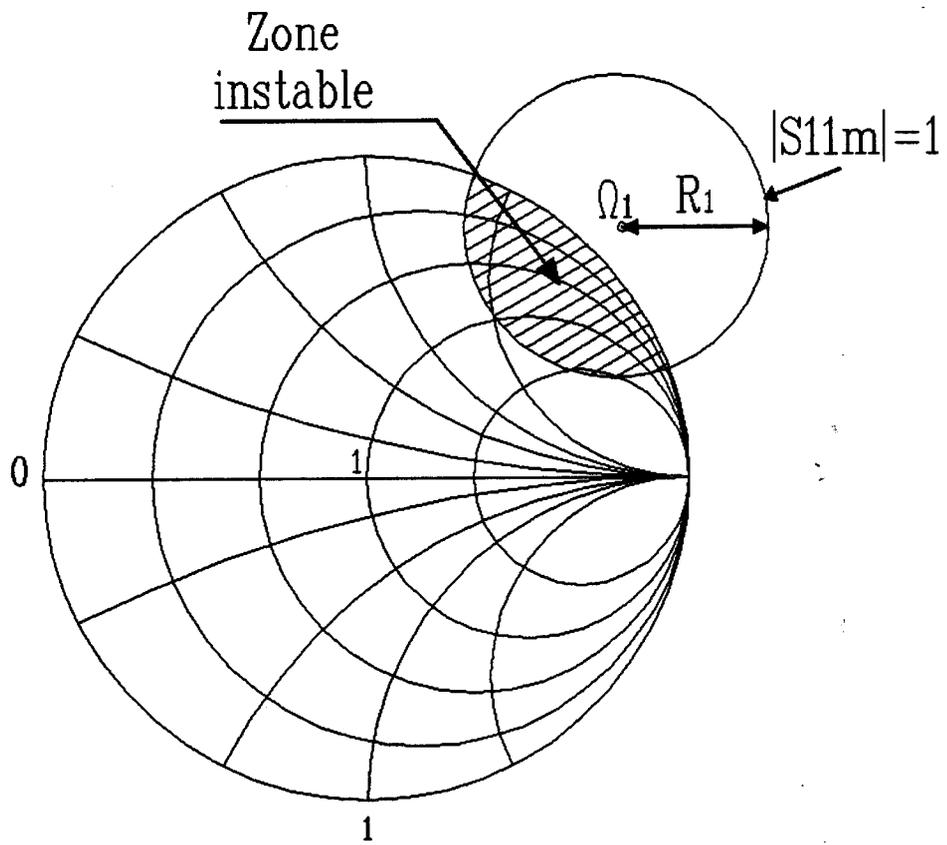


Figure 1.2

Exemple de cercle de stabilité dans le cas où le centre de l'abaque n'est pas inclus dans le cercle de stabilité. ($k < 1$)

$$S_{22m} = S_{22} + \frac{S_{21} S_{12}}{\frac{1}{\Gamma_G} - S_{11}} \quad [8]$$

Pour qu'il y ait oscillation, il convient donc de choisir les impédances à placer en entrée et en sortie du quadripôle, c'est à dire Γ_L et Γ_G pour satisfaire les conditions suivantes :

- d'après l'équation [4], garantir un facteur de stabilité inférieur à l'unité
- d'après l'équation [5], satisfaire la condition de résonance en entrée, ce qui implique que l'équation [6] doit aussi être vérifiée.

Puisque Γ_L et Γ_G sont naturellement inférieurs à l'unité, pour que le quadripôle soit respectivement instable en entrée et en sortie, il faut que :

$$|S_{11m}| > 1 \quad \text{et} \quad |S_{22m}| > 1 \quad [9]$$

On peut tracer le lieu représentatif de cette condition de stabilité à l'entrée et à la sortie. Les lieux des valeurs Γ_L et Γ_G donnant les valeurs critiques $S_{11m} = 1$ et $S_{22m} = 1$ sont des cercles dans le plan complexe.

On peut ainsi déterminer suivant la position des points représentatifs des coefficients de réflexion par rapport à la zone instable des cercles de stabilité si un circuit est rendu stable ou instable (figure I.2). Si l'impédance d'entrée présente un coefficient de réflexion Γ_G à l'intérieur du cercle de centre Ω_1 et de rayon R_1 , il y aura instabilité en sortie. De la même façon, il y a instabilité en entrée si l'impédance de sortie présente un coefficient de réflexion Γ_L situé à l'intérieur du cercle défini par Ω_2 et R_2 .

1.b) L'analyse petit signal

Dans le paragraphe précédent, nous avons décrit les circuits oscillateurs en utilisant le concept des paramètres [S]. Il est équivalent de considérer qu'un quadripôle actif peut présenter une impédance de sortie à partie réelle négative,

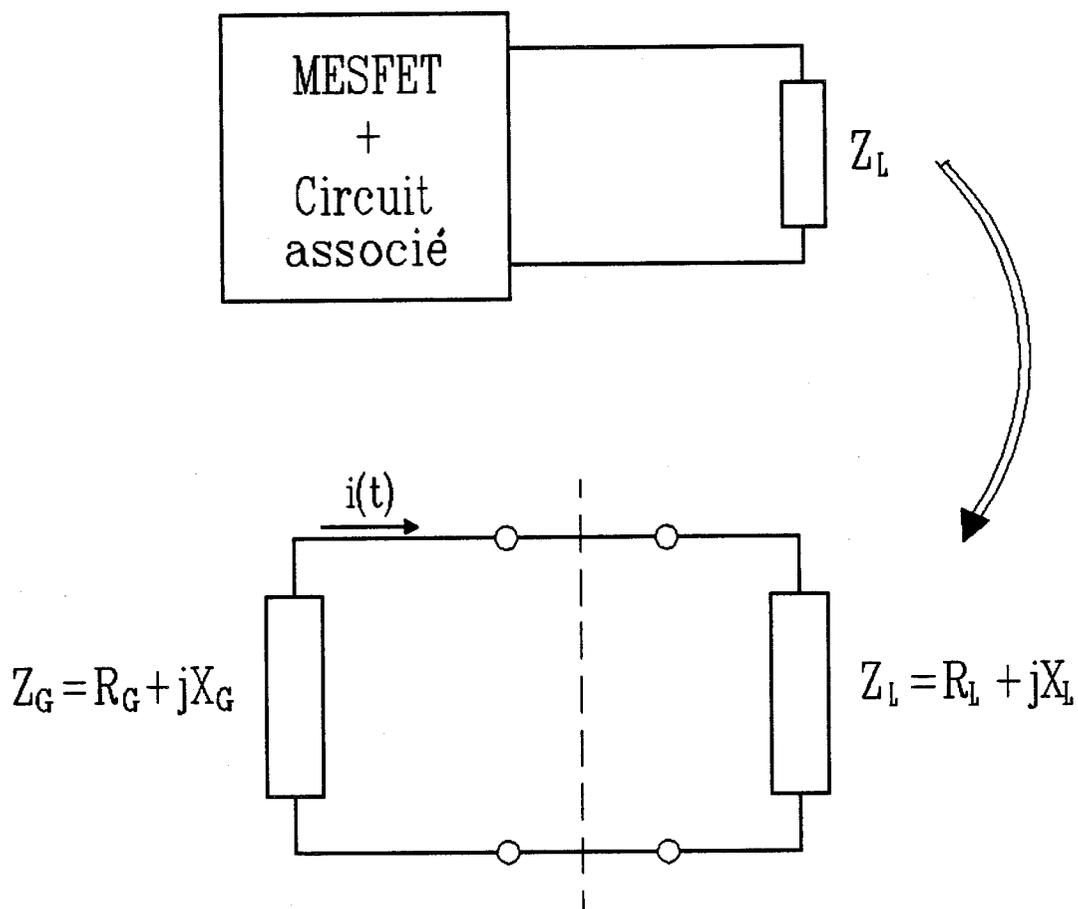


Figure: I.3 Schéma de principe
de l'oscillateur

c'est à dire est susceptible de générer une onde hyperfréquence à partir d'une source continue, et d'étudier le système dans le plan de charge.

Le schéma de principe de l'oscillateur dans le plan de sortie est représenté figure I.3.

On peut déterminer à partir de l'équation [5] une autre expression des conditions d'oscillation lorsque l'oscillation est entretenue. En régime stable, ces relations sont vérifiées en tout point du circuit à la fréquence F_0 .

$$R_G + R_L = 0 \quad [10]$$

$$X_G + X_L = 0 \quad [11]$$

où $Z_L = R_L + jX_L$ constitue l'impédance de charge

et $Z_G = R_G + jX_G$ est l'impédance différentielle vue en sortie de l'oscillateur dont la partie réelle R_G est négative.

Démarrage de l'oscillation :

En régime petit signal, l'analyse d'un oscillateur revient à satisfaire la condition nécessaire de démarrage de l'oscillation donnée par la relation [réf 15] :

$$|R_G| > R_L \quad [12]$$

Autrement dit, pour qu'une oscillation prenne naissance, il faut que le circuit présente une résistance négative suffisante pour compenser les pertes de ce circuit. En pratique, certains effets parasites diminuent cette valeur de R_G et il faut pour assurer le démarrage des oscillations prendre [réf 16]:

$$|R_G| > 1,2 R_L$$

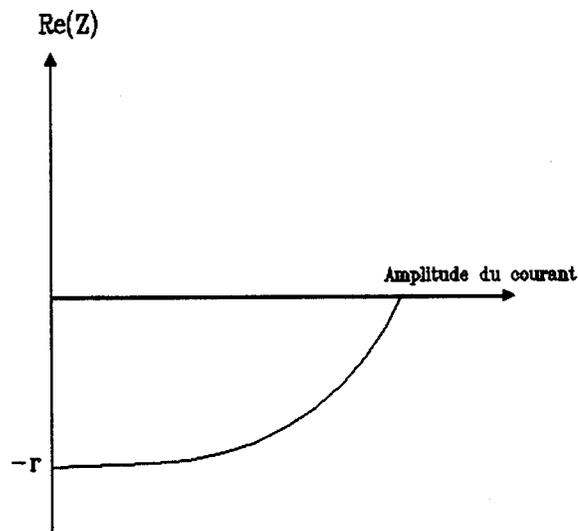


Figure I.4 : Evolution de la résistance négative en régime sinusoïdal

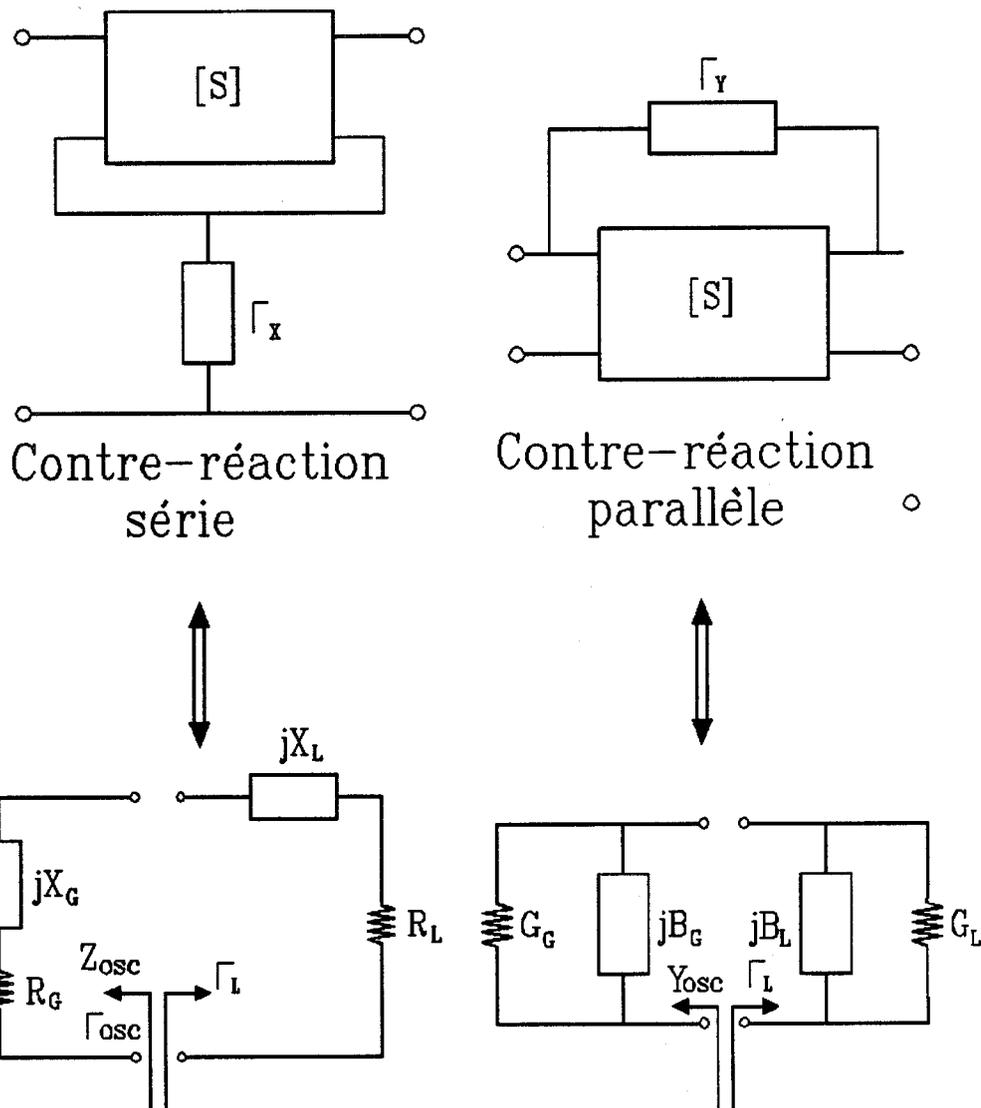


Figure I.5 : Les différentes configurations et leurs circuits équivalents.

Une fois le démarrage obtenu, la résistance négative évolue en régime sinusoïdal avec l'amplitude du courant comme indiqué sur la figure I.4.

Stabilité de l'oscillation :

Pour que les conditions de stabilité en fréquence des oscillations soient établies, il faut que les conditions suivantes soient respectées [réf 17, 18] :

$$\frac{\delta R}{\delta A_0} \frac{\delta X}{\delta \omega_0} - \frac{\delta R}{\delta \omega_0} \frac{\delta X}{\delta A_0} \gg 0 \quad [13]$$

$$\frac{\delta R}{\delta A_0} \frac{\delta R}{\delta \omega_0} - \frac{\delta X}{\delta \omega_0} \frac{\delta X}{\delta A_0} = 0 \quad [14]$$

où A_0 est l'amplitude du courant généré par l'oscillateur lorsqu'une oscillation stable existe et $Z_T = R + jX = Z_L + Z_G$.

La relation [14] traduit le fait qu'une variation d'amplitude du courant ne produit pas de variation de fréquence.

I.c) La résonance série ou parallèle

Nous avons vu qu'en appliquant une contre réaction suffisante, on crée une résistance négative et on rend ainsi l'élément actif instable.

On peut classer les oscillateurs de deux façons : soit l'élément de contre réaction est placé en série et on pourra déterminer la valeur de Z_{osc} optimale, soit il est placé en parallèle entre l'entrée et la sortie de l'élément actif (transistor) et on optimisera la valeur de l'admittance Y_{osc} . Le schéma équivalent pour chacune des résonances série ou parallèle est donné figure I.5.

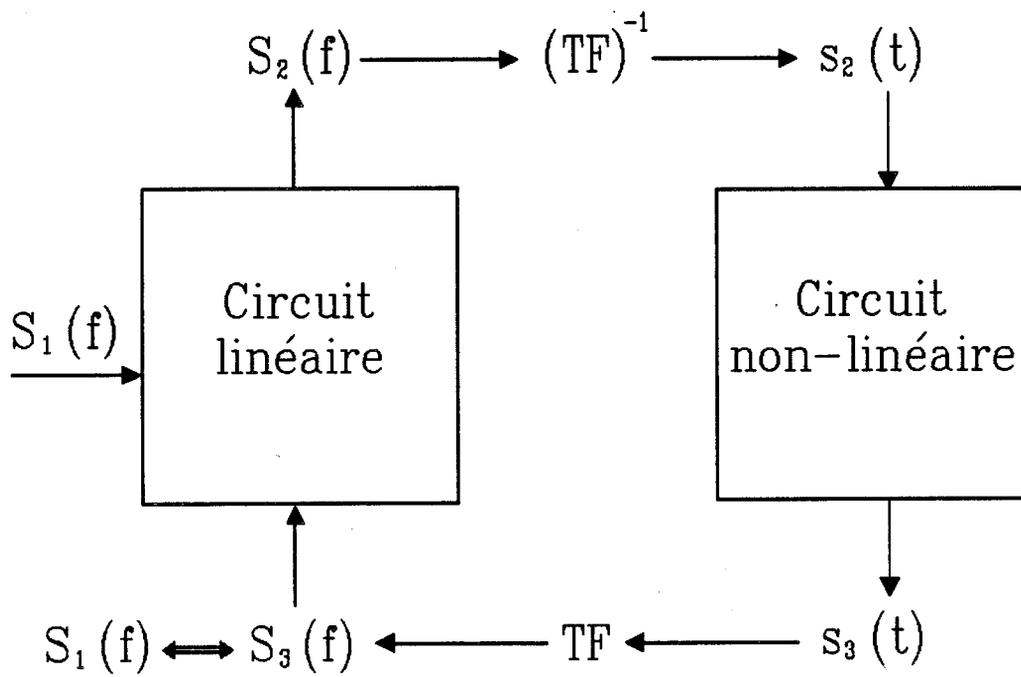


Figure I.6 : Principe du bouclage harmonique

1.d) L'analyse non-linéaire

Le coût élevé de la technologie et l'impossibilité de modifier un circuit monolithique après sa réalisation impose d'avoir entièrement simulé le fonctionnement du circuit hyperfréquence au moment de sa conception au moyen de logiciels spécialisés.

Dans le cas présent, nous voulons réaliser un oscillateur et par la suite un mélangeur, il est donc indispensable du fait du fonctionnement grand signal de ces deux circuits d'utiliser pour la conception un logiciel de simulation non-linéaire.

Les logiciels de simulation utilisables en régime non-linéaire appartiennent à deux grandes familles utilisant deux méthodes d'approche différente. Chacune de ces méthodes présente ses propres avantages selon les applications envisagées.

– L'analyse temporelle qui consiste en la résolution de systèmes d'équations intégral-différentielles représentatives du fonctionnement du dispositif [réf 19]. Les logiciels appartenant à cette famille sont : MWSPICE (Microwave Spice) de EESOF (USA), PHILPAC de PHILIPS. Cette méthode permet de déterminer la forme du signal et d'effectuer l'analyse transitoire. Elle nécessite un temps d'analyse important.

– L'équilibrage harmonique [réf 20, 21, 22]. Le principe de cette méthode consiste à séparer tous les éléments linéaires des éléments non-linéaires du circuit. L'analyse s'effectue dans les domaines fréquentiel et temporel, le passage de l'un à l'autre est réalisé par transformée de Fourier discrète. La figure I.6 montre les étapes de déroulement du calcul. Parmi les logiciels utilisant cette méthode, citons MDS (Microwave Design System) de HEWLETT PACKARD (USA), LIBRA de EESOF (USA), TOAST de CARO-LINE (FRANCE). Cette méthode permet l'analyse en régime permanent uniquement et nécessite une taille mémoire importante. Elle a l'avantage d'être rapide et d'analyser des circuits mettant en oeuvre des fréquences très différentes.

1.2) Structures d'oscillateurs

Après avoir rappelé les différents critères d'analyse ainsi que les principales lois de fonctionnement des oscillateurs (conditions de démarrage, stabilisation de

l'oscillation), nous allons à présent nous intéresser aux types d'oscillateurs utilisables pour notre application "capteur hyperfréquence" (radar Doppler).

L'oscillateur doit pouvoir fournir une onde hyperfréquence fixe voisine de 10 GHz qui est la fréquence de résonance de l'antenne, de puissance suffisante pour obtenir un signal de retour exploitable quelles que soient les conditions d'environnement, et la fréquence d'oscillation doit être insensible aux variations de la charge (isolation vis à vis de la charge). A ces caractéristiques s'ajoutent la taille du système final qui doit être la plus faible possible, le poids réduit et le coût minimal.

Le choix entre les différentes configurations d'oscillateurs s'est effectué en fonction des spécifications visées pour notre utilisation : stabilité des oscillateurs, bande d'accord, puissance délivrée à la charge. Il existe trois configurations possibles qui sont présentées dans le tableau ci-dessous avec leurs avantages et leurs inconvénients.

Montage	Source commune	Drain commun	Grille commune
Stabilité	***	**	*
Puissance de sortie	**	***	*
Bande d'accord	*	**	***

* : faible

** : moyen

*** : élevé

L'oscillateur que nous avons retenu est constitué de transistors à effet de champ. Ce type de transistor répond en effet parfaitement à notre utilisation compte tenu de notre choix de fonctionnement du système en bande X et de sa réalisation en circuit monolithique sur un substrat GaAs. De nombreuses études ont été publiées sur ces types d'oscillateur et les résultats ne cessent de progresser [réf 23, 24, 25].

Pour nos applications, il faut pouvoir ajuster la fréquence d'oscillation le plus près possible de la fréquence de résonance de l'antenne, et il nous faut le plus de puissance possible sur la charge (≈ 10 mW). C'est pourquoi nous nous sommes intéressés dans cette première réalisation à l'étude d'un oscillateur à transistor

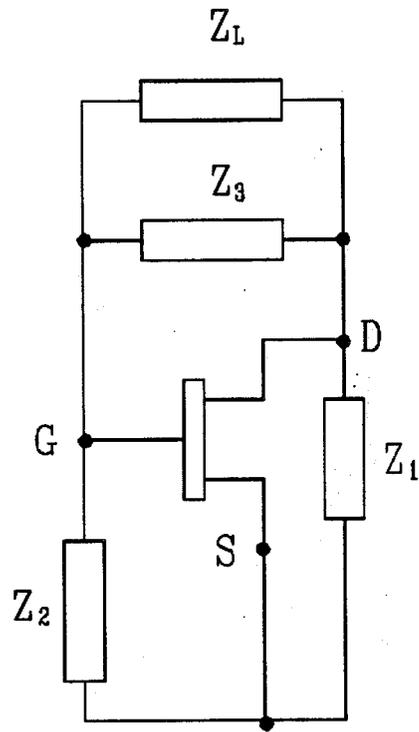


Figure I.7 : Schéma électrique de l'oscillateur

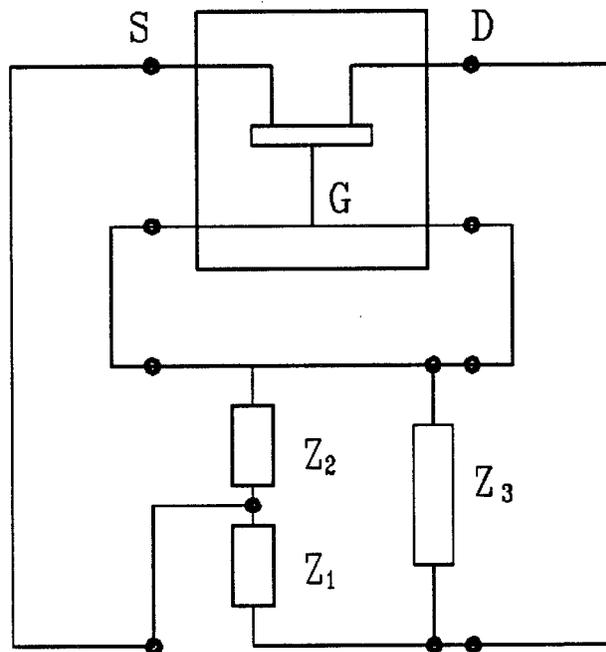


Figure I.8 : Oscillateur à contre-réaction utilisant un diviseur de tension

monté en grille commune. La puissance nécessaire sera obtenue à l'aide d'un amplificateur-buffer.

Ayant rappelé les conditions de démarrage et de stabilité des oscillations ainsi que les différentes méthodes d'analyse disponibles, nous allons décrire la conception de notre oscillateur à transistors à effet de champ.

I.3) Topologie retenue en fonction des spécifications

Afin de mettre au point la meilleure structure possible pour les caractéristiques de l'oscillateur (oscillations stables, fréquence de 10 GHz, puissance de quelques dBm sur 50 Ω et insensibilité de la fréquence et de l'amplitude des oscillations en fonction de la variation de la charge), tant d'un point de vue statique qu' hyperfréquence, nous nous sommes astreints à concevoir un système le plus simple possible. La topologie retenue est celle présentée figure I.7. C'est la structure de base de l'oscillateur Colpitts. Elle consiste à ramener sur l'entrée (grille) une partie de la tension de sortie (drain) à l'aide d'un diviseur de tension Z_1 et Z_2 . On peut représenter cet oscillateur d'une autre manière de façon à faire apparaître ce diviseur (figure I.8).

Nous avons vu qu'il existait plusieurs méthodes possibles pour la conception de l'oscillateur. L'analyse petit signal (linéaire) nous a semblé être la meilleure approche pour fixer les valeurs des différents éléments permettant d'obtenir une résistance négative à la fréquence d'oscillation.

Cette résistance négative permet de compenser les pertes dues à la partie résistive de la charge ainsi que les pertes dues aux éléments parasites à la résonance.

Le transistor est en configuration grille commune puisque la grille est reliée à la masse en hyperfréquence.

Dans le cas présent, nous voulons réaliser un oscillateur à fréquence fixe et nous ne disposons que d'une seule tension d'alimentation. Pour chaque tension de commande, il n'est donc pas utile de connaître la fréquence correspondante mais simplement de connaître si les conditions d'oscillation sont respectées, c'est à dire :

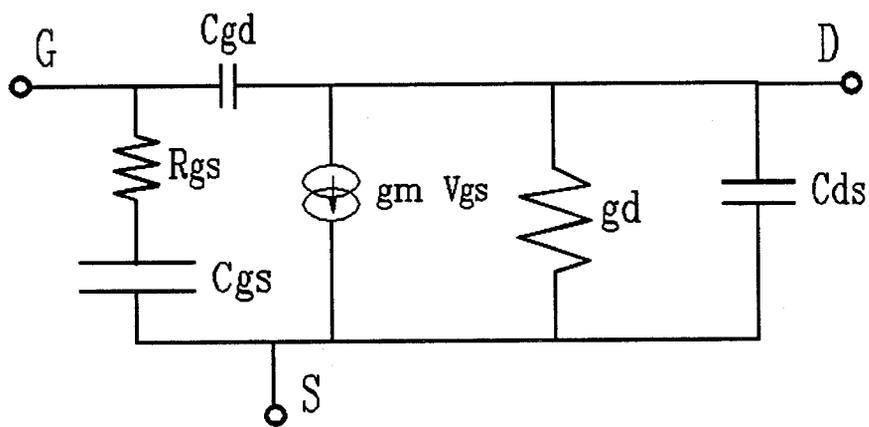


Figure I.9 : Schéma équivalent simplifié du transistor

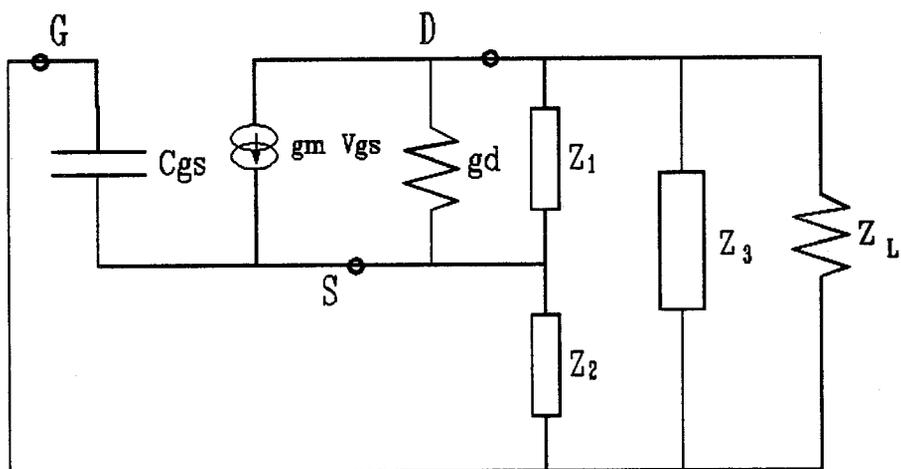


Figure I.10 : Schéma équivalent simplifié de l'oscillateur à transistor

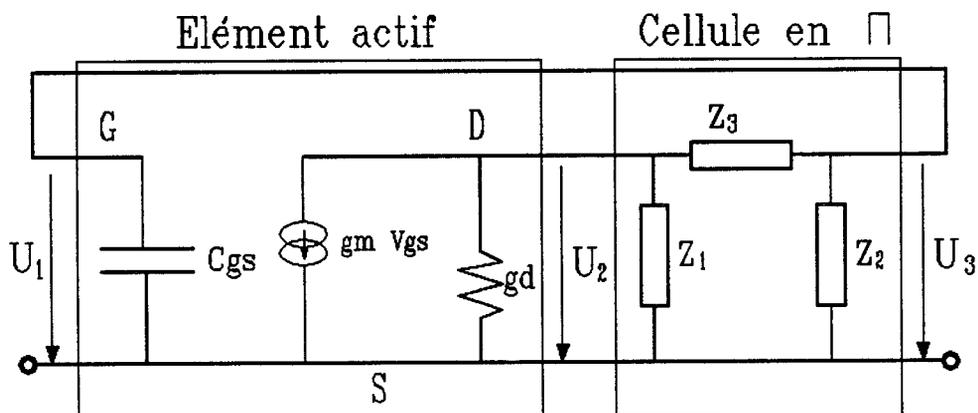


Figure I.11 : Structure de l'oscillateur

$$\sum R_k = 0 \quad [15]$$

$$\sum J_m = 0 \quad [16]$$

I.4) Etude de l'oscillateur à l'aide du schéma équivalent

Pour effectuer l'étude analytique du fonctionnement de l'oscillateur, considérons le schéma équivalent intrinsèque du T.E.C. présenté figure I.9. Nous négligerons les capacités C_{gd} et C_{ds} [réf 26].

Ce schéma équivalent devient le schéma de la figure I.10 lorsque le circuit est bouclé par la contre-réaction, l'impédance de charge est $Z_L = R_L + jX_L$

On peut remarquer que cet oscillateur Colpitts comporte un circuit actif et un bloc de filtrage dont la structure est celle d'une cellule en Π (Figure I.11). Cette cellule en Π constitue le circuit résonant avec trois éléments en série.

Si on suppose que les impédances qui caractérisent la cellule sont purement réactives :

$$Z_1 = jX_1$$

$$Z_2 = jX_2$$

$$Z_3 = jX_3$$

la fonction de transfert peut se mettre sous la forme :

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{g_m}{g_d - jB_i} = \frac{g_m}{Y_i - g_d} \quad [17]$$

où :

$$Y_i = \frac{X_1 + X_2 + X_3}{X_1 (X_2 + X_3)} = -jB_i \quad [18]$$

D'après la condition d'entretien des oscillations [5], il faut que :

$$\sum \Im_m = 0$$

$$\text{soit : } X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad \text{pour } \omega = \omega_0 \quad [19]$$

Dans notre cas, nous avons choisi la structure du Colpitts, c'est à dire que la réactance X_3 est constituée d'une bobine d'inductance L et les réactances X_1 et X_2 par des condensateurs C_1 et C_2 . Ces trois éléments constituent un circuit résonant série qui, à la fréquence de résonance satisfait l'équation [19].

La fréquence de résonance correspondante vaut :

$$F_0 = \frac{1}{2 \Pi \sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad [20]$$

Nous avons volontairement négligé la susceptance d'entrée, soit $X_1 = j C_{gs} \omega$ pour ne pas compliquer les calculs. Cependant, si l'on tient compte de cette capacité qui fait partie du schéma équivalent du transistor et vient en parallèle sur la capacité C_2 , on obtient alors pour la fréquence de résonance :

$$F_0 = \frac{1}{2 \Pi \sqrt{L \cdot \frac{C_1 (C_2 + C_{gs})}{C_1 + C_2 + C_{gs}}}} \quad [21]$$

On peut vérifier que la fonction de transfert calculée précédemment présente bien une partie réelle négative :

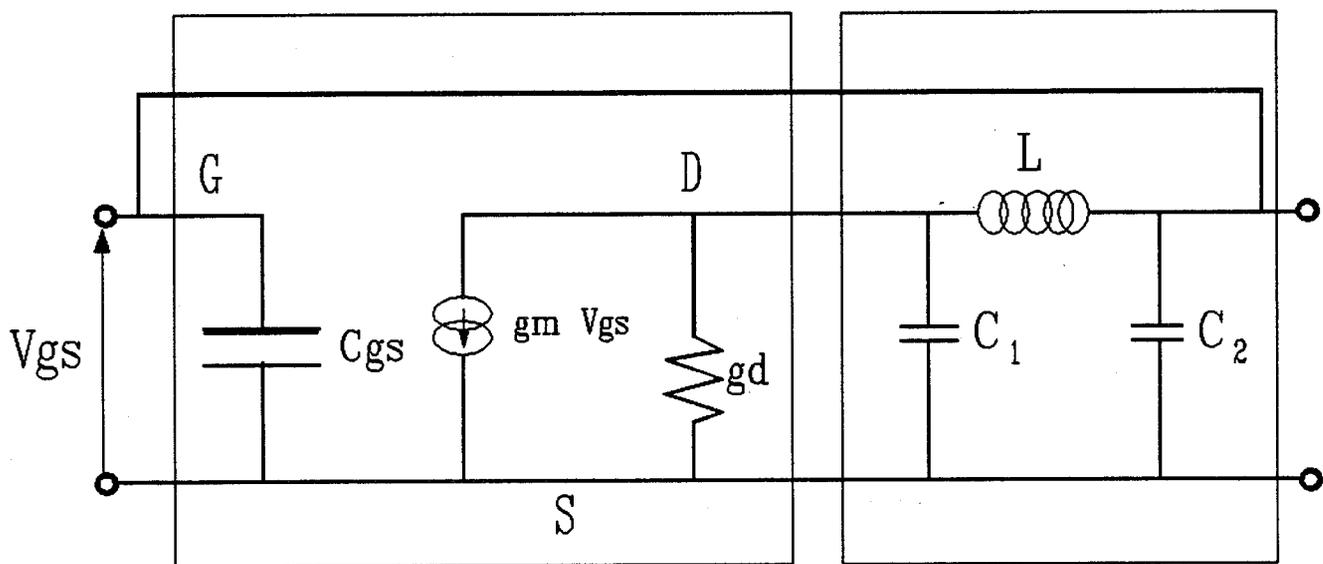


Figure I.12 : Schéma de principe de l'oscillateur Colpitts

$$\operatorname{Re} \left(\frac{U_2}{U_1} \right) = - \frac{g_m}{g_d} < 0 \quad [22] \quad \text{à la fréquence de résonance.}$$

La condition d'entretien des oscillations impose [réf 27,28] :

$$\frac{g_m}{g_d} = \frac{C_1}{C_2}$$

Cette partie réelle négative doit d'après [12] être au moins égale à 1,2 fois la partie réelle de la charge, c'est à dire environ -60Ω dans notre cas [réf 16].

Alors, on obtient lorsque les oscillations sont entretenues :

$$\operatorname{Re} (Z_G + Z_L) = 0 \quad [23]$$

I.5) Conception de l'oscillateur.

I.5.1) Présentation du schéma électrique

L'oscillateur dont le schéma de principe est donné par la figure 1.12 utilise, comme nous l'avons vu auparavant, un circuit résonant ayant la structure d'une cellule en Π constituée d'une inductance L et de deux capacités C_1 et C_2 .

La fréquence d'oscillation de ce type d'oscillateur est :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad [24]$$

où C correspond à la mise en parallèle de C_1 et C_T

et $C_T = C_2 + C_{gs}$

Il est bien connu que la capacité C_{gs} varie en fonction de la température et de la polarisation, ce qui entraîne un décalage de la fréquence de résonance si l'un de ces deux paramètres varie. Cependant, si nous nous imposons de prendre $C_2 \gg$

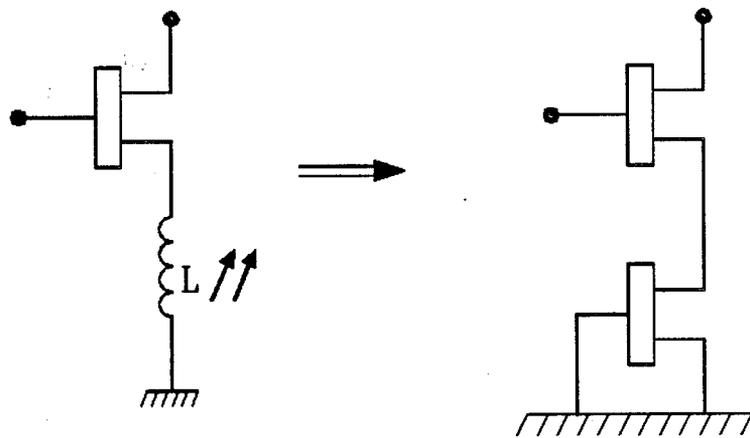


Figure I.13 : Polarisation du transistor par une charge active remplaçant une self de choc.

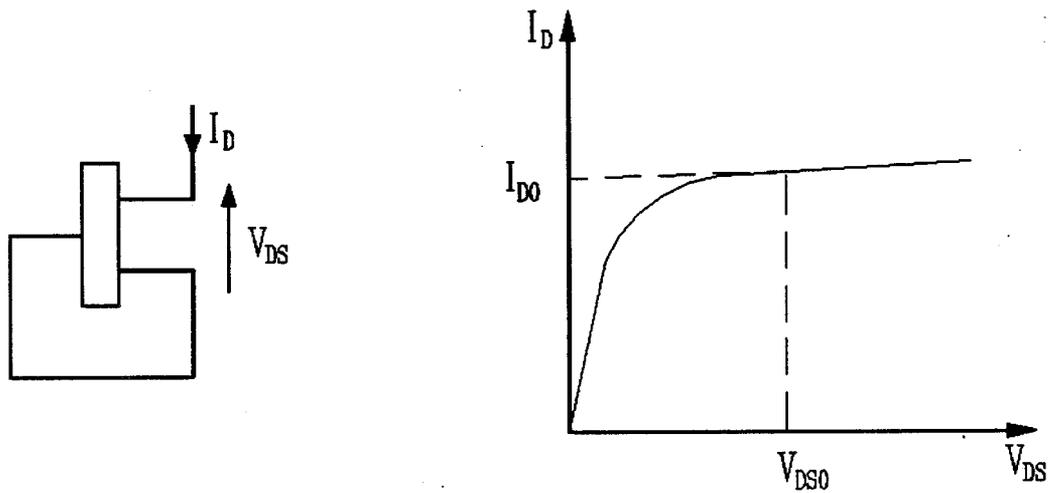


Figure I.14 : Mise en évidence de la zone de fonctionnement de la charge active sur la caractéristique $I_d = F(V_{ds})$

C_{gs} , la fréquence d'oscillation sera alors très peu dépendante de la variation de la capacité C_{gs} : la stabilité des oscillations sera ainsi améliorée.

Le transistor d'oscillation est un T.E.C. en configuration grille commune. L'inconvénient majeur de cette configuration est la faible puissance recueillie en sortie. L'adjonction d'un amplificateur s'avère donc nécessaire. En revanche, une grande bande d'accord de la fréquence peut être envisagée avec ce type de configuration.

Etant donné que nous ne disposons que d'une seule tension d'alimentation, la polarisation du transistor a été assurée en tenant compte de deux impératifs majeurs :

- le premier réside dans le fait que l'élément qui est chargé d'effectuer la polarisation doit être intégrable en monolithique sur GaAs.
- le deuxième point concerne le fait que cet élément doit présenter les mêmes caractéristiques qu'une self de choc, c'est à dire présenter une impédance très faible à fréquence nulle et très élevée à 10 GHz.

L'impossibilité d'utiliser, lors de l'intégration monolithique, une self de choc supérieure à 2 nH ayant de bonnes qualités électriques nous a amené à utiliser une charge active (figure I.13) [réf 29, 30]. Cette charge active est réalisée à l'aide d'un T.E.C T_3 , dont la grille est reliée à la source ($V_{gs} = 0$). Elle a également l'avantage d'occuper une surface beaucoup plus faible qu'une self intégrée tout en assurant les mêmes propriétés en continu et en hyperfréquence. L'évaluation des paramètres électriques s'effectue de la même manière que pour celle d'un T.E.C. On l'utilise dans la zone saturée de la caractéristique (figure I.14). Le transistor T_3 impose le courant continu dans le transistor d'oscillation T_1 . T_3 joue donc le rôle de générateur de courant, il doit être de taille plus faible que T_1 .

Comme nous ne voulons utiliser qu'une seule tension d'alimentation, la tension V_{gs} de T_1 est fixée par un pont de résistance $R_1 R_2$, branché sur l'alimentation même de l'oscillateur.

La figure I.15 montre le schéma électrique complet de la cellule "oscillateur".

Un troisième transistor T_2 polarisé par un pont $R_2 R_3$ a été intercalé entre le transistor d'oscillation et la charge active. Il permet de réduire un peu la tension V_{DS}

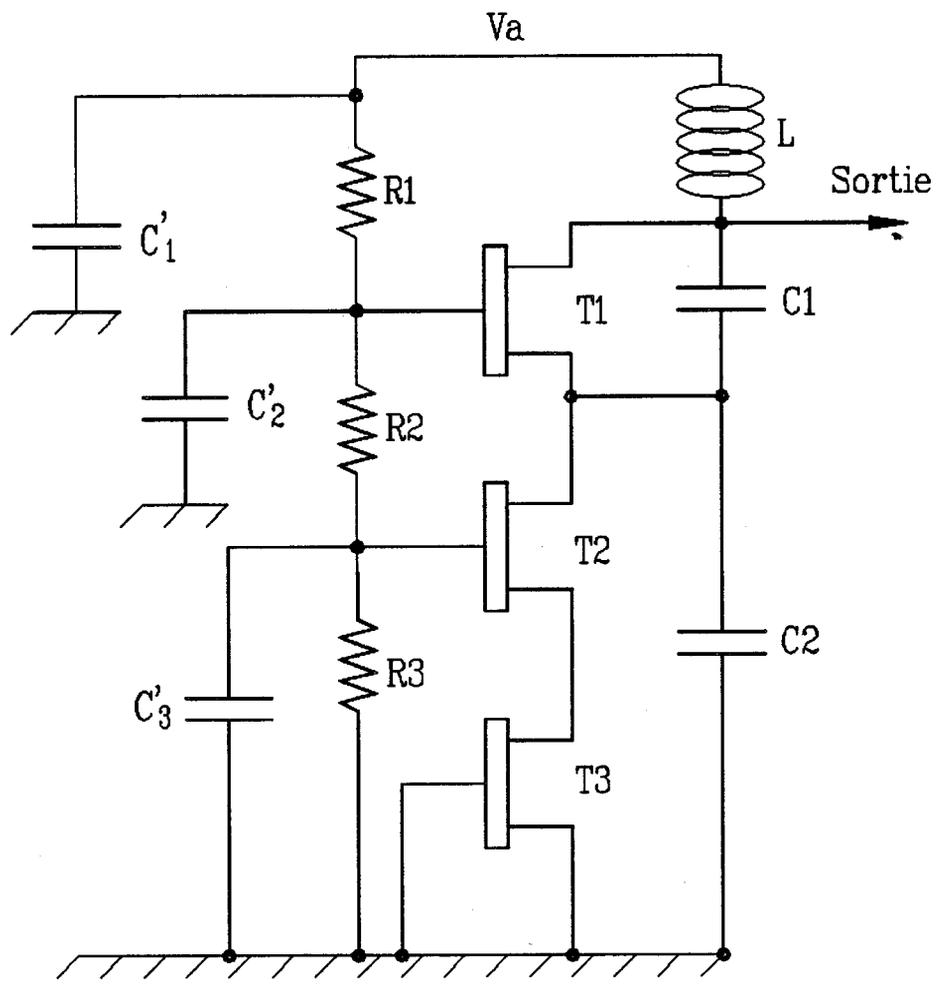


Figure I.15 : Schéma électrique de l'oscillateur.

du transistor d'oscillation. En régime dynamique, les transistors T_2 et T_3 montés en série présentent une impédance élevée. Cette impédance en parallèle sur C_2 permet de ne pas perturber le fonctionnement de l'oscillateur.

La capacité C_1 permet le découplage de l'alimentation. Les grilles des transistors T_1 et T_2 sont mises à la masse en hyperfréquence au moyen des capacités C_2 et C_3 .

Les caractéristiques principales du circuit étant fixées, le choix précis des valeurs des différents éléments (capacités, inductances, résistances de polarisation, taille des transistors) a été effectué à l'aide d'un logiciel de conception temporel Philpac de façon à obtenir les performances visées. Les valeurs numériques de ces éléments sont données sur le schéma figure I.23 et les tensions de polarisation page I.18.

1.5.2) Eléments utilisés

Le prix étant un paramètre très important dans une réalisation industrielle, nous avons opté pour un process simple et fiable. Ces conditions sont remplies par la filière D05AL de la fonderie Philips Microwave Limeil.

Cette filière est le résultat d'un mixage entre deux process existant : le D05ML [réf 31] et le D07A [réf 32] dont nous rappelons brièvement les caractéristiques essentielles.

Le process D05ML permet l'obtention de transistors de $0,5 \mu\text{m}$ de longueur dont la fréquence maximale d'utilisation est de 60 GHz, ce qui est largement suffisant pour être utilisé dans un oscillateur à 10 GHz car si l'on tient compte des impératifs de puissance et de stabilité, la fréquence maximale d'oscillation doit être au minimum d'une octave supérieure à la fréquence d'oscillation désirée, donc dépasser les 20 GHz [réf 33]

Le process D07A a l'avantage d'être simple et peu coûteux.

Ce process a été développé spécifiquement pour des circuits micro-ondes à haute densité d'intégration.

Figure I.16 : $I_d = f(V_{ds})$

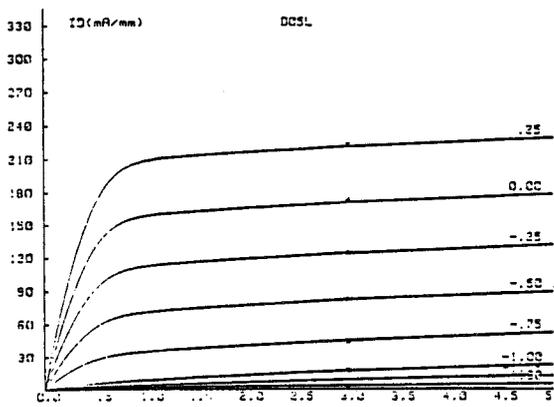


Figure I.17 : $G_m = f(V_{gs})$

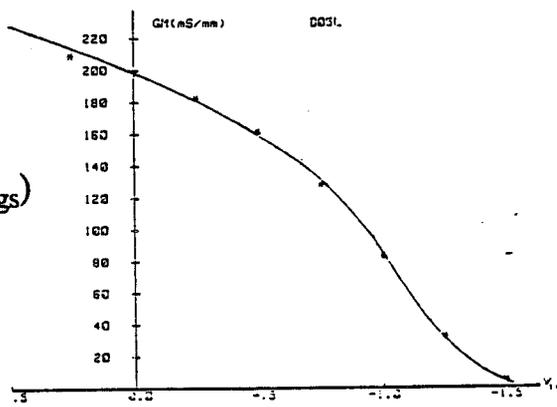


Figure I.18 : $C_{gs} = f(V_{gs})$

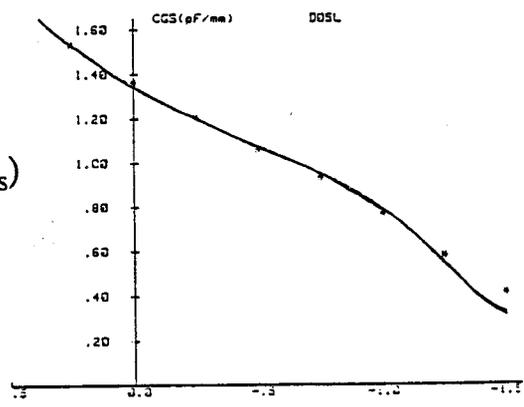
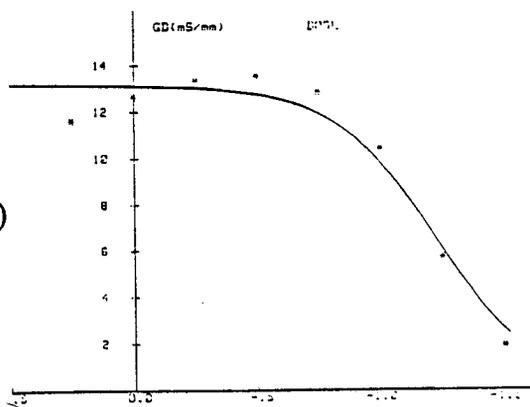


Figure I.19 : $G_d = f(V_{gs})$



Modélisation des transistors

Pour la simulation de nos circuits, nous avons utilisé des transistors MESFET GaAs de longueur de grille $0.5 \mu\text{m}$. Tous les modèles de transistors utilisés dans la simulation de nos circuits font partie de la technologie D05AL de la fonderie P.M.L. Les caractéristiques de courant drain en fonction de V_{ds} (paramètre V_{gs}), les variations de la capacité C_{gs} et la transconductance G_m en fonction de V_{gs} sont représentées sur les figures I.16, I.17, I.18 et I.19. Ces caractéristiques mesurées permettent une modélisation très fine des transistors (schéma équivalent extrinsèque) et une simulation directe de nos circuits à partir du logiciel de C.A.O. non-linéaire Philpac [réf 34].

Les paramètres de ce modèle sont :

- V_{ds} : tension Drain-Source.
- V_{gs} : tension Grille-Source.
- w : largeur de grille.
- N_{bd} : nombre de doigts de grille.

Exemple :

Pour une tension de polarisation V_{gs} de -1V à $V_{ds} = 2\text{V}$, les valeurs des paramètres du schéma équivalent extrinsèque du transistor sont :

$$\begin{aligned} G_m &= 73 \text{ mS} \times w \\ R_d &= 0.3 \Omega/w \\ R_s &= 0.3 \Omega/w \\ R_g &= 85 \Omega \times w/N_{bd}^2 \\ R_{ds} &= 81.7 \Omega/w \\ R_{gs} &= 1.95 \Omega/w \\ C_{gs} &= 686 \text{ fF} \times w \\ C_{gd} &= 163.1 \text{ fF} \times w \\ C_{ds} &= 179.6 \text{ fF} \times w \end{aligned}$$

un temps de propagation sous la grille $\tau = 2.24 \text{ ps}$

Ce schéma équivalent du transistor est directement utilisable pour la conception à l'aide du logiciel de simulation en régime non-linéaire Philpac.

Les principales caractéristiques du procédé D05AL sont :

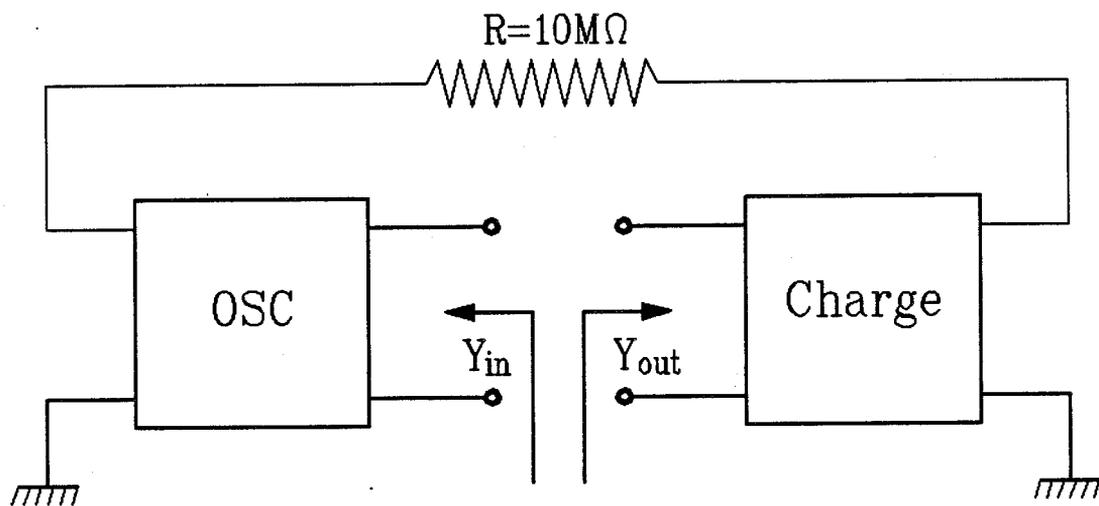


Figure I.20 : Schéma pour la comparaison des impédances de sortie et de charge.

$V_T = - 1,4 \text{ V}$
 $I_{DSS} = 150 \text{ mA/mm}$
 Hauteur du substrat : $200 \mu\text{m}$
 Pas de pont à air ni de trous "via hole"
 3 niveaux d'interconnexion
 $F_T = 23 \text{ GHz à } I_{DSS}$

1.5.3) Optimisation du circuit

Démarrage de l'oscillateur – étude petit signal

Afin d'étudier le démarrage de l'oscillateur nous avons déterminé l'impédance à la sortie de l'oscillateur et nous avons comparé cette valeur à l'impédance de charge (50Ω). En fonctionnement réel, cette étude sera simulée de nouveau, tous les circuits composant le capteur étant alors reliés (paragraphe III.3).

Le schéma du montage permettant de comparer les impédances de sortie et de charge est présenté figure I.20 .

nous avons retenu les critères d'optimisation suivants :

$$- 300 \Omega < \text{Re}(Z_{\text{osc}}) < - 100 \Omega \quad (|\rho| > 1)$$

$$\text{lorsque } \text{Im}(Z_{\text{osc}}) = 0 \quad (\text{phase nulle})$$

L'oscillateur Colpitts ayant la particularité d'associer les deux types de contre-réaction (série et parallèle), nous avons utilisé indifféremment les notions d'impédance et d'admittance.

Le système ne va osciller qu'à la condition :

$$\begin{aligned}
 &|\text{Re}(Z_{\text{osc}})| > |\text{Re}(Z_L)| \quad \text{si la résonance est de type série} \\
 \text{ou} \quad &|\text{Re}(Y_{\text{osc}})| > |\text{Re}(Y_L)| \quad \text{si la résonance est de type parallèle (réf 33)}
 \end{aligned}$$

Dans notre cas de figure, la charge est définie par :

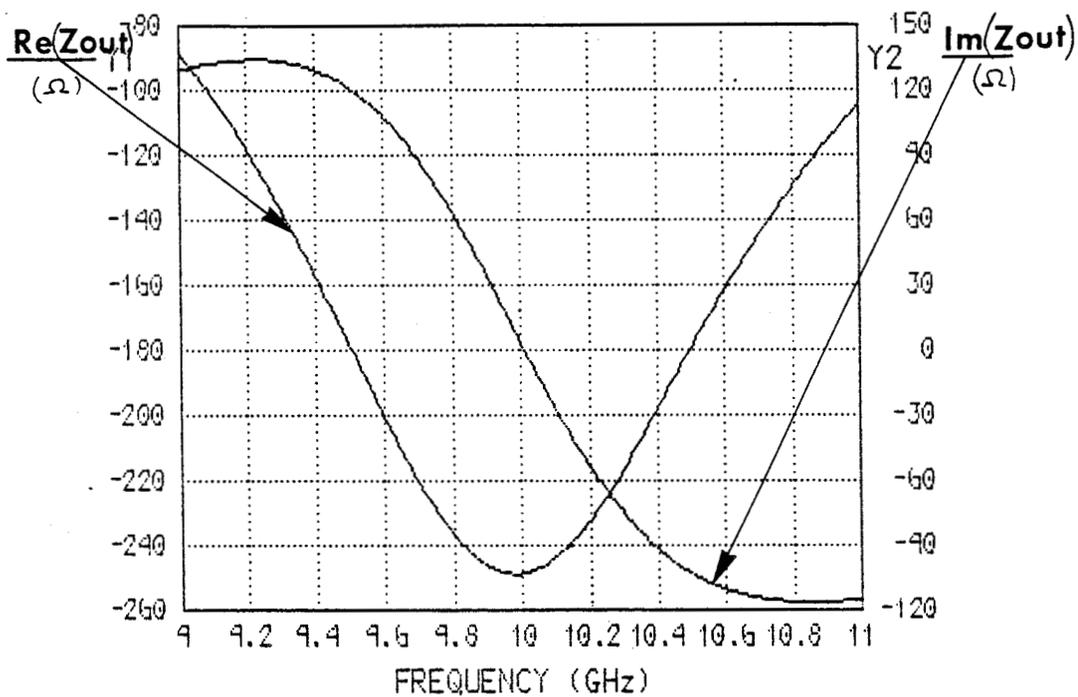


Figure I.21 : Impédance à la sortie de l'oscillateur

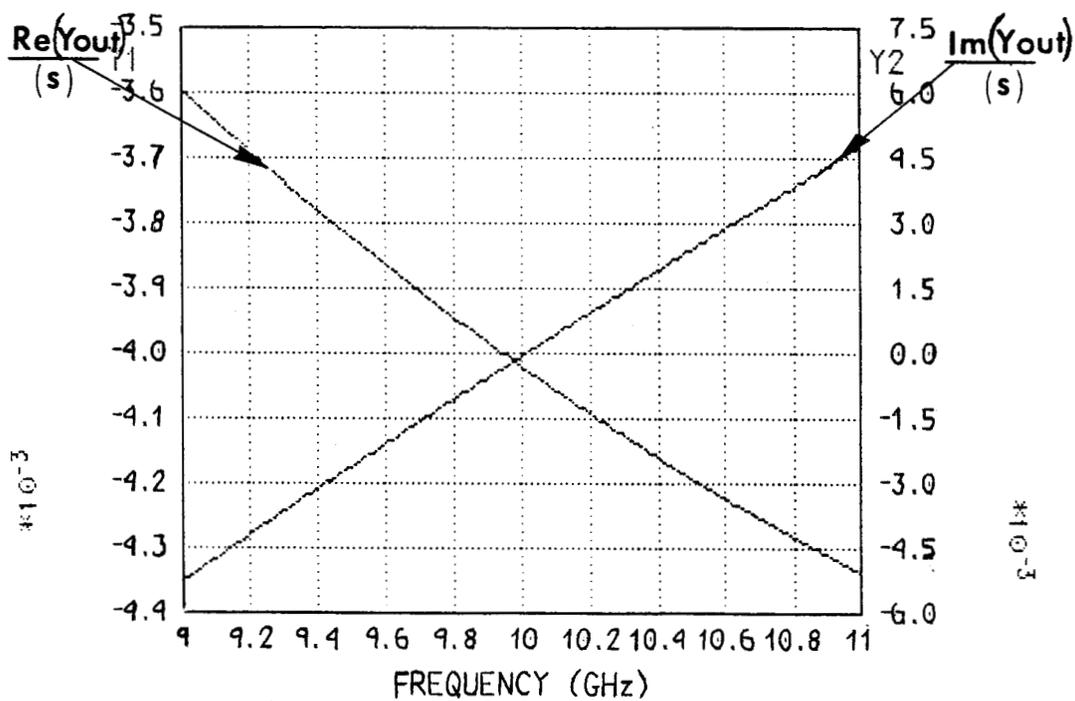


Figure I.22 : Admittance à la sortie de l'oscillateur

$$R_L = 50 \Omega \quad \Leftrightarrow \quad G_L = 20 \text{ mS}$$

Nous remarquons sur la figure I.21 que la partie réelle de l'impédance vue à la sortie de l'oscillateur est inférieure à -50Ω lorsque la fréquence varie entre 9 et 11 GHz. Il y a donc possibilité de démarrer l'oscillation dans cette plage de fréquence, en particulier lorsque la partie imaginaire passe par la valeur nulle à 10 GHz [réf 35, 36].

$$\text{Alors en régime établi, à la résonance} \quad G_G + G_L = 0 \quad [25]$$

Le même raisonnement peut être effectué avec l'admittance (Figure I.22) .

Grâce à l'analyse en linéaire, on peut optimiser rapidement les différents paramètres pour obtenir les conditions de démarrage voulues. Nous avons vérifié que ces conditions étaient respectées en plusieurs points du circuit et plus particulièrement au niveau de la grille et du drain du transistor d'oscillation. Après optimisation, une combinaison de valeurs respectant les conditions ci-dessus a été obtenue. Les valeurs optimales désirées : taille des transistors, capacités C_1 et C_2 et inductance L , sont reportées figure I.23.

Un transistor d'une largeur de $100 \mu\text{m}$ nous est apparu comme étant le meilleur compromis pour obtenir une résistance négative suffisante pour démarrer les oscillations et obtenir la fréquence désirée (10 GHz) lorsqu'il est chargé par 50Ω . Le transistor est composé de 2 doigts de $50 \mu\text{m}$ de large de façon à minimiser les résistances d'accès.

Cette approche linéaire nous donne une indication sur les conditions de démarrage de l'oscillation et une approximation de la fréquence de résonance. Bien que le schéma équivalent du transistor soit un modèle grand signal, les non-linéarités du transistor ne sont pas prises en compte (fonctionnement petit signal).

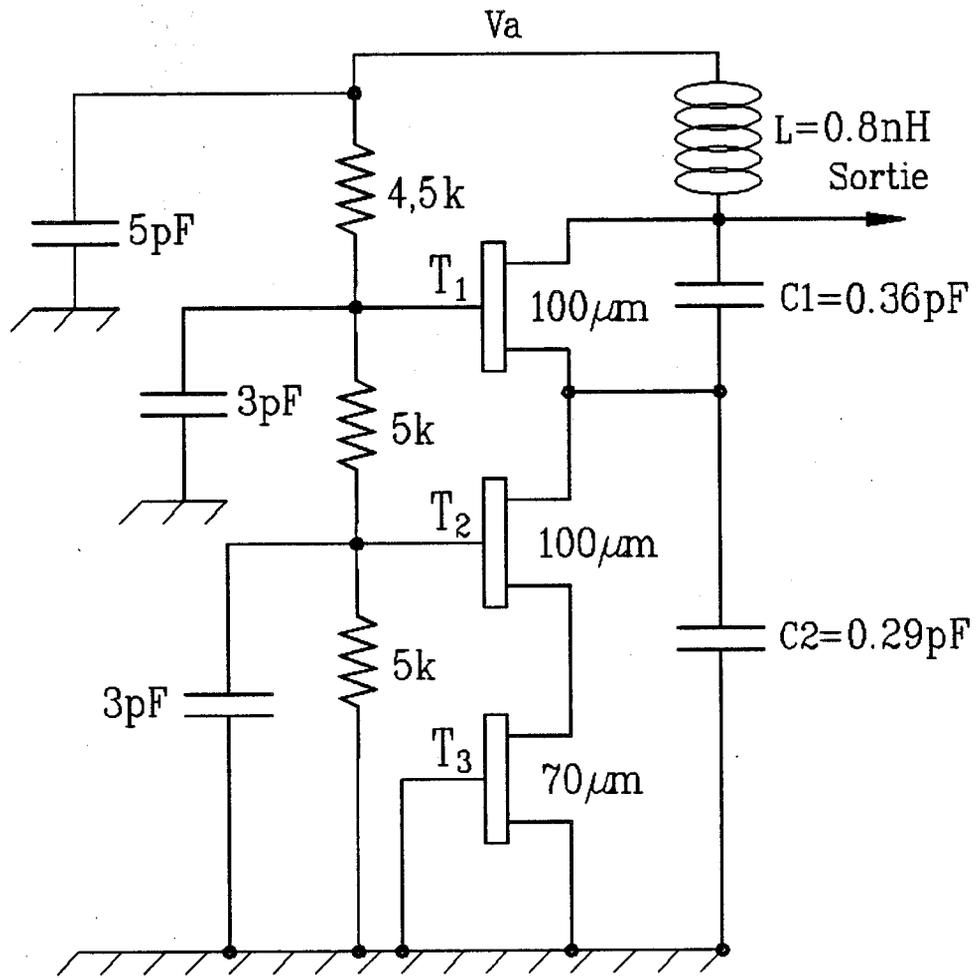


Figure I.23 : Schéma électrique de l'oscillateur

Polarisation

Comme nous l'avons décrit au paragraphe I.5.1, la polarisation de la grille est assurée par un pont de résistance R_1 , R_2 , R_3 , le courant I_d est fixé par la charge active. La taille du transistor de charge active est de $70 \mu\text{m}$.

Les résistances de polarisation ont été choisies de façon à fixer les tensions de grille des transistors T_1 et T_2 . Leurs valeurs doivent être suffisamment élevées puisque le courant de grille du MESFET est pratiquement nul, mais assez faibles pour que la constante de temps $\tau = R \cdot C_{gs}$ ne soit pas trop grande (R étant l'une des résistances du pont R_1 , R_2 , R_3).

Enfin, le choix des éléments de polarisation sera fonction des impédances de bouclage de façon à ce qu'ils n'influencent pas la valeur de la fréquence et surtout la puissance de sortie.

Le drain du transistor d'oscillation est directement relié à l'alimentation et la polarisation de la source est effectuée par deux transistors T_2 et T_3 . La tension d'alimentation est répartie de façon presque identique entre V_{ds1} , V_{ds2} et V_{ds3} .

Les polarisations des transistors T_1 , T_2 et T_3 sont fixées en fonction de la simulation, les valeurs sont données ci-dessous :

$$\begin{array}{lll} V_{gs1} = -0.15 \text{ V} & V_{gs2} = -0.2 \text{ V} & V_{gs3} = 0 \text{ V} \\ V_{ds1} = 2.5 \text{ V} & V_{ds2} = 2.8 \text{ V} & V_{ds3} = 2.7 \text{ V} \end{array}$$

Le courant de drain commun aux trois transistors vaut :

$$I_D = 12.6 \text{ mA}$$

Remarque : Cette polarisation est susceptible d'être légèrement modifiée en fonction de la simulation du circuit en régime non-linéaire.

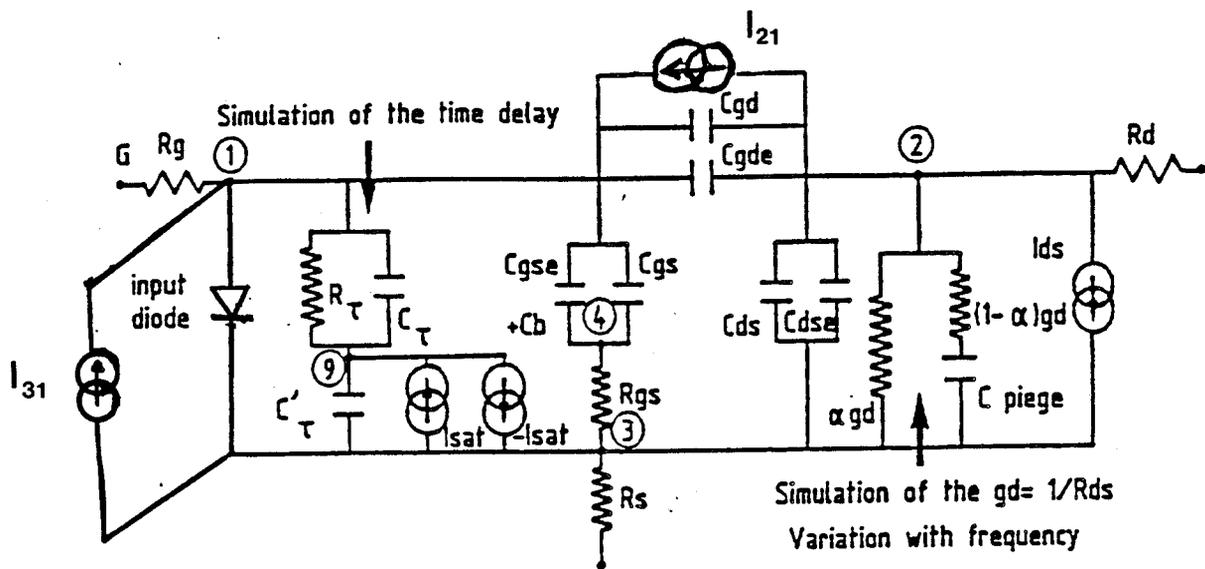


Figure I.24 : Schéma équivalent du transistor

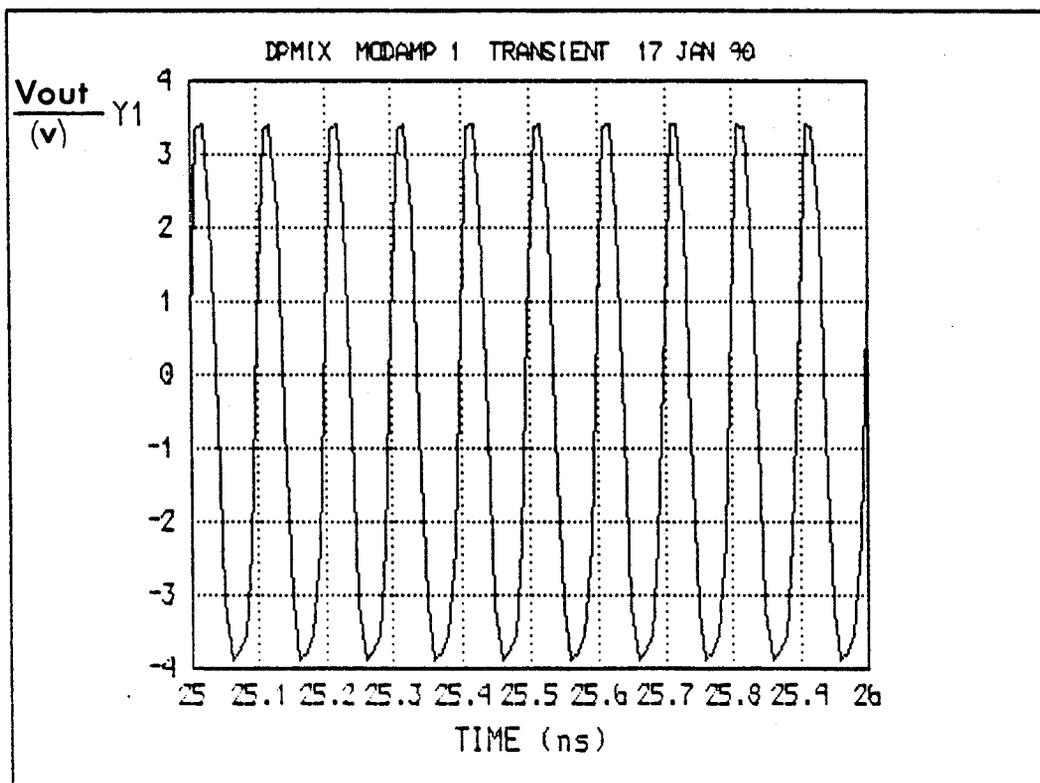


Figure I.25 : Simulation du signal de sortie de l'oscillateur

Simulation en régime non-linéaire

Si l'on veut déterminer la puissance disponible en sortie, la fréquence d'oscillation et la forme de l'onde et, par conséquent par transformée de Fourier le spectre ainsi que les harmoniques, il est indispensable d'étudier l'oscillation en régime non-linéaire.

Pour effectuer la simulation, nous avons utilisé pour le transistor le modèle de la technologie D05ML décrit figure I.24 . L'utilisation du même schéma équivalent pour les deux analyses (linéaire et non-linéaire) nous permet de nous affranchir des erreurs de passage d'un modèle à l'autre et donc de diminuer les écarts de fréquence obtenus entre la simulation linéaire et la simulation non-linéaire.

Ce schéma équivalent tient compte en particulier des non-linéarités de C_{gs} et du courant drain I_d . Les courants I_{21} et I_{31} modélisent le phénomène d'avalanche. R_T et C_T simulent le temps de retard. Les autres paramètres sont caractéristiques du fonctionnement du transistor : C_{gse} , C_{dse} et C_{gde} sont respectivement les capacités C_{gs} , C_{ds} et C_{gd} à tension nulle et sont donc indépendantes de la polarisation tout comme R_g , R_s et R_d . Les autres paramètres : g_m , C_{gs} , R_{ds} , C_{ds} , C_{gd} et τ sont fonctions de la polarisation et de la largeur du transistor.

Les valeurs de ces paramètres sont données dans le tableau suivant:

$R_g (w, Nbd)$	$85 \cdot w / Nbd$	Ω
$R_s (w)$	$0,3 / w$	Ω
$R_d (w)$	$0,3 / w$	Ω
$C_{gse} (Nbd)$	$6,3 \cdot Nbd$	fF
$C_{gde} (Nbd)$	$1,7 \cdot Nbd$	fF
$C_{dse} (Nbd)$	$2,5 \cdot Nbd$	fF

Remarque :

Afin d'accélérer le démarrage de l'oscillateur, et de gagner en temps de calcul, nous avons appliqué sur le drain du transistor une courte impulsion de courant, de

Figure I.26 : Courbes de variation d'amplitude et fréquence du signal de sortie en fonction de l'alimentation

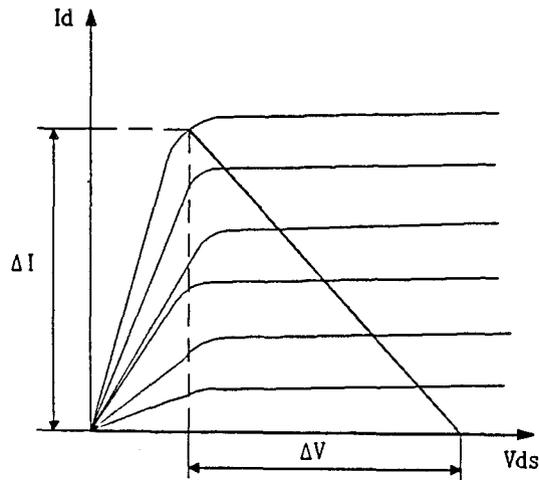
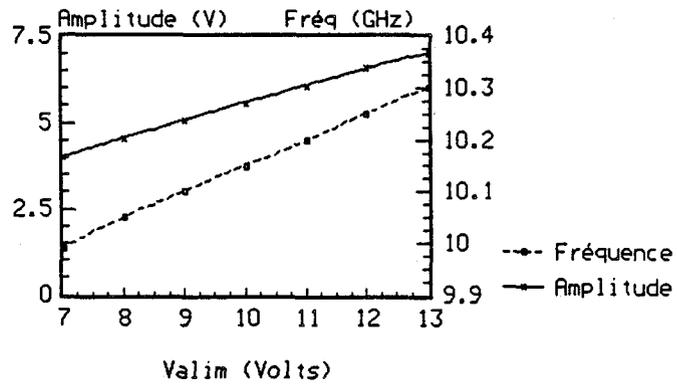


Figure I.27 : Amplitudes maximales de la tension et du courant du TEC suivant le point de polarisation.

faible amplitude pour ne pas influencer le fonctionnement de l'oscillateur. La simulation se fait sur un intervalle de temps d'environ 10 ns observé au bout d'un temps de 20 à 30 ns, ce qui permet d'observer le régime établi stabilisé en amplitude. Nous pouvons ainsi en déduire la fréquence et la puissance de l'oscillation.

Le résultat de la simulation en régime non-linéaire est donné figure I.25. Nous constatons que le signal de source oscille bien à 10 GHz.

Nous avons ensuite étudié l'effet de la polarisation sur la fréquence et sur l'amplitude des oscillations (figure I.26). Il est clairement apparu que plus la tension d'alimentation augmente et plus l'amplitude des oscillations augmente. Cependant, la puissance de sortie ne peut constamment augmenter sans risques. La puissance de saturation du TEC qui dépend du point de polarisation, de la caractéristique et de l'impédance de charge présentée va limiter la puissance de sortie (figure I.27) [réf 37].

La puissance de sortie maximale que peut fournir l'oscillateur vaut :

$$P_{\text{out}_{\text{max}}} = \frac{\Delta V}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{\Delta I}{2\sqrt{2}} \quad [26]$$

Soit dans notre cas de figure pour un transistor de $70 \mu\text{m}$ et sachant que $I_{\text{dss}} = 150 \text{ mA/mm}$, nous prendrons $\Delta V = 5 \text{ V}$:

$$P_{\text{out}_{\text{max}}} = 6,56 \text{ mW}$$

De la même façon qu'en linéaire, nous avons fait varier les principaux éléments du circuit pour connaître les limites de variations à ne pas dépasser pour qu'il y ait une oscillation stable et de puissance supérieure au mW entre 9 GHz et 11 GHz.

Figure I.28 : Courbe de variation d'amplitude et de fréquence du signal de sortie en fonction de l'inductance
 $C1=0.22 \text{ pF}$

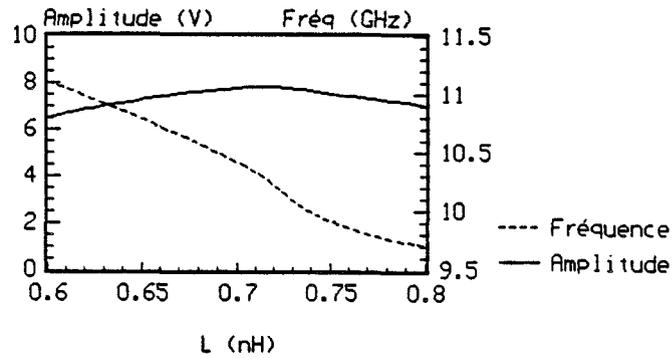


Figure I.29 : Courbes de variation d'amplitude et de fréquence du signal de sortie en fonction de la capacité
 $L=0.8 \text{ nH}$

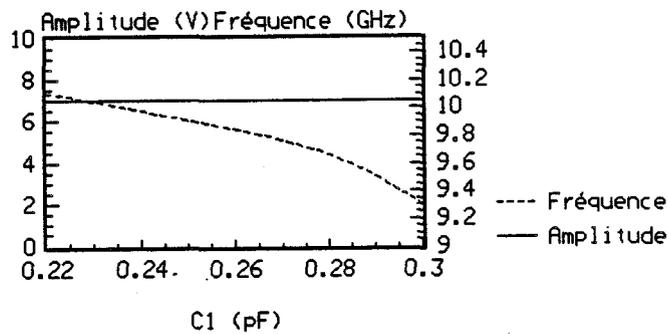


Figure I.30 : Courbes de variation d'amplitude et de fréquence du signal de sortie en fonction de la capacité
 $L=0.7 \text{ nH}$

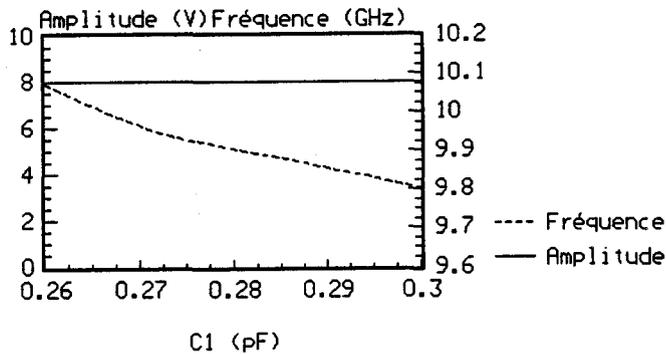
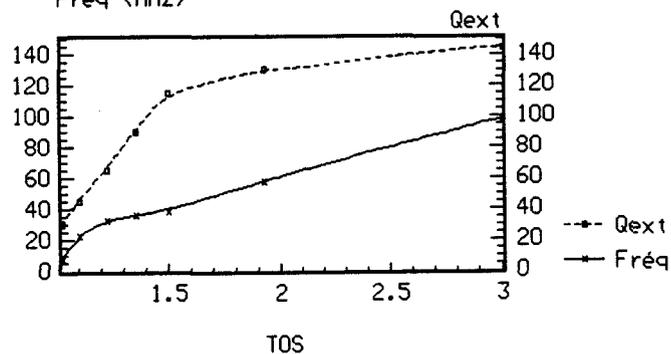


Figure I.31 : Courbe de variation de fréquence du signal de sortie en fonction de la charge. ($F_{osc}=10 \text{ GHz}$)
 Fréq (MHz)



Les courbes de variation de fréquence et d'amplitude du signal de sortie en fonction de l'inductance sont présentées figure I.28. La puissance est quasiment constante alors que la fréquence diminue.

Les courbes de variation du signal de sortie en fonction de la capacité C_1 (C_2 est fixée par $C_2 = C_1 - C_{gs}$) pour deux valeurs d'inductance sont données figures I.29 et I.30

La courbe de variation du signal de sortie en fonction de la charge est donnée figure I.31. Sur cette dernière courbe nous constatons une influence importante de la charge sur la fréquence (phénomène de pulling).

Conclusion

Nous avons conçu un oscillateur à l'aide d'un logiciel de simulation hyperfréquence non-linéaire temporel en utilisant comme élément actif le M.E.S.F.E.T.

Le fonctionnement de notre oscillateur est à présent établi avec la bonne fréquence et une puissance suffisante. Cependant nous avons remarqué dans ce chapitre que l'influence de la charge pouvait avoir des conséquences non négligeables sur les oscillations. Dans les applications que nous envisageons, la charge qui imposée par l'antenne 10 GHz, peut varier en fonction de la partie réelle de l'impédance de cette antenne, ce qui diminue l'amplitude des oscillations, ou en fonction de la partie imaginaire de cette même impédance et va donc changer la valeur de la fréquence.

Pour nous affranchir de cette variation de charge (ou diminuer le facteur de pulling) nous allons intercaler un nouvel élément amplificateur-buffer entre l'oscillateur et la charge. Ce buffer va adapter la charge à l'oscillateur et amplifier la puissance de sortie transmise à la charge.

Nous allons dans le paragraphe suivant étudier cet étage buffer et l'associer à l'oscillateur.

II) LE BUFFER

Introduction

Dans les applications que nous envisageons, la charge de l'oscillateur est une antenne d'émission-réception dont l'impédance peut varier dans des proportions non-négligeables.

De ce fait, il est indispensable que l'oscillateur présente un facteur de pulling le plus faible possible : il nous a semblé judicieux de lui adjoindre un étage tampon ou buffer.

Dans ce paragraphe, nous allons étudier et simuler 2 buffers différents, le premier étant à étage unique, le second est constitué de 2 étages en série afin de mieux isoler la charge de l'oscillateur. Nous avons ensuite comparé les performances de chacun d'eux lorsqu'ils sont associés à l'oscillateur.

II.1) Rôle

Pour assurer le bon fonctionnement d'un oscillateur, il est important dans sa conception de lui ajouter un étage adaptateur afin de transmettre le maximum de puissance à la charge.

Le simple fait de changer l'impédance de charge modifie les conditions d'oscillations (parties réelle et imaginaire). L'amplitude des oscillations décroît et l'oscillateur risque à la limite de ne plus générer de signal hyperfréquence.

Il peut d'autre part exister des signaux parasites interférant par l'intermédiaire de l'antenne sur la fréquence d'émission du radar. Si l'oscillateur ne possède pas d'étage tampon, des fréquences parasites proches de celles de l'oscillateur risquent d'imposer une fréquence autre que la propre fréquence d'oscillation. Cette propriété est utilisée pour stabiliser un oscillateur [réf 38, 39].

Un amplificateur Buffer va donc permettre de s'affranchir des variations de charges, d'augmenter la puissance transmise à la charge et d'obtenir un Q_{ext} (facteur de qualité externe) de l'oscillateur élevé.

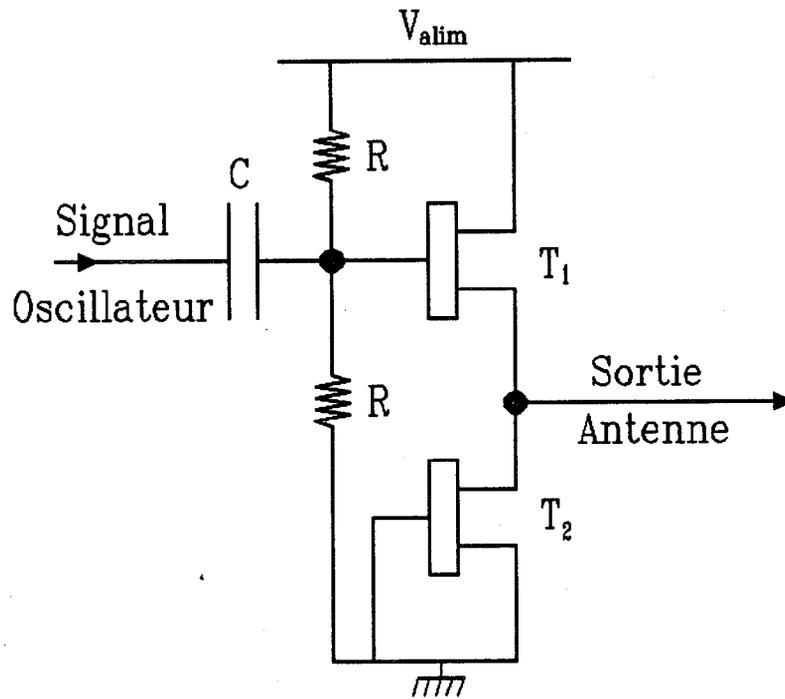


Figure I.32 : Schéma électrique
du buffer simple étage

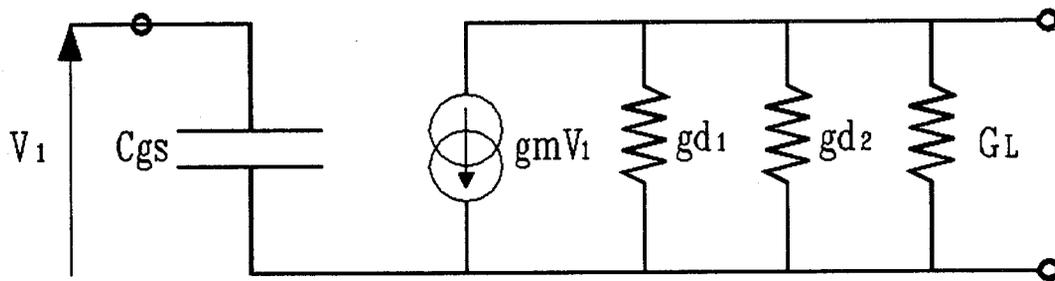


Figure I.33 : Schéma équivalent petit signal
montage à deux transistors

II.2) Réalisation du Buffer.

II.2.1) *Simple étage.*

Le schéma électrique du buffer à étage unique est donné figure I.32 . Comme dans le cas de l'oscillateur, la charge active constituée par le transistor T_2 de taille inférieure à celle de T_1 fournit le courant drain-source du transistor T_1 . Cette structure a l'avantage d'être simple à mettre en oeuvre puisqu'elle ne fait intervenir que deux transistors alors qu'une structure classique nécessite des adaptations en entrée et en sortie à l'aide d'éléments passifs tels que capacité et inductance occupant une surface importante sur le circuit.

Dans ce schéma, compte-tenu de la tension d'alimentation unique disponible, nous avons polarisé le transistor d'amplification T_1 par un pont de résistances R .

Le signal provenant de l'oscillateur est appliqué directement sur la grille de ce transistor via une capacité de liaison C . Le signal amplifié est recueilli sur la source de ce même transistor.

Le schéma équivalent simplifié des deux transistors T_1 et T_2 montés en série est donné figure I.33.

La polarisation des transistors du buffer est donnée ci-dessous. La tension d'alimentation est répartie de façon quasi identique entre T_1 et T_2 .

Polarisation

$$V_{gs1} = -0,225 \text{ V} \qquad V_{ds1} = 3,78 \text{ V} \qquad I_d = 27 \text{ mA}$$

$$V_{gs2} = 0 \qquad V_{ds2} = 4,22 \text{ V}$$

Etude petit signal.

Une étude en petit signal nous a permis de déterminer les valeurs optimales de C_1 et de L pour que les conditions d'oscillations à la sortie du buffer soient respectées. Les valeurs obtenues sont :

$$T_2 : 150 \mu\text{m} \text{ (2 doigts)}$$

Figure I.34 : Admittances vues à la sortie de l'oscillateur et à l'entrée du buffer chargé par 50 Ohms.

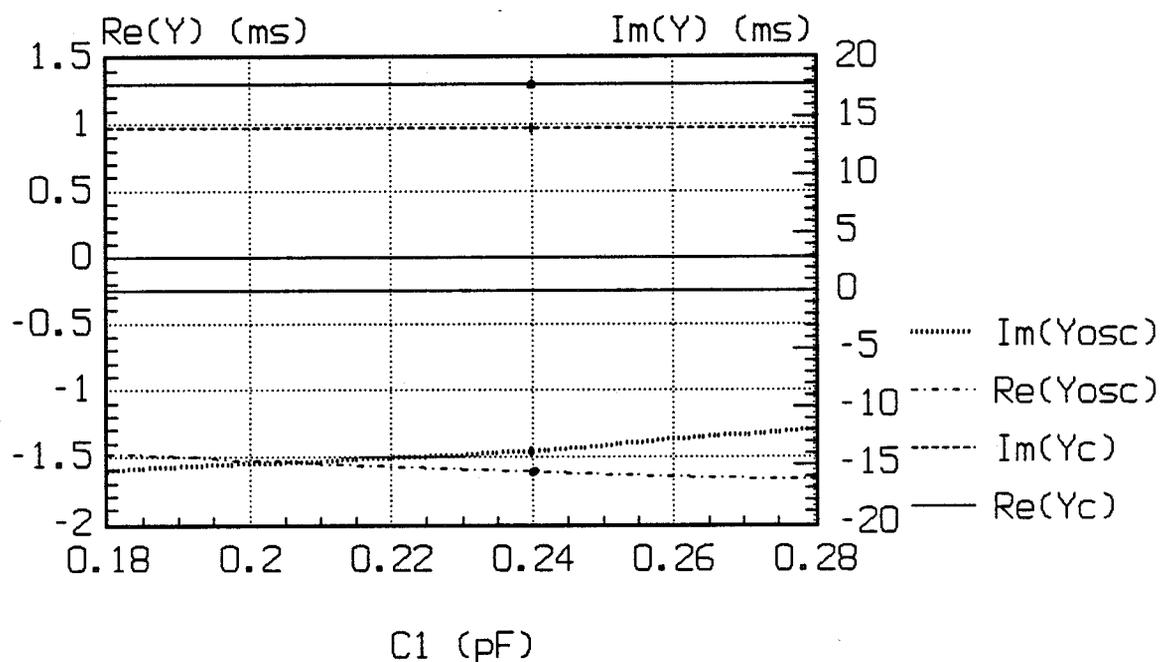
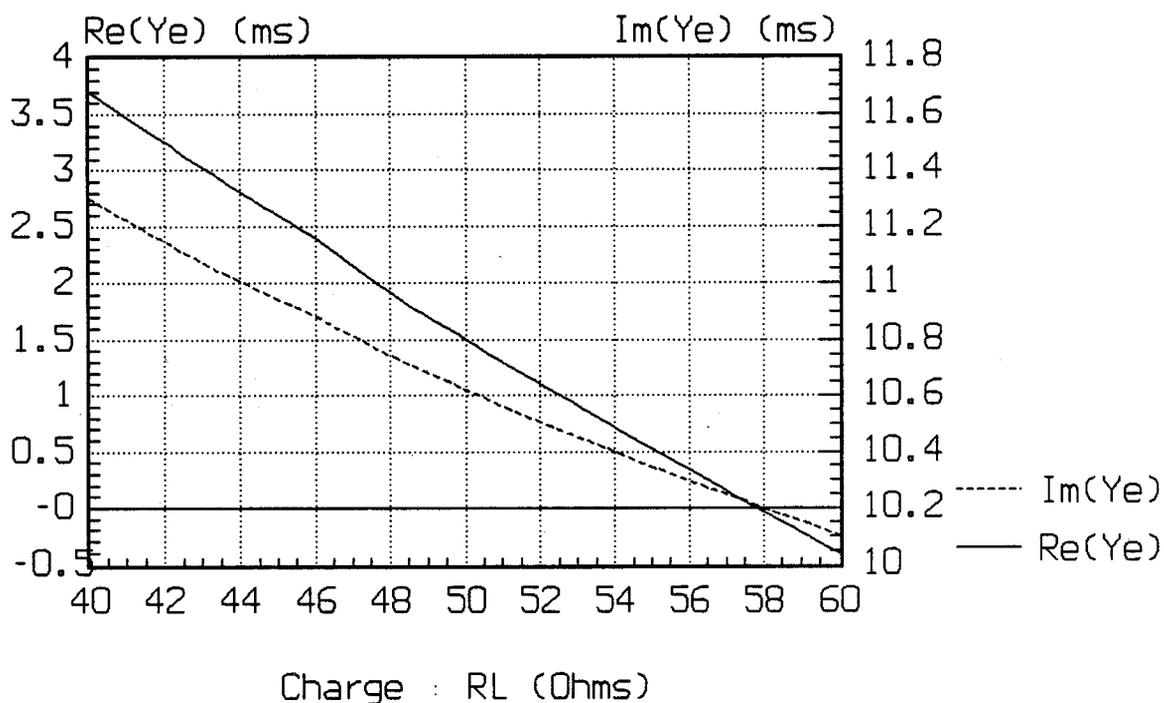


Figure I.35 : Admittance à l'entrée du buffer en fonction de la charge



T_1 : 200 μm (4 doigts)

$L = 0,8 \text{ nH}$

$C_1 = 0,22 \text{ pF}$

Les transistors sont définis par un modèle identique à celui utilisé lors de la conception de l'oscillateur (§ I.5.2).

Etude des conditions de démarrage de l'oscillation en fonction de C_1 .

Pour cette étude, nous avons repris le schéma de principe de la figure I.20 du paragraphe I.5.3. La figure I.34 nous donne l'évolution des admittances vues à la sortie de l'oscillateur et à l'entrée du buffer chargé par 50 Ω . La valeur de C_1 pour que la condition de démarrage des oscillations, soit respectée vaut :

$$C_1 = 0,24 \text{ pF} \quad \text{lorsque} \quad L = 0,8 \text{ nH}$$

Le fait que la conductance de charge vue à l'entrée du buffer soit plus faible que celle de l'oscillateur ($|-1,6| > |1,3|$) constitue un avantage puisque la réserve de conductance négative n'est pas diminuée par cette charge. Nous nous sommes assurés cependant que le buffer seul ne pouvait pas osciller sur une charge de 50 Ω . Pour cela, nous avons tracé figure I.35, l'évolution de l'admittance vue à l'entrée du buffer en fonction de la charge. Nous constatons que le buffer ne présente aucun risque d'auto-oscillation à 10 GHz puisque $Y_{\text{charge}} > Y_{\text{buffer}} > 0$.

Optimisation

Le choix de la structure optimale pour transférer le maximum de puissance à la charge sans atténuer le signal de l'oscillateur a été réalisé à l'aide du logiciel de C.A.O. temporel des laboratoires d'électroniques PHILIPS. Cette analyse du circuit en régime non-linéaire a également pour but de déterminer la fréquence de l'oscillation en régime établi. Après quelques essais, la taille et le nombre de doigts des transistors T_1 et T_2 ont été fixés. Pour obtenir un meilleur signal en sortie du

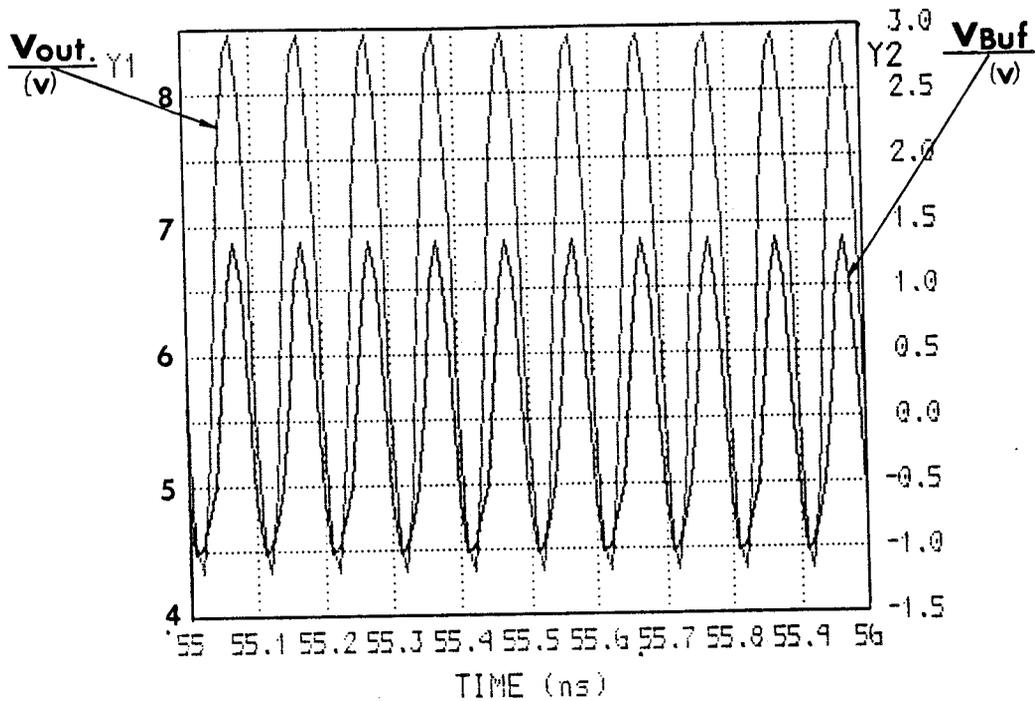


Figure I.36 : Tensions de sortie de l'oscillateur et du buffer

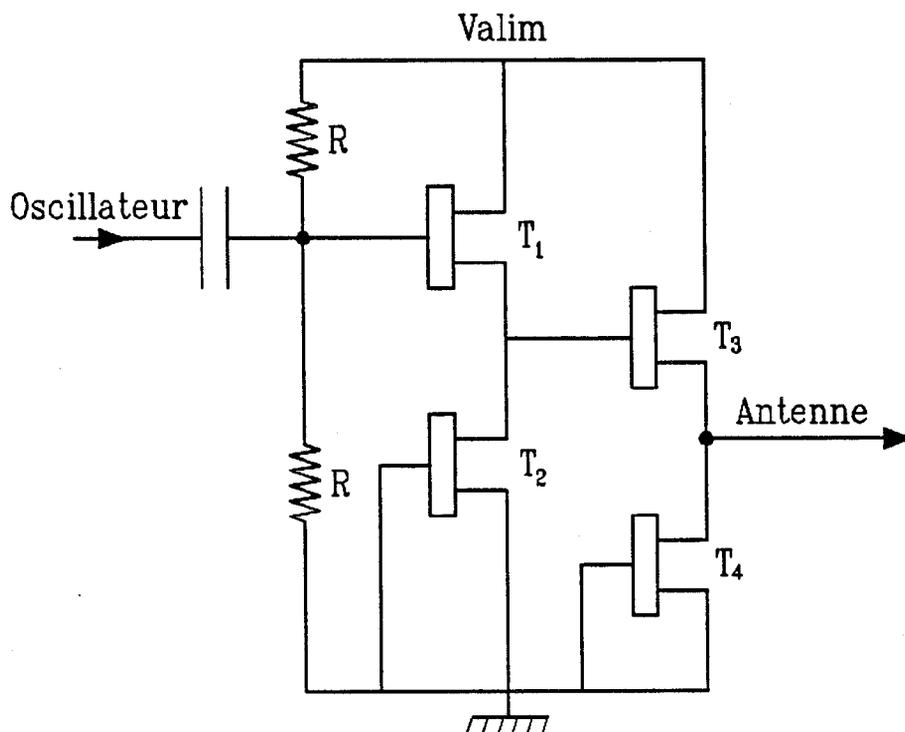


Figure I.37 : Buffer à double étage

buffer, un ajustement de la taille du transistor de l'oscillateur ainsi que l'inductance et les capacités C_1 et C_2 a été rendu nécessaire.

Les valeurs des différents éléments sont donnés ci-dessous :

$$C_1 = 0.32 \text{ pF}$$

$$L = 0.75 \text{ nH}$$

Largeur du transistor d'oscillation : $w = 70 \mu\text{m}$

Analyse en régime non linéaire.

L'étude du circuit en régime non linéaire a été réalisée sur un temps allant de 55 ns à 56 ns (figure I.36). Nous constatons que la tension de sortie du buffer (V_{BUF}) est environ 3dB plus faible que la tension de sortie de l'oscillateur. La fréquence de l'oscillation est de 10 GHz avec une puissance de l'ordre de 13,2 mW, soit environ 11,2 dBm. L'évaluation de la tension de sortie du buffer ne présente aucune distorsion. Les polarisations de l'oscillateur et du buffer ne seront donc pas modifiées.

II.2.2) Double étage

Dans le but d'améliorer davantage l'indépendance de l'oscillateur (fréquence et amplitude) vis à vis de la charge, nous avons entrepris l'étude d'un double étage buffer placé entre l'oscillateur et la charge.

L'inconvénient d'utiliser un double étage buffer provient du fait que l'on perd au minimum 3 dB en amplitude à chaque étage. Le choix de la largeur des transistors est donc plus important dans le cas du double étage buffer que dans le cas d'un étage simple afin de ne pas diminuer davantage l'amplitude du signal de sortie.

Polarisation

La figure I.37 montre le schéma électrique complet du buffer à double étage.

Figure I.38 : Admittances vues vers l'oscillateur et vers la charge (C1=0.36 pF)

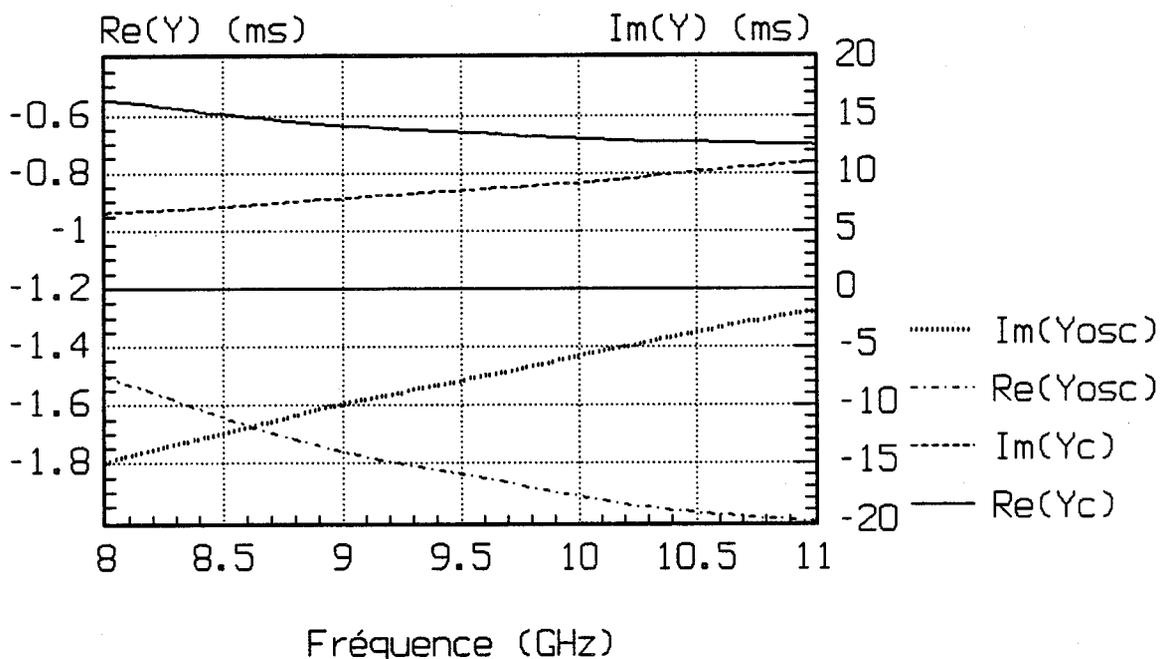
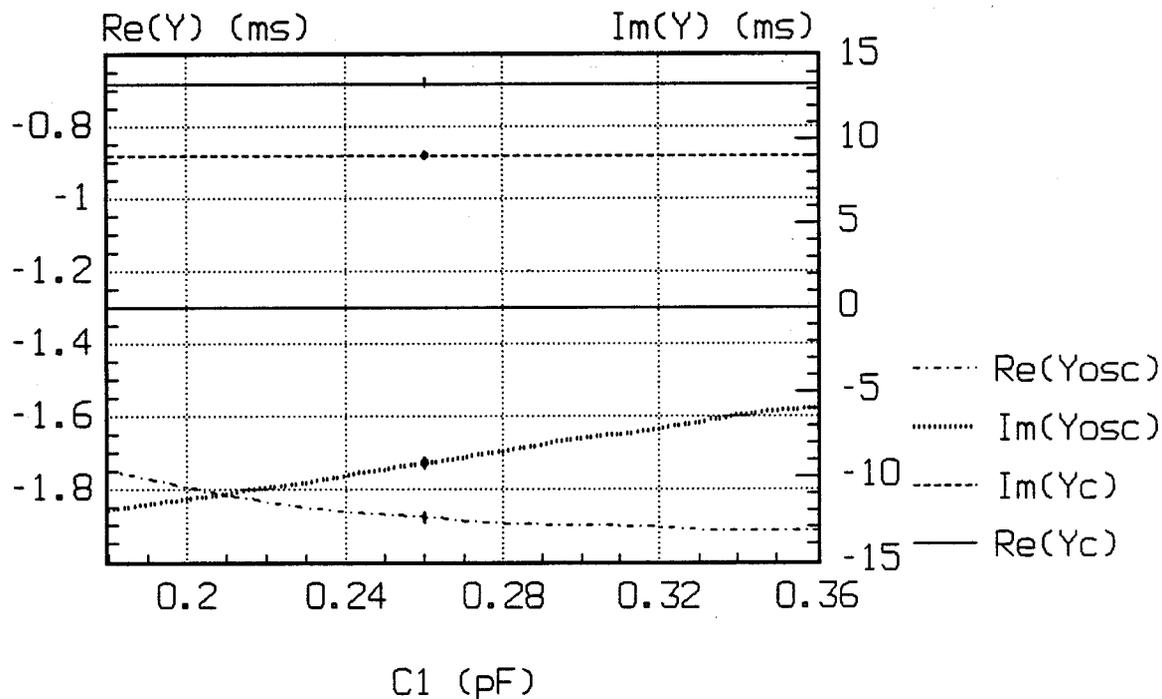


Figure I.39 : Conditions de démarrage de l'oscillateur (F=10 GHz)



Comme dans le cas du buffer simple étage, la tension d'alimentation est répartie également entre chaque transistor. La polarisation obtenue est la suivante :

$$\begin{array}{lll}
 V_{gs1} = -0,3 \text{ V} & V_{ds1} = 3,7 \text{ V} & I_{d1} = 18 \text{ mA} \\
 V_{gs2} = 0 \text{ V} & V_{ds2} = 4,3 \text{ V} & I_{d2} = 27 \text{ mA} \\
 V_{gs3} = -0,22 \text{ V} & V_{ds3} = 3,5 \text{ V} & \\
 V_{gs4} = 0 \text{ V} & V_{ds4} = 4,5 \text{ V} &
 \end{array}$$

Etude petit signal

L'étude petit signal (figure I.38) montre que la réserve de conductance négative est plus importante dans le cas présent puisque la courbe de variation de la conductance vue à l'entrée du buffer chargé par 50Ω entre 8 GHz et 11 GHz est cette fois-ci négative ($-0,6 \text{ mS}$). C'est mieux pour l'oscillateur en tant que charge car il n'y a pas de diminution de la réserve de conductance négative mais il peut y avoir un risque d'oscillation du buffer sur une fréquence parasite. Nous nous sommes donc assurés en régime non-linéaire que le buffer à double étage seul chargé par 50Ω n'oscillait pas et nous avons vérifié que l'oscillateur ne créait pas des fréquences d'oscillation autres que celle générée par son propre circuit.

Les valeurs de L et C_1 pour établir les conditions de démarrage sont déduites de la figure I.39. Y_{out} est l'admittance vue à la sortie du second étage buffer.

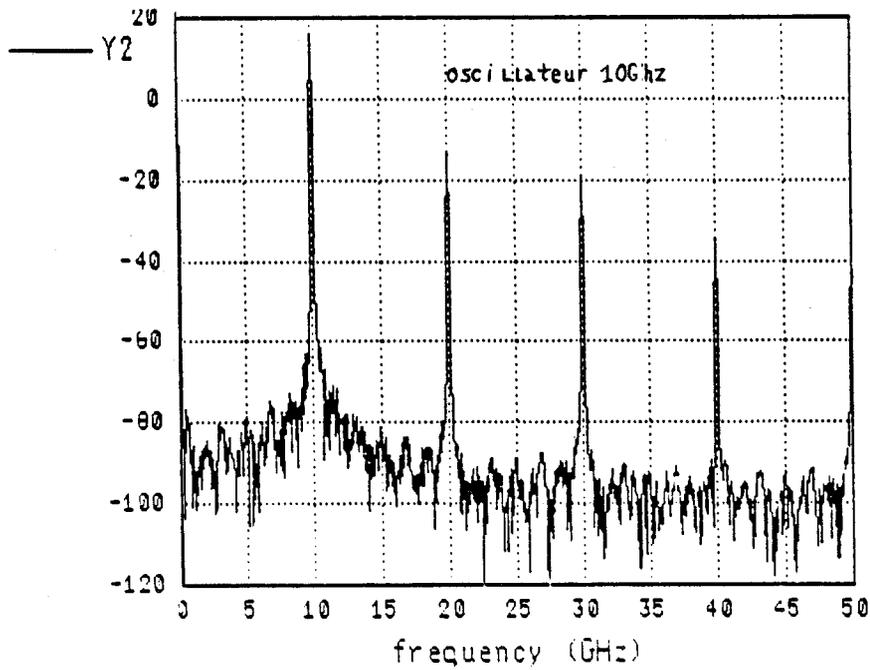
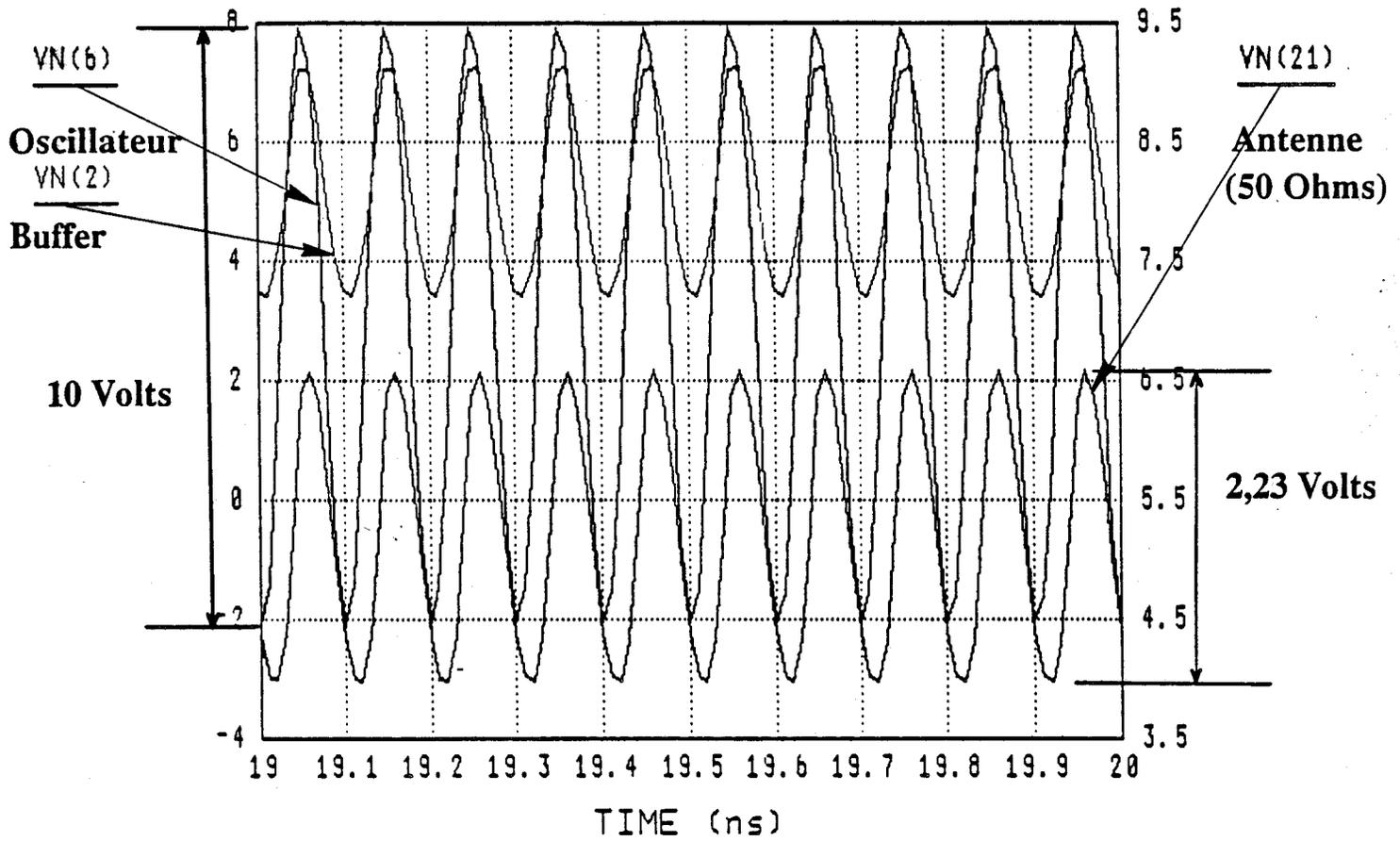
Les valeurs de C_1 et L lorsque $\text{Im}(Y_{out}) = 0$, $G_{osc} = -1,9 \text{ mS}$ sont :

$$C_1 = 0,26 \text{ pF}$$

$$L = 0,73 \text{ nH}$$

Résultats de simulation

Figure I.40 : tensions de sortie en différents endroits du circuit.



Puissance : $P = 11$ dBm

$F_{osc} = 10$ GHz

Etude grand signal

Une fois la fréquence d'oscillation déterminée à partir de l'analyse petit signal, nous avons remarqué que l'amplitude maximale de l'oscillation n'est pas atteinte pour les transistors choisis et que la fréquence d'oscillation n'est pas égale à 10 GHz.

Ceci provient du fait que des non-linéarités viennent s'ajouter dans la simulation en non-linéaire par rapport au linéaire et contribuent à déformer ou diminuer le signal d'oscillation.

Les largeurs des transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 ont donc été choisies en fonction des résultats de la simulation en non-linéaire.

T_1 : 150 μm (2 doigts)

T_2 : 100 μm (4 doigts)

T_3 : 200 μm (4 doigts)

T_4 : 150 μm (2 doigts)

L'évolution de la tension de sortie de l'oscillateur et sur la charge de 50 Ω est donnée figure I.40. L'amplitude des oscillations est environ de 2,23 V à la sortie du buffer, ce qui permet de transmettre à la charge une puissance :

$$P = 12,4 \text{ mW} \quad (\text{soit environ } 10,9 \text{ dBm}) \quad \text{à } 10 \text{ GHz}$$

II.3) Association des buffers à l'oscillateurSensibilité à la variation de la charge.

Pour les deux buffers étudiés, nous nous sommes intéressés aux variations de la fréquence délivrée par l'oscillateur en fonction de la charge.

Figure I.41 : Courbe de pulling du signal de sortie (Buffer simple)
 $F_{osc}=10$ GHz

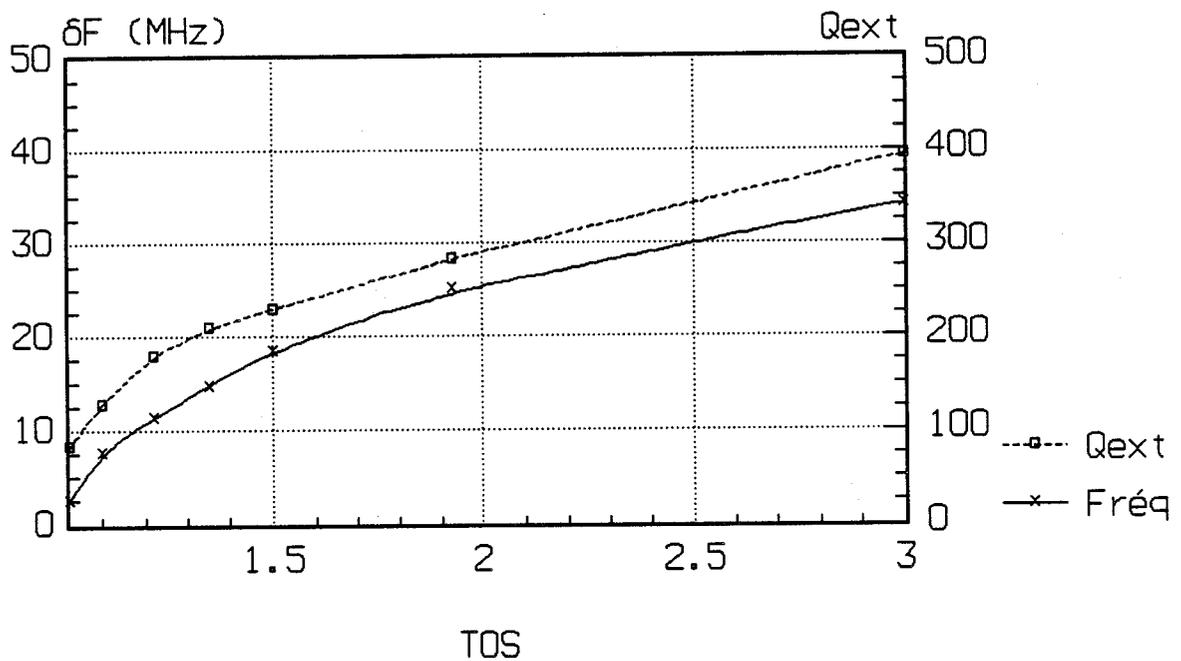
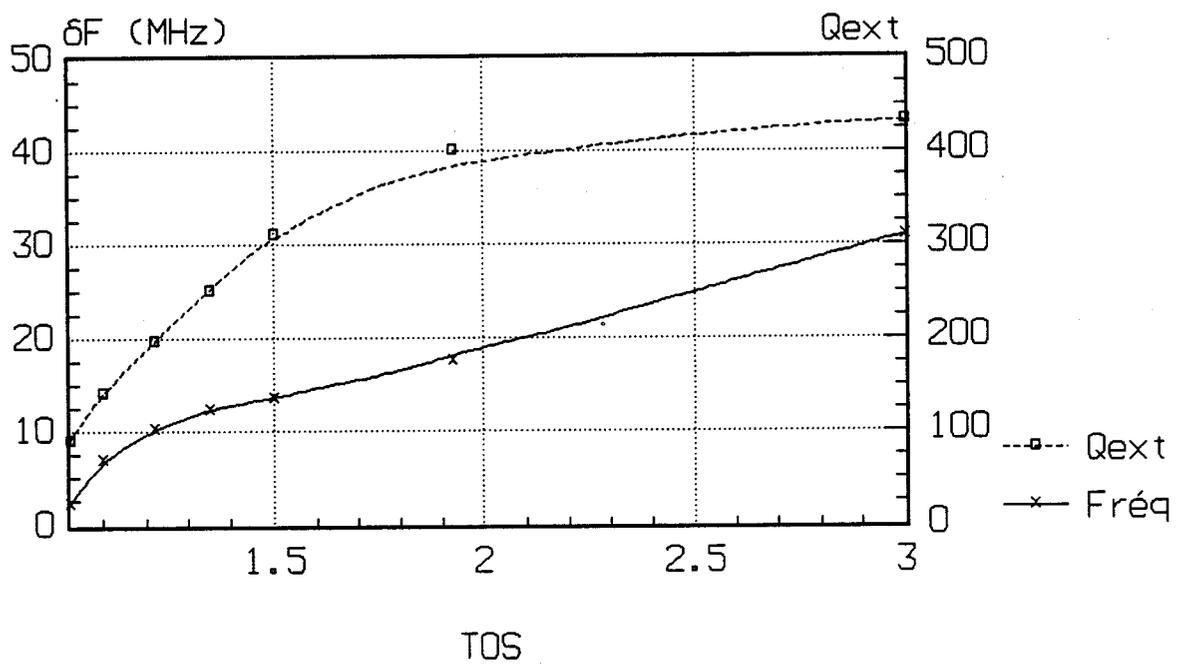


Figure I.42 : Courbe du pulling du signal de sortie (buffer double)
 $F_{osc}=10$ GHz



En faisant varier un élément de la charge à la fois (résistance ou capacité), nous observons l'évolution de la fréquence lorsque les conditions de démarrage sont remplies. Nous avons fixé comme limites :

$$1 < \text{TOS} < 2 \quad \text{pour une fréquence comprise entre 9 GHz et 11 GHz}$$

Nous avons tracé comme dans le cas de l'oscillateur seul, l'évolution du facteur de pulling ou Q_{ext} en fonction de la charge. Les résultats sont présentés figures I.41 et I.42. Pour effectuer cette étude, nous avons séparé la partie oscillateur du buffer associé à la charge. Plusieurs étapes ont été nécessaires pour obtenir la valeur du pulling en simulation :

1°) Nous avons relevé en analyse petit signal, la courbe de la variation de la partie imaginaire de l'admittance vue à la sortie de l'oscillateur en fonction de la fréquence : $\Delta b = f(\text{Fréquence})$ pour F variant de 9 à 11 GHz (figure I.43). On en déduit la pente de la courbe $\alpha = \frac{\Delta b}{\Delta F}$.

2°) On relève la variation de la susceptance Δb vue à l'entrée du buffer en fonction de la charge dont l'amplitude et la phase varient (figure I.44). La variation de la charge doit être faible pour rester linéaire : $0,01 < |\rho| < 0,2$

Connaissant pour une charge donnée la variation de $\Im m(Y_{\text{out}}) = \Delta b$, on en déduit la dérive de fréquence correspondante à l'aide de l'équation : $\Delta F = \frac{\Delta b}{\alpha}$ avec $|\rho|$ fixé.

Nous pouvons conclure d'après ces courbes que l'influence de la charge sur la fréquence d'oscillation est plus faible dans le cas d'un double étage buffer que dans le cas du buffer simple mais que dans les deux cas, la fluctuation de fréquence obtenue avec un buffer associé à l'oscillateur est beaucoup moins importante qu'avec l'oscillateur seul (voir paragraphe I.5.3).

Influence des éléments parasites

Pour que les résultats obtenus en simulation soient les plus proches de ceux obtenus pratiquement, il faut tenir compte lors de la simulation des principaux éléments parasites.

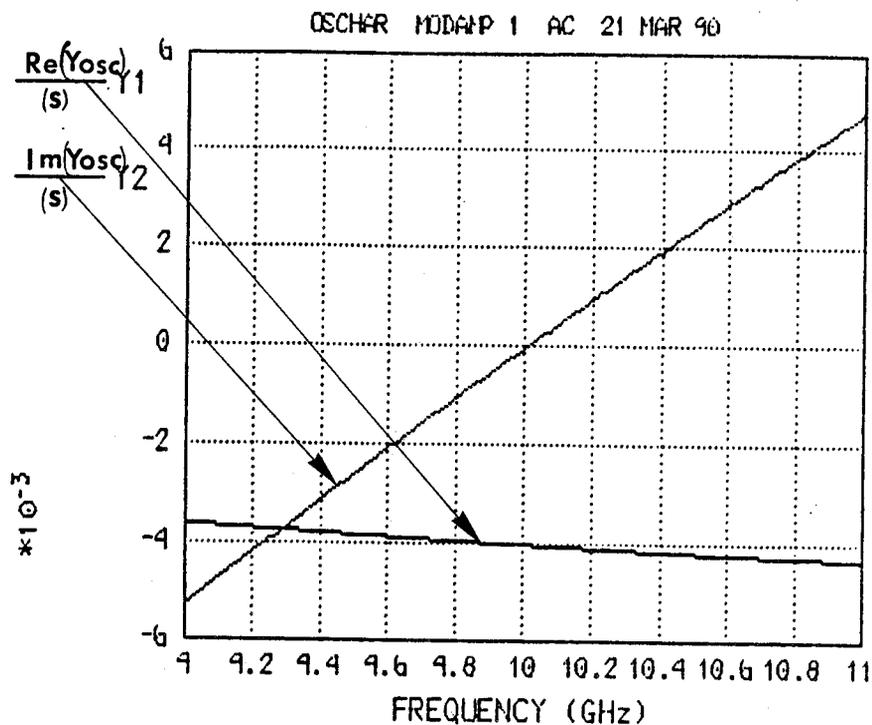


Figure I.43 : Conductance et susceptance à la sortie de l'oscillateur en fonction de la fréquence.

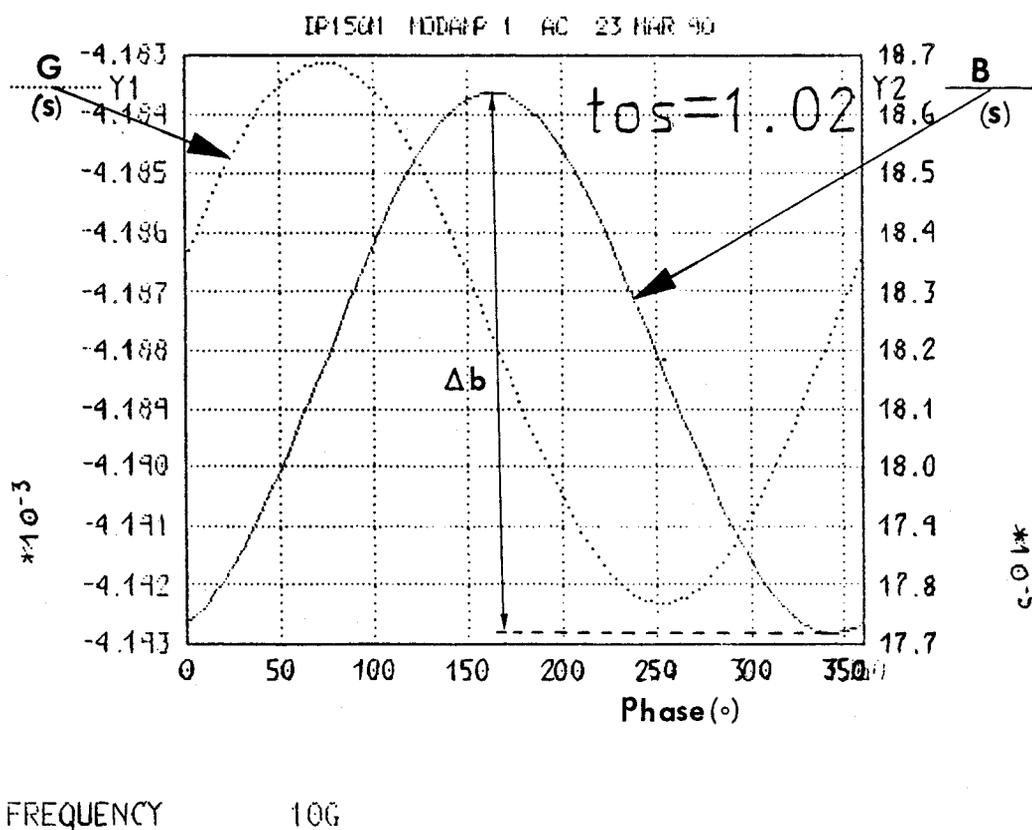


Figure I.44 : Variations de l'admittance à l'entrée du buffer en fonction de la charge.

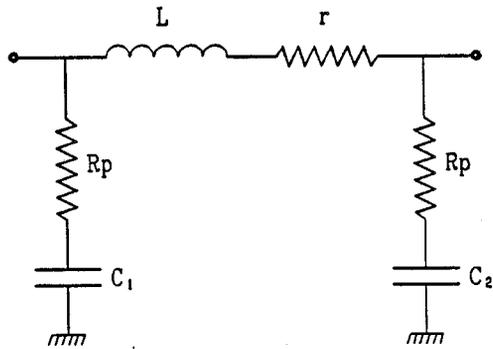


Figure I.45 : Schéma équivalent d'une inductance spirale.

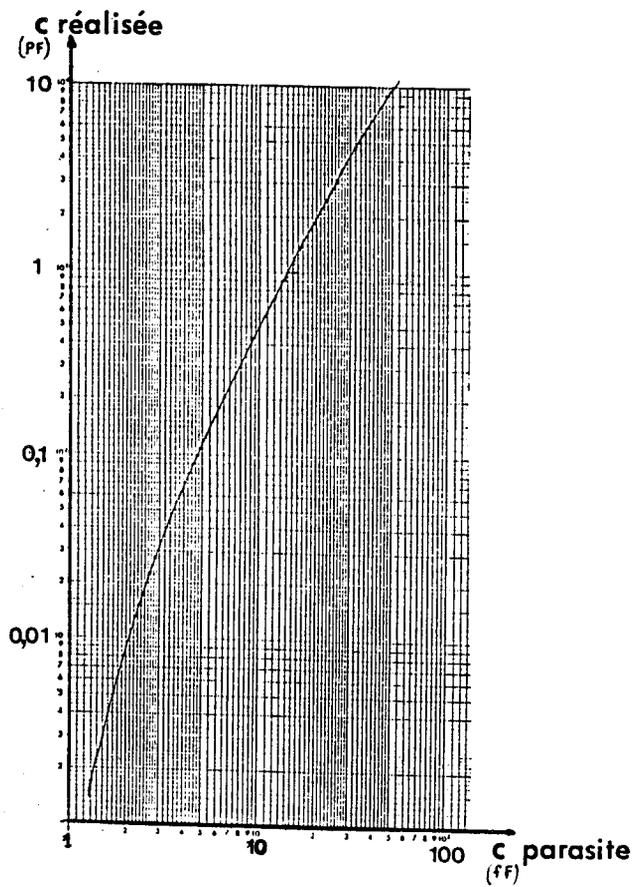


Figure I.46 : Courbe de capacités parasites

1°) L'inductance

Le schéma équivalent de l'inductance spirale utilisée est représenté figure I.45. Lorsque nous simulons le fonctionnement de l'oscillateur en régime stable, nous observons une légère diminution de l'amplitude des oscillations dans le cas où nous faisons intervenir l'inductance réelle avec ses pertes.

Exemple :

L'ordre de grandeur des éléments parasites pour une inductance de 1 nH vaut :

$$\begin{aligned} r &\approx 1,69 \, \Omega \\ C_1 &\approx 4,95 \, \text{fF} \\ C_2 &\approx 30,6 \, \text{fF} \\ R_p &\approx 47,37 \, \Omega \end{aligned}$$

2°) Capacité plots

La capacité parasite pour un transistor de largeur $w < 100 \, \mu\text{m}$ est de l'ordre de 10 fF ; pour un transistor de largeur $w > 100 \, \mu\text{m}$ elle est de l'ordre de 20 fF.

3°) Capacités parasites

Pour des capacités atteignant 1 pF, il est nécessaire de prendre en compte dans la simulation la capacité parasite proportionnelle à la surface de métallisation.

La figure I.46 nous montre la capacité parasite pour chaque valeur de capacité souhaitée.

Nous avons observé en simulation qu'en rajoutant tous ces éléments parasites que la fréquence d'oscillation avait tendance à diminuer. Nous avons compensé cette diminution en baissant un peu la valeur de l'inductance pour rattraper la fréquence 10 GHz.

Conclusion

Par cette étude nous avons montré que l'adjonction d'un étage tampon (simple ou double) permet pour notre application, de s'affranchir des variations de charge tant du point de vue fréquence qu'amplitude.

L'influence des principaux éléments parasites est suffisamment importante à 10 GHz pour être prise en compte dans la simulation.

III) LE MELANGEUR

Introduction

Dans cette partie, notre but est d'étudier et d'intégrer à l'ensemble du capteur un dispositif de mélange des signaux émis et reçus.

Le mélangeur devra être le plus simple possible tout en assurant de bonnes performances tant en ce qui concerne le gain de conversion que le rapport signal/bruit.

Nous nous proposons d'étudier deux types de mélangeur, l'un à transistor à effet de champ et l'autre à diode Schottky et d'en comparer les résultats obtenus en simulation.

III.1) Généralités sur le mélange

Rappelons quelques principes fondamentaux sur le changement de fréquence et la multiplication de fréquence.

Si à l'entrée d'un circuit non-linéaire on applique un ou plusieurs signaux, il apparaît à la sortie du circuit des harmoniques de ces signaux (multiplication de fréquence), de rangs plus ou moins élevés, ainsi que des signaux de fréquences différentes des harmoniques (mélange de fréquences) à condition que le degré de non-linéarité du circuit et (ou) le niveau des signaux d'entrée soit suffisamment important.

La notion de mélange et de multiplication de fréquence dépend donc de la non-linéarité du circuit et de l'amplitude du signal qui lui est appliqué.

III.1.1) Principe et processus du mélange de fréquences

Tout quadripôle peut être défini par sa fonction de transfert $V_s = f(V_e)$. On peut décrire cette fonction de transfert par une série polynomiale telle que :

$$V_s = \sum_0^{\infty} A_n V_e^n \quad [29]$$

A_0 est un terme continu.

$A_1 \cdot V_e$ est proportionnel au signal d'entrée de fréquence fondamentale F_0 .

$A_2 \cdot V_e^2$ est le terme quadratique (harmonique de rang 2, soit $2F_0$).

$A_n \cdot V_e^n$ donne l'harmonique de rang n , soit nF_0 .

Ainsi, plus l'amplitude de la tension d'entrée V_e augmente et plus le nombre de termes du polynôme à prendre en considération augmente. Il y aura donc apparition d'harmoniques en sortie. Ce comportement traduit le concept de grand signal.

Si maintenant deux signaux V_1 et V_2 d'amplitude élevée et de fréquence respective F_1 et F_2 sont appliqués à l'entrée du système non-linéaire, on obtient alors à la sortie de celui-ci un signal comprenant des composantes de fréquences harmoniques : nF_1 et mF_2 , et d'intermodulation : $nF_1 - mF_2$.

Grandeurs caractéristiques

Parmi les grandeurs caractéristiques permettant de rendre compte des performances d'un dispositif de mélange de fréquences, citons celles qui sont les plus importantes pour nos applications : le gain de conversion, l'intermodulation d'ordre trois, le facteur de bruit, ainsi que les isolations entre les accès OL, RF et FI.

III.1.2) Eléments actifs pour mélangeur

A partir d'éléments présentant des caractéristiques courant-tension $I = f(V)$ non-linéaires, on peut obtenir une multiplication de fréquences ou un mélange [réf 40].

Parmi les mélangeurs actifs, on trouve suivant l'utilisation :

. Les mélangeurs à diodes : dans ce cas, on utilise la caractéristique du courant en fonction de la tension directe appliquée comme loi de conversion non-linéaire (figure I.47) [réf 41].

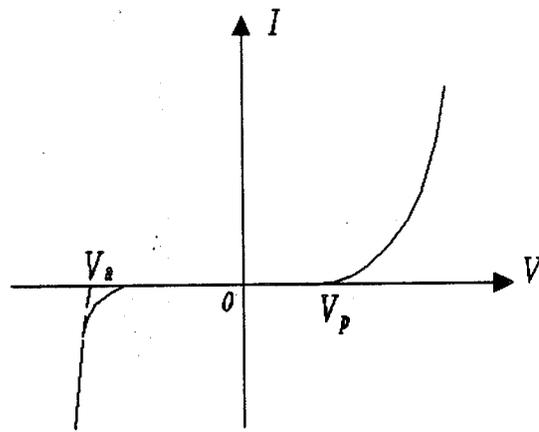


Figure I.47 : Caractéristique courant-tension de la diode pour le mélange

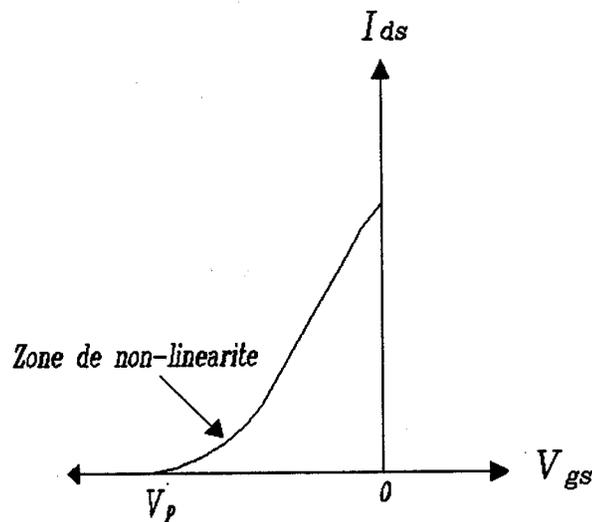


Figure I.48 : Caractéristique courant-tension d'un MESFET utilisé pour le mélange.

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] \quad [30]$$

où k est la constante de Boltzmann : $k = 1.37 \cdot 10^{-23}$ J/K, V la tension appliquée et T la température absolue.

. Les mélangeurs à transistors bipolaires : si on ne prend en compte que la diode émetteur-base, les équations du modèle sont :

$$I_c = \beta I_b$$

$$I_B = I_{B0} \left[\exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad [31]$$

où V_{be} est la tension émetteur-base et $V_T = \frac{kT}{q}$

. Les mélangeurs à transistors à effet de champ (simples ou doubles grilles) : ici, c'est la caractéristique classique du courant drain I_D en fonction de la tension appliquée à la grille qui est utilisée (Figure I.48) :

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right]^2 \quad [32]$$

où V_P est la tension de pincement du FET et I_{DSS} le courant de saturation à $V_{gs} = 0$ Volt.

Cette caractéristique est de la forme quadratique. Dans cette zone, les fréquences issues du mélange bénéficient encore d'une amplification. Cette configuration a un gain de conversion G_c important. Il s'exprime par :

$$G_c = \frac{g_1^2 \overline{R_{OL}}}{4 \omega_{RF}^2 \overline{C_{gs}^2} (R_g + R_i + R_s)} \quad [33]$$

où g_1 est la composante fondamentale à $F = F_{RF}$ de G_m , R_{OL} et C_{gs} sont respectivement les valeurs moyennes de $1/G_d$ et C_{gs} à la fréquence $F = F_{OL}$ [réf 42].

Remarquons que plus V_{GS} sera proche de la tension de pincement V_p et plus la zone non-linéaire sera intéressante [réf 43], donc le mélange s'effectuera d'autant mieux.

III.1.3) Principales configurations de mélangeurs

La plupart des dispositifs mélangeurs utilisent le plus souvent des diodes Schottky et parfois des transistors à effet de champs polarisés [réf 44, 45].

Rappelons les principaux avantages que présente la structure à FET :

- La tension drain-source est maintenue dans la zone de saturation de la caractéristique du TEC, le courant drain-source est donc pratiquement indépendant de la tension drain-source. Ainsi la puissance de sortie ne dépendra que de l'impédance de sortie et du générateur de courant I_d .

- L'impédance présentée par le TEC est principalement capacitive, par conséquent, la dissipation de puissance restera faible même si des tensions grille-source de larges amplitudes sont appliquées à l'entrée du TEC.

- Le gain de conversion est important. Il peut cependant diminuer compte tenu des éléments parasites (résistances de grille, de source, de canal).

Les ordres de grandeur des performances obtenues actuellement sont présentées dans le tableau suivant pour $P_{OL} \approx 10$ dBm [réf 46, 47] :

Type de Mélangeur	Diode Schottky	TEC GaAs polarisé	TEC bigrille
Gain de conversion	-6 à -7 DB	5 à 6 DB	7 à 8 DB
Intermodulation d'ordre 3 (IP3)	+5 dBm	+16 à 20 DB	/
P(-1 DB)	- 6 à 0dBm	+5 dBm	/

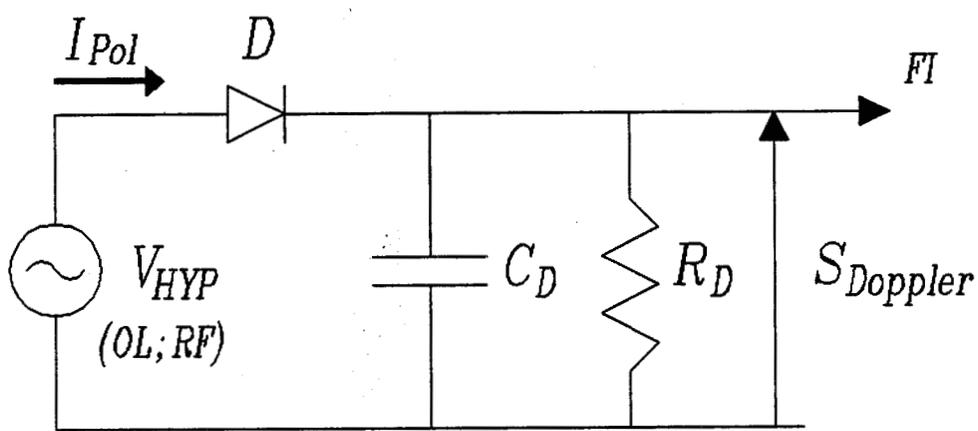


Figure I.49 : Mélangeur à diode

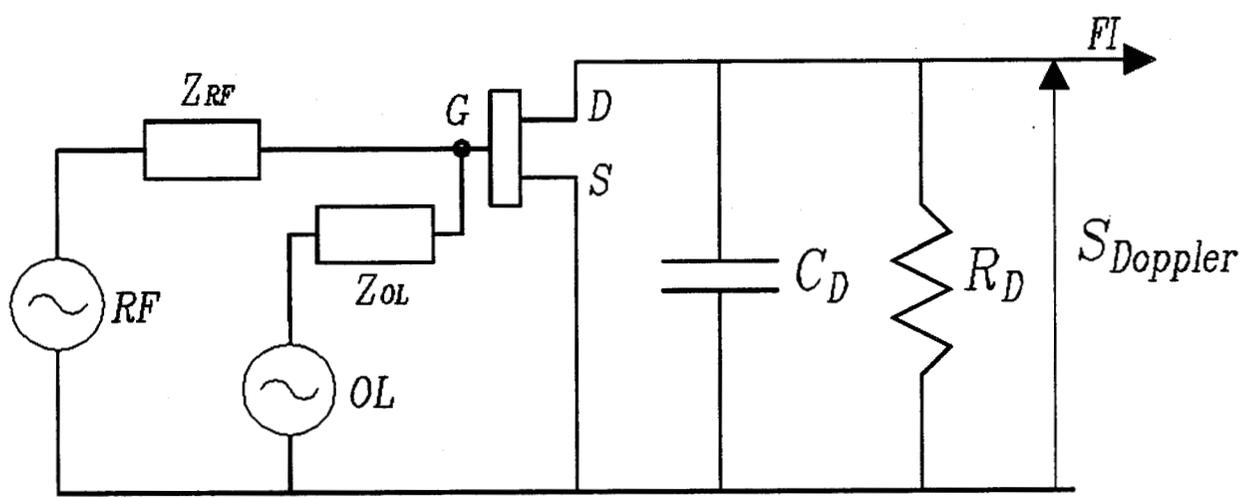


Figure I.50 : Mélangeur à F.E.T.

III.2) Conception du mélangeur

III.2.1) *Etude préliminaire*

Jusqu'à présent, les mélangeurs en place sur les cinémomètres à effet Doppler réalisés en structure hybride au laboratoire utilisaient des diodes détectrices à contact Schottky (HP 5082-2775) chargées par un condensateur de 47 pF et une résistance en parallèle de 47 k Ω [réf 48], l'ensemble constituant la cellule de détection du signal Doppler.

Dans le but d'une intégration monolithique de la tête hyperfréquence, une étude comparative de deux types de mélangeurs a été effectuée en structure hybride et des essais de fonctionnement en cinémomètre ont été réalisés au laboratoire [réf 49].

Les deux types de mélangeur étudiés sont :

- a) Le mélangeur à diode Schottky (figure I.49).
- b) Le mélangeur à transistor à effet de champ (MESFET) (figure I.50)

Nous déduisons de cette étude comparative que le mélangeur MESFET présente, pour notre application, des performances comparables à celles obtenues par un mélangeur à diode Schottky. Comme prévu, le gain de conversion est amélioré de 10 dB.

Par ailleurs, afin d'étudier le comportement réel des deux types de mélangeur, des essais qualitatifs "en situation" ont été réalisés sur un banc de simulation routier constitué d'un tapis roulant dont la vitesse de défilement est réglable et sur lequel des cailloux sont répartis de façon aléatoire. Des relevés de la fréquence Doppler visualisée sur analyseur de spectre pour chaque mélangeur sont présentés figures I.51, I.52 pour $P_{OL} = 10$ dBm respectivement pour la diode Schottky et le transistor à effet de champ, puis figures I.53 et I.54 pour $P_{OL} = 0$ dBm.

De cette étude préliminaire à l'intégration monolithique, il en résulte que le mélangeur à transistor à effet de champ donne de meilleurs résultats que celui à diode Schottky. Nous pouvons donc envisager son intégration monolithique à la tête hyperfréquence.

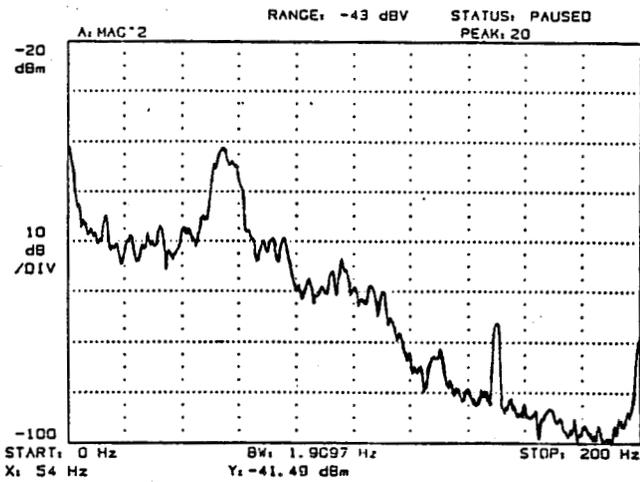


Figure I.51 : Spectre Doppler
Diode Schottky
 $P_{OL} = 10 \text{ dBm}$

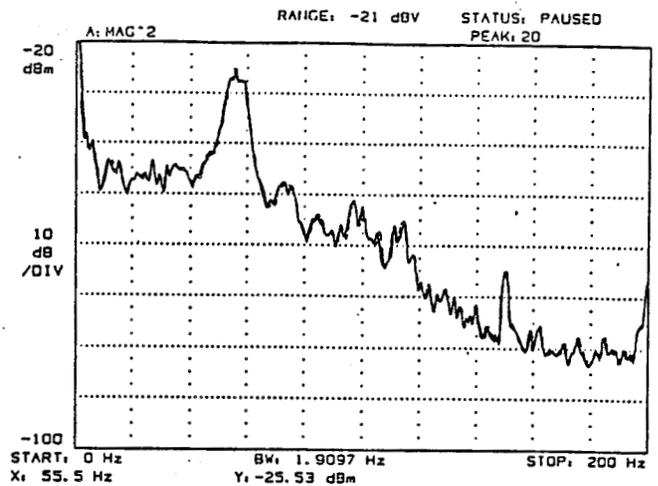


Figure I.52 : Spectre Doppler
Transistor à effet de champ
 $P_{OL} = 10 \text{ dBm}$

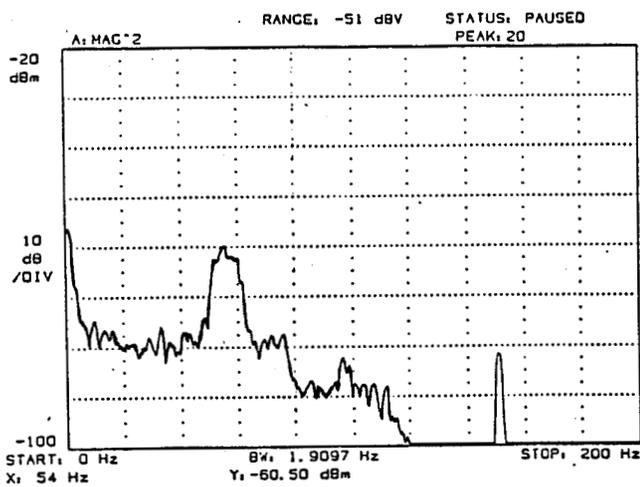


Figure I.53 : Spectre Doppler
mélangeur à diode Schottky
 $P_{OL} = 0 \text{ dBm}$

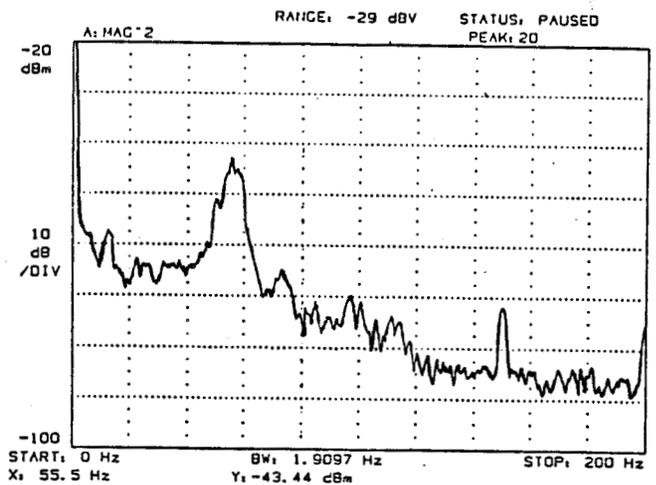


Figure I.54 : Spectre Doppler
Transistor à effet de champ
 $P_{OL} = 0 \text{ dBm}$

III.2.2) Simulation et optimisation

Nous allons à présent tester les performances du mélangeur en simulation et pour cela nous allons situer les hypothèses que nous nous sommes fixés pour débiter l'étude.

Etant donnée l'impossibilité de séparer le signal d'émission du signal rétrodiffusé, les deux signaux (RF et OL) sont injectés directement sur la même entrée du mélangeur : sur l'anode pour la diode, sur la grille pour le FET.

La fréquence utilisée pour le signal d'émission est $F_{OL} = 10$ GHz, pour le signal reçu $F_{RF} = 9.9$ GHz, d'où la fréquence Doppler $F_{FI} = F_D = 0.1$ GHz. Le fait de considérer des fréquences OL et RF voisines ne nécessite qu'une simple adaptation à la fréquence RF.

Remarque : nous avons simulé une fréquence Doppler beaucoup plus élevée qu'en réalité (normalement le rapport est de l'ordre de 10^8 : $F_D < 10$ kHz). En effet nous ne pouvons pas obtenir une simulation du signal Doppler réelle à l'aide du calculateur compte tenu des limitations de l'analyse temporelle. En prenant une fréquence Doppler de 100 MHz, le temps de calcul ne prendra que quelques minutes et la précision restera correcte. Nous prendrons un pas de calcul suffisamment faible, c'est à dire dix à vingt itérations par période pour le signal de fréquence le plus élevé, soit un pas de 10 ps pour la période de 0.1 ns (10 GHz). L'étude doit se faire sur au moins une période du signal de fréquence la plus basse soit 10 ns ($F = 100$ MHz) [réf 50].

III.2.2.1) Mélangeur à FET

Un FET métal-semiconducteur (MESFET) possède deux types de non-linéarité, l'une est la non-linéarité I_g - V_{gs} , l'autre la non-linéarité I_d - V_{gs} [réf 51]. La première non-linéarité résulte de la barrière Schottky entre la grille et la source et montre des caractéristiques analogues aux diodes à barrière Schottky. La seconde non-linéarité est causée par les effets du "Pinch-off".

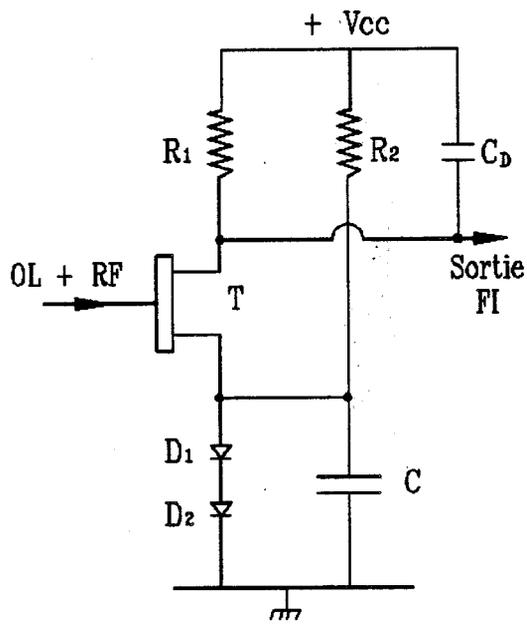


Figure 1.55 : Schéma électrique du mélangeur

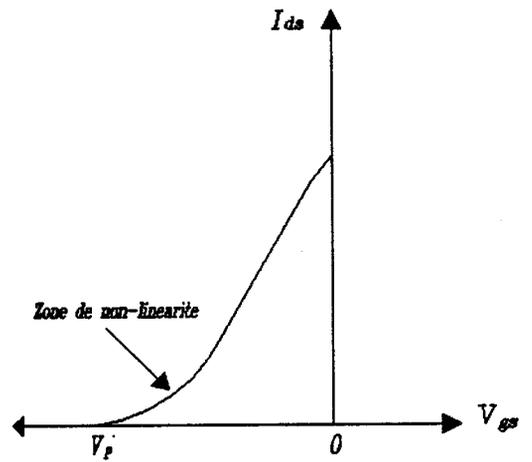


Figure 1.56 : Zone de non-linéarité pour le mélangeur à F.E.T.

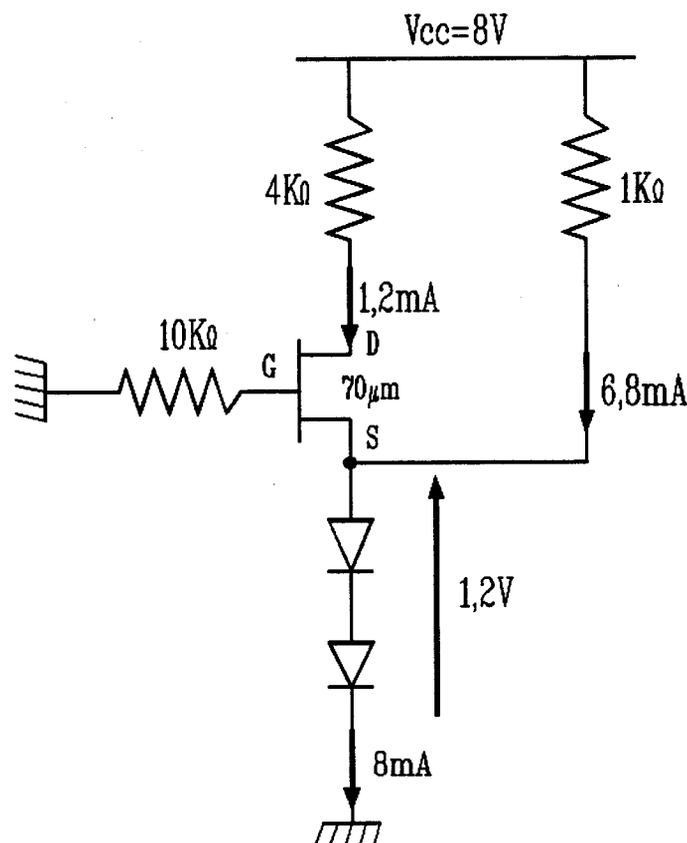


Figure 1.57 : Polarisation du mélangeur.

III.2.2.1.a) Présentation du schéma électrique

L'ensemble du schéma électrique du mélangeur à FET utilisé pour la simulation est présenté figure I.55.

III.2.2.1.b) Circuit de polarisation

La polarisation est réalisée proche du pincement c'est à dire dans la zone de non-linéarité maximale de la caractéristique $I_{DS} = F(V_{GS})$ (figure I.56), soit pour le MESFET de la technologie D05AL utilisée :

$$V_{GS} = -1,4 \text{ V}, \text{ le drain est polarisé à la tension } V_{DS} = 3 \text{ V}$$

Comme une seule alimentation est disponible, la polarisation désirée est obtenue grâce à deux diodes en série placées sur la source du transistor et polarisées en direct à l'aide d'une résistance de $1 \text{ k}\Omega$. Le courant traversant ces diodes est fixé par cette résistance : $I_{\text{diode}} = 8 \text{ mA}$. La valeur de la tension aux bornes des diodes vaut :

$$V_d = V_{d1} + V_{d2} = 1,2 \text{ V}$$

Cette tension fixe la valeur de la tension grille-source V_{gs} ($V_{gs} = -1,2 \text{ V}$) du transistor car la grille est reliée à la masse par l'intermédiaire d'une résistance R_g . La valeur de R_g doit être, d'une part suffisante pour ne pas perturber le circuit micro-onde et d'autre part la constante de temps $\tau = R_g \cdot C_{gs}$ doit être suffisamment faible. La capacité C_{gs} étant fixée par le transistor, un compromis est nécessaire sur la valeur de R_g . Nous prendrons $R_g = 10 \text{ k}\Omega$.

La tension drain-source est obtenue par la résistance de $4 \text{ k}\Omega$ reliée à l'alimentation. La chute de tension dans la résistance $R = 4 \text{ k}\Omega$ quand celle-ci est parcourue par un courant de $1,2 \text{ mA}$ est de $4,8 \text{ V} \Rightarrow V_{DS} = 2 \text{ V}$ (figure I.57).

L'élément non-linéaire est un transistor de $70 \mu\text{m}$ de largeur. La taille a été optimisée pour obtenir le maximum de signal à la sortie du filtre passe-bas. Ce transistor a une structure interdigitée de deux doigts de grille ayant chacun une largeur de $35 \mu\text{m}$ afin de réduire les résistances d'accès qui seraient susceptibles de détériorer le gain de conversion (voir la formule du Gain [33]).

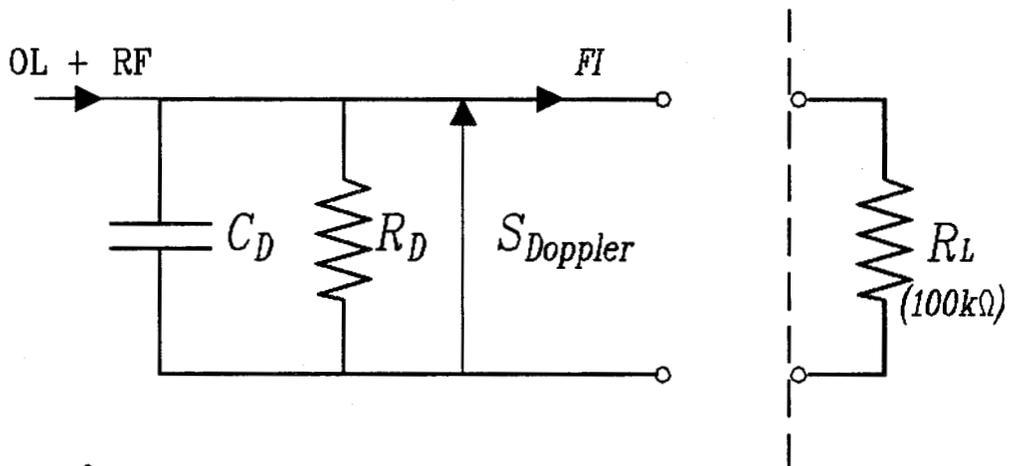


Figure I.58 : Sortie du mélangeur (filtre) chargé par l'amplificateur BF

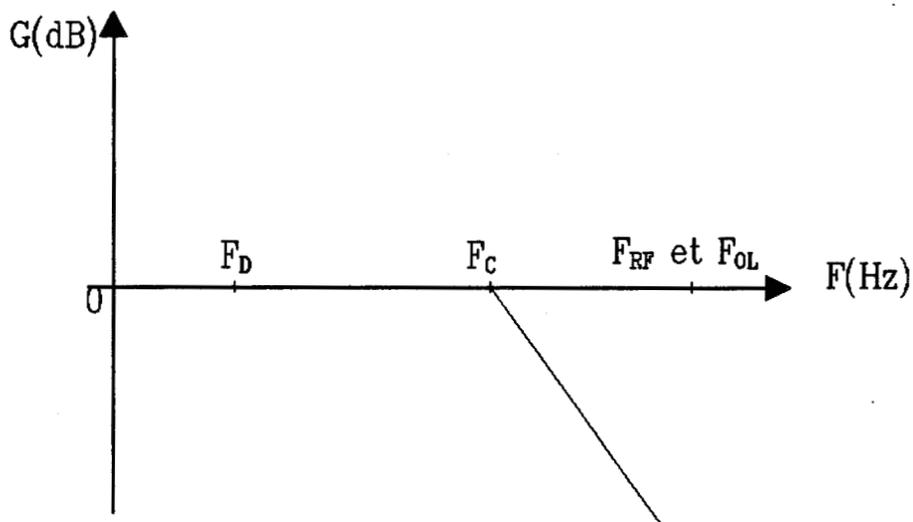


Figure I.59 : Fréquence de coupure du filtre.

Pour ce premier circuit, le signal basse fréquence est appliqué à l'entrée d'un amplificateur basse fréquence d'impédance d'entrée élevée (de l'ordre de 100 K Ω). De ce fait le filtre placé à la sortie du mélangeur et chargé par Z_e ne causera pas d'atténuation (figure I.58).

Les éléments R-C du filtre passe-bas ont été choisis pour obtenir une fréquence de coupure telle que les signaux de fréquences F_{OL} et F_{RF} soient filtrés convenablement. La condition suivante a été respectée :

$$\tau = \frac{1}{F} \gg \frac{1}{F_0} \quad [34]$$

De plus, compte tenu de la valeur de la fréquence FI utilisée pour la simulation (100 MHz), il faut respecter la condition ci-après :

$$\frac{1}{F_{Dop}} = \frac{1}{F_{FI}} \ll \tau \quad [35]$$

Nous avons donc pris :

$$\frac{1}{F_0} \ll F_c = \frac{1}{2\pi RC} = 1 \text{ GHz} \ll \frac{1}{F_D} \quad [36]$$

Ainsi, nous nous trouvons à 1 décade de la fréquence la plus élevée (signal d'émission) et à une décade de la fréquence la plus basse (signal Doppler) (figure I.59).

Ce filtre est constitué pour la simulation uniquement, d'une capacité de 0.1 pF et d'une résistance de 1,6 K Ω . Il sera remplacé ultérieurement dans la réalisation par des valeurs de R et C plus élevées.

III.2.2.1.c) Optimisation

Critères d'optimisation

Rappelons ici nos deux principaux objectifs :

- Transmettre le maximum de puissance de l'oscillateur à l'antenne afin de recueillir un signal rétrodiffusé d'amplitude suffisante.

- Renvoyer toute la puissance du signal rétrodiffusé et reçu par l'antenne vers le mélangeur.

L'optimisation des éléments de l'oscillateur (transistors, capacités, inductance) a été réalisée pour obtenir le maximum de puissance sur l'impédance vue à la sortie, c'est à dire l'impédance de l'antenne (50 Ω) en parallèle sur celle du mélangeur.

Une étude en petit signal (linéaire) de l'impédance d'entrée du mélangeur seul à la fréquence de 10 GHz nous a donné :

$$Z_{e_{mel}} = R + jX \text{ avec } \operatorname{Re}(Z_{e_{mel}}) = 32.9 \Omega$$

$$\text{et } \operatorname{Im}(Z_{e_{mel}}) = 37.08 \Omega$$

Nous remarquons que cette impédance est constituée d'une partie réelle et d'une partie imaginaire non-négligeable.

La partie réelle de l'impédance d'entrée du mélangeur joue un rôle important puisque en parallèle sur celle de l'antenne 50 ohms, nous obtenons une impédance résultante plus faible sur laquelle l'oscillateur doit fournir sa puissance.

Un bilan des puissances émises par l'oscillateur et recues par l'antenne et le mélangeur nous donne :

$$P_{osc} = P_{antenne} + P_{mélangeur} \quad [37]$$

$$\text{avec } P_{osc} = \frac{V^2}{R_{équi}} \quad [38]$$

où $R_{\text{équi}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{mél}}} + \frac{1}{R_{\text{ant}}}}$ et V est la tension efficace à la sortie de l'oscillateur.

La partie imaginaire intervient dans la puissance consommée par le mélangeur et n'est pas utilisable comme puissance utile.

$$P = \frac{V^2}{Z_{e_{\text{mél}}}} \quad [39]$$

III.2.2.1.d) Performances obtenues.

Polarisations

Rappelons les principales polarisations obtenues lors de la simulation :

$I(1 \text{ K}\Omega) = 6,8 \text{ mA}$	$V_{\text{DS}} = 2 \text{ V}$
$V(1 \text{ K}\Omega) = 6,8 \text{ V}$	$V_{\text{GS}} = -1,2 \text{ V}$
$V(4 \text{ k}\Omega) = 4,8 \text{ V}$	$I_{\text{D}} = 1,2 \text{ mA}$
$I_{\text{DIODE}} = 8 \text{ mA}$	$V_{\text{ALIM}} = 8 \text{ V}$

Les deux signaux (OL et RF) injectés directement sur la grille sont mélangés au niveau de la non-linéarité de la caractéristique d'entrée du transistor. Les signaux résultants du mélange sont ensuite filtrés par un circuit R-C à la sortie du mélangeur de façon à ne récupérer que le signal Doppler utile.

Simulation en régime non-linéaire

En régime dynamique, la source du transistor est reliée à la masse. Le signal d'OL sera d'amplitude bien plus importante que la RF \Rightarrow fonctionnement grand signal. Le signal RF issu de l'antenne de réception reste faible $\approx 40 \text{ dB}$ de moins que signal d'OL. Le signal de retour (RF) issu de l'antenne de réception est simulé par un générateur de tension alternative dont la puissance est de l'ordre de 20 à 50 dB en dessous du niveau de l'oscillateur local ($P_{\text{OL}} = 10 \text{ dBm}$).

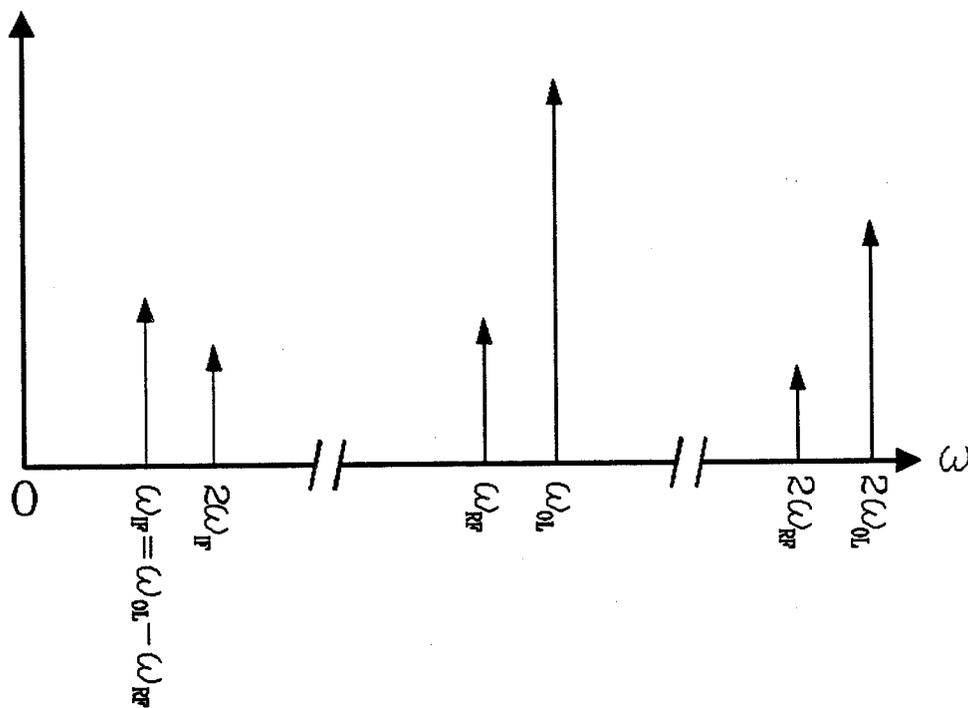


Figure I.60 : Principales raies du spectre obtenues pour le mélange des fréquences OL et RF

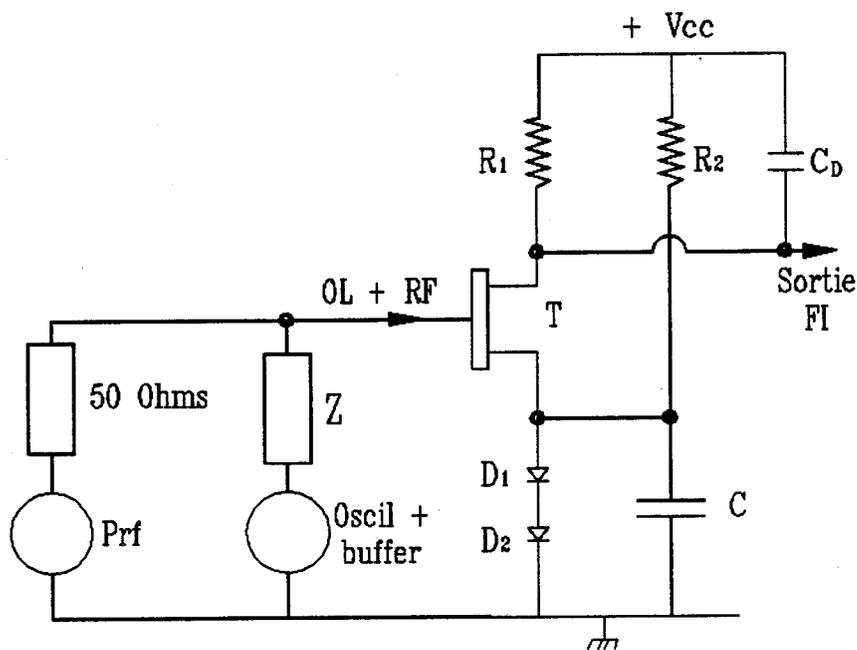


Figure I.61 : Simulation du mélangeur à F.E.T.

Le logiciel nous permet de tracer les amplitudes des signaux temporels en entrée et en sortie, puis par une FFT d'obtenir les différentes raies des fréquences OL, RF et FI ainsi que leurs harmoniques (figure I.60).

Les résultats obtenus en simulation sur Philpac ont montré que pour différents niveaux d'amplitude appliqués à l'antenne (OL) et pour différentes valeurs de la tension RF (signal rétrodiffusé), le meilleur résultat pour le gain de conversion est obtenu pour une puissance délivrée par l'oscillateur et son buffer associé de l'ordre de 11 dBm.

Le tableau ci-après nous donne les résultats de l'amplitude du signal FI ainsi que le gain de conversion obtenus lorsqu'on fait varier le signal RF pour 2 valeurs de fréquences (50 et 100 MHz) et pour plusieurs amplitudes.

F_{RF} (GHz)	9,9	9,9	9,95	9,95
F_{FI} (MHz)	100	100	50	50
V_{RF} (mV)	50	20	100	20
δV_{FI} (mV)	63	25	102	27
Gain de conversion (dB)	+ 2	+ 1.94	+ 0.17	+ 2.6

Le signal d'OL est obtenu par l'oscillateur associé au buffer à la fréquence de 10 GHz avec une tension de 2,23 V. Le schéma pour la simulation est donné figure I.61. Quelques exemples de signaux recueillis en sortie du mélangeur, ainsi que leurs spectres associés sont donnés figures I.62 et I.63.

Nous pouvons remarquer sur ces figures que nous obtenons bien la raie FI à la fréquence $F_{FI} = 100$ MHz lorsque le signal de la RF est à la fréquence de 9,9 GHz ($F_{OL} = 10$ GHz).

Nous avons étudié l'évolution de la puissance FI en fonction de la puissance RF. Les courbes obtenues sont représentées figures I.64 et I.65 pour deux fréquences FI (1 MHz et 10 MHz). Nous fixons la valeur de la puissance de l'OL à 10 dBm et nous faisons varier la puissance RF de -30 dBm à 10 dBm.

Les courbes indiquent que le gain de conversion en fonction de la puissance de la RF est de l'ordre de -3 dB à $+1$ dB pour $F_{FI} = 1$ MHz et vaut entre $-1,4$ et $+$

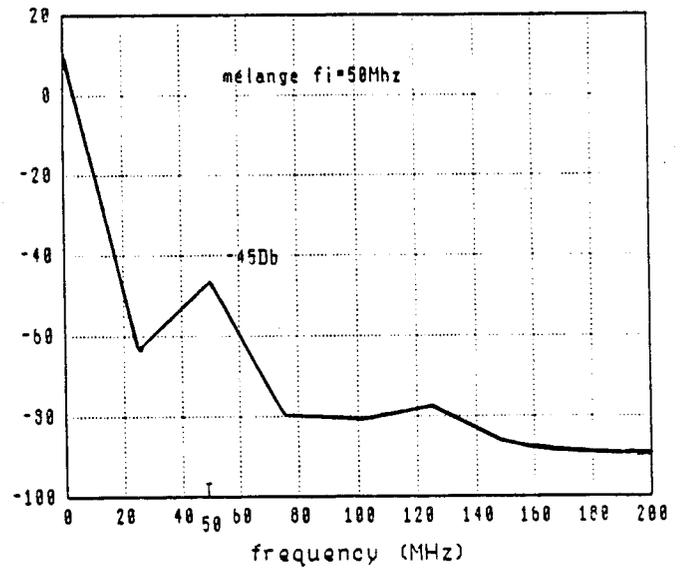
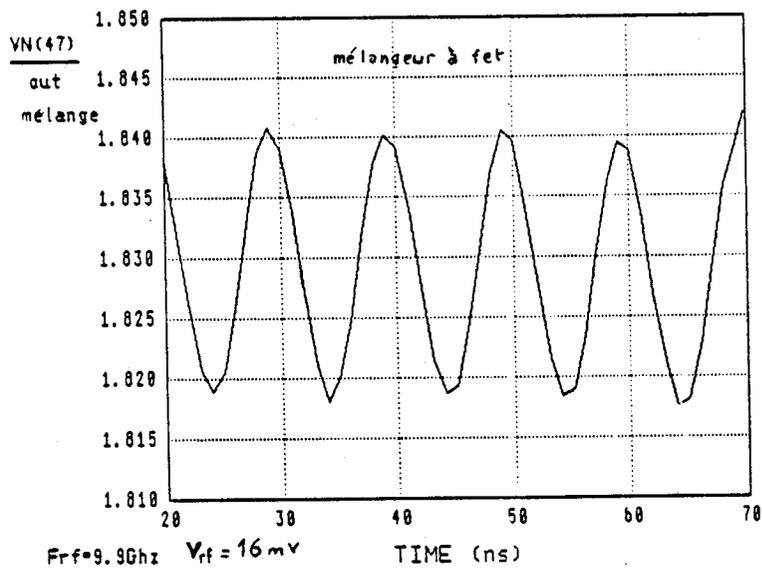
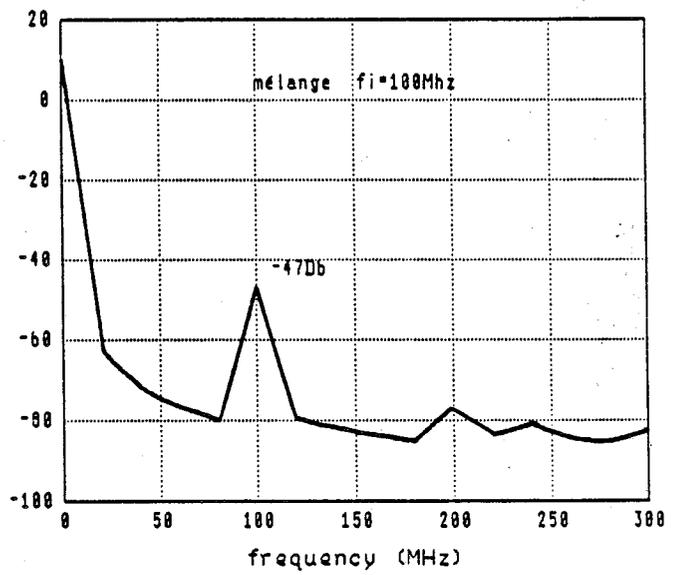
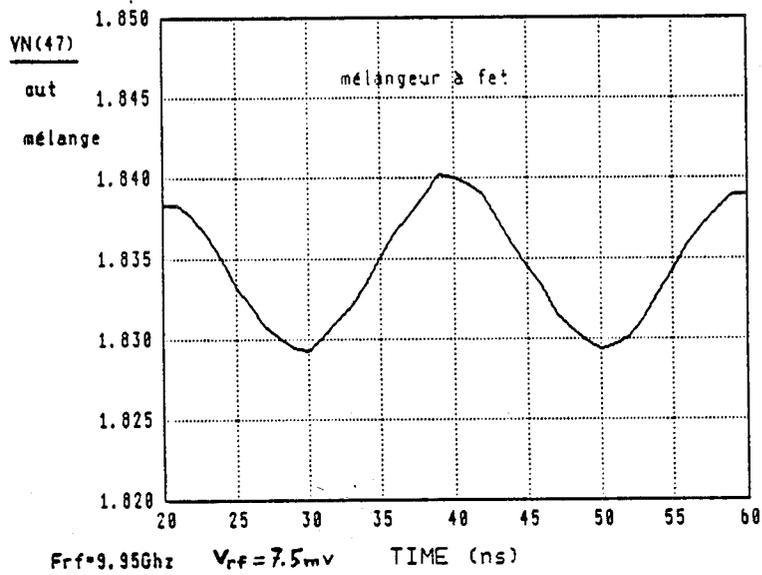


Figure I.62 : Exemples de signaux en sortie du mélangeur

Figure I.63 : Spectres des signaux

Figure I.64 : Gain de conversion et Pfi en fonction de Prf (Pol=10 dBm)
Ffi = 1 MHz

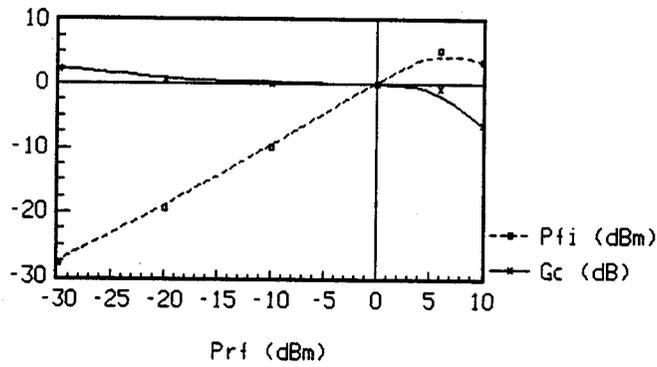


Figure I.65 : Gain de conversion et Pfi en fonction de Prf (Pol=10 dBm)
Ffi = 10 MHz

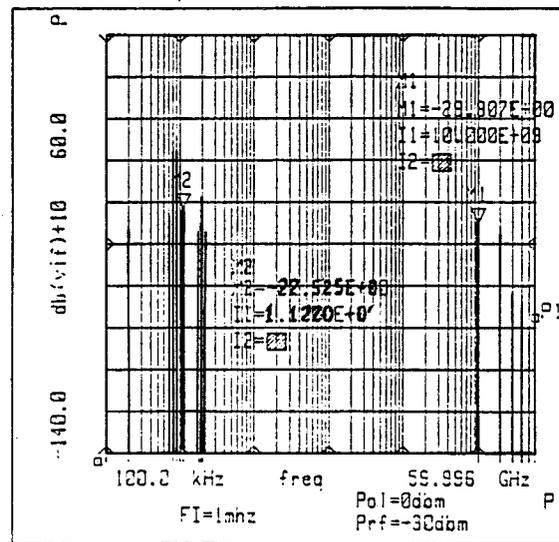
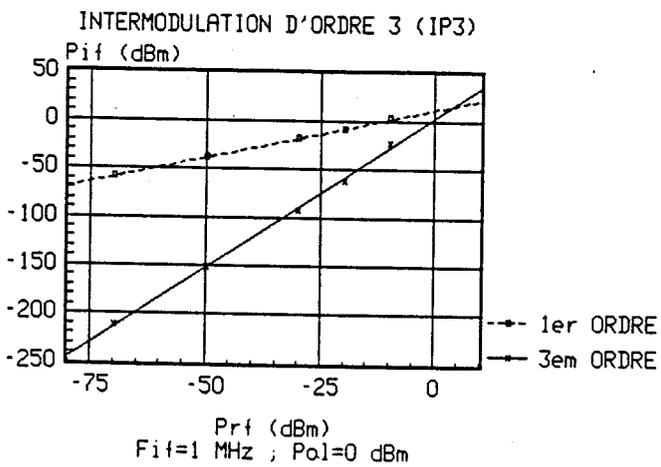
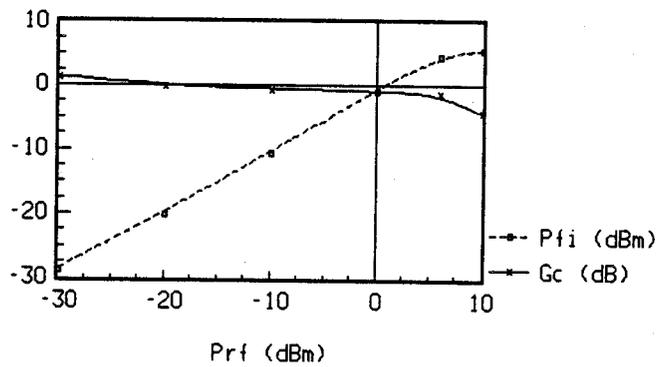


Figure I.67

Figure I.66 : Evolution des harmoniques du mélangeur

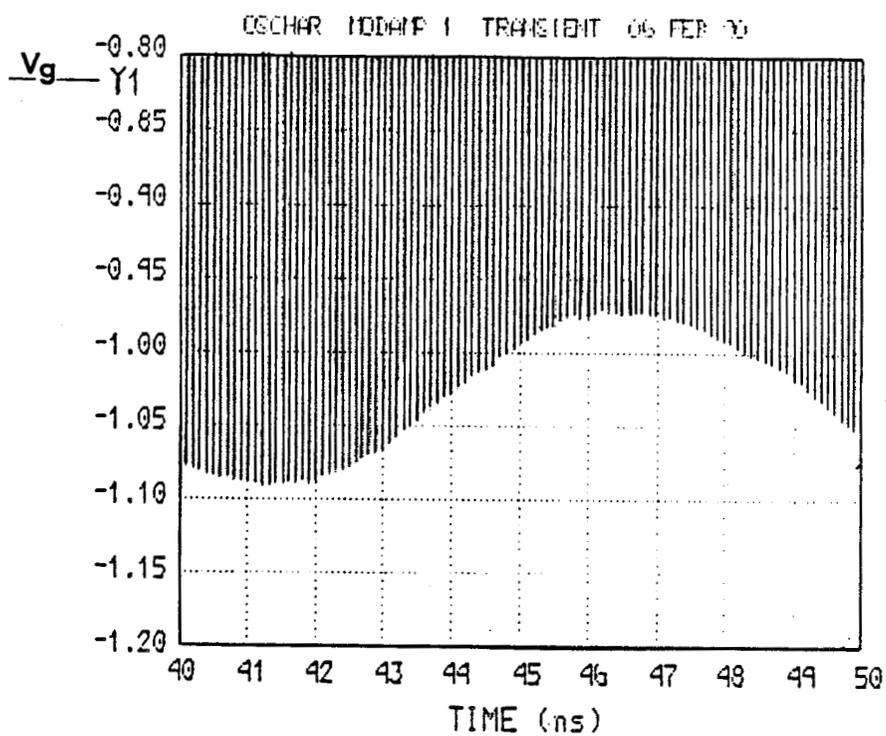


Figure I.68 : Signal sur la grille de Transistor d'oscillation.

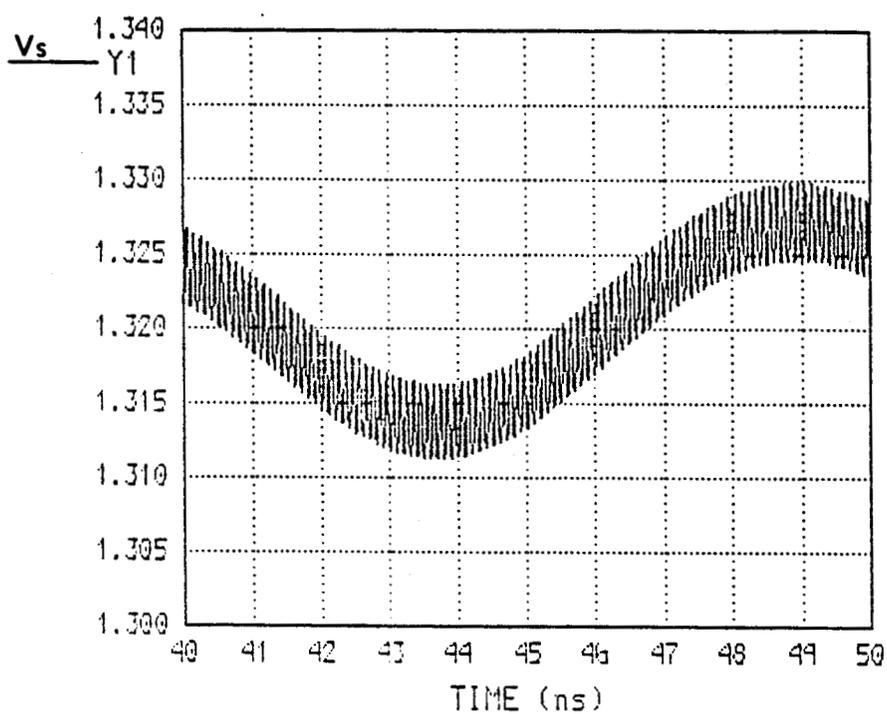


Figure I.69 : Signal en sortie du filtre HF
 $F_{OSC} = 10 \text{ GHz}$; $P = 11 \text{ dBm}$
 $F_{RF} = 9,9 \text{ GHz}$; $V_{RF} = 8 \text{ mV}$

2 dBm pour $F_{FI} = 10$ MHz. Cette évolution est caractéristique du mélangeur à F.E.T.

Le point de compression à 1 dB de la courbe P_{FI} en fonction de la puissance de la RF se situe à $P_{RF} = 6$ dBm. A partir de cette valeur, la puissance de la FI se sature et chute au delà de $P_{RF} = 10$ dBm.

Nous avons relevé également les évolutions des harmoniques 2 et 3 de la fréquence FI. L'harmonique 2 est au minimum à 20 dB en dessous du fondamental lorsque P_{RF} varie de -30 à 0 dBm et l'harmonique 3 est à plus de 30 dB en dessous du fondamental (figure I.66).

Enfin, nous avons effectué une étude précise de l'intermodulation. En effet, l'intermodulation et en particulier l'intermodulation d'ordre 3 (ou IP3) est un phénomène gênant qui apparaît dans tout système non-linéaire (mélangeurs, amplificateurs grands signaux) [réf 52]. Ce phénomène entraîne la présence de composantes fréquentielles proches de la fréquence du signal utile (signal Doppler) et le détériore considérablement. Pour caractériser cette intermodulation, nous avons considérés hormis le signal d'émission F_0 , 2 signaux d'entrée de fréquences très voisines F_{RF1} et F_{RF2} , d'amplitudes identiques. On obtient en sortie de nombreuses composantes et en particulier :

$$\pm 2F_{RF1} \pm F_{RF2} \pm F_{OL} \qquad \text{et} \qquad \pm 2F_{RF2} \pm F_{RF1} \pm F_{OL}$$

qui sont les fréquences d'intermodulation d'ordre 3.

Le point d'intermodulation d'ordre 3 se situe à $P_{RF} = 7.5$ dBm pour $F_{FI} = 1$ MHz et $P_{OL} = 0$ dBm (figure I.67).

Pour nos applications, ces harmoniques sont négligeables car ils ont une puissance de l'ordre de -50 dBm à -80 dBm.

Les résultats obtenus par la simulation temporelle nous donnent les évolutions des signaux de la grille du transistor (figure I.68), ainsi que le signal Doppler à la sortie du filtre HF (figure I.69). Comme nous pouvons le constater sur ces figures, le

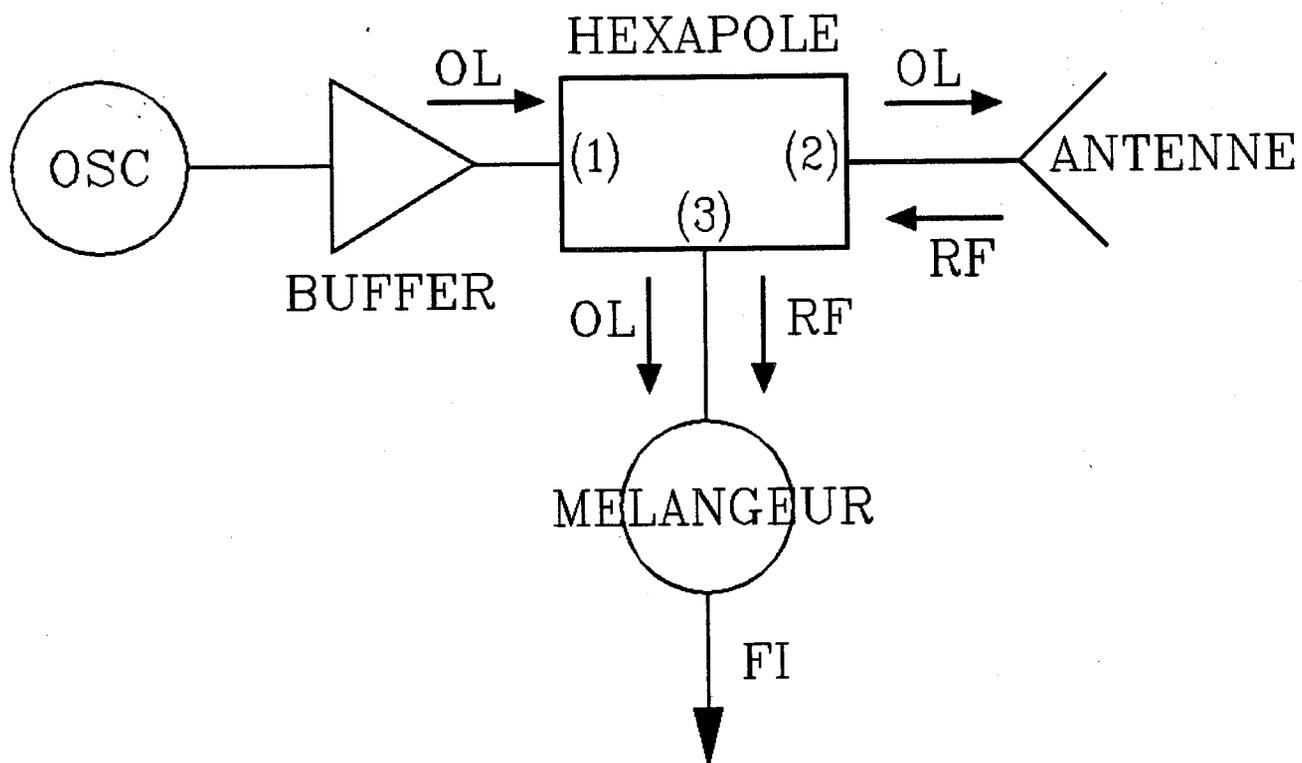


Figure 1.70 : Dispositif optimal pour le capteur.

signal sur la grille est une modulation du signal hyperfréquence par le signal Doppler basse fréquence.

L'oscillateur délivre dans cette configuration optimale une tension d'amplitude 2,23 Volts crête à crête. Les puissances recueillies sur chacun des éléments sont les suivantes :

$$V_1 = 2,23 \text{ V crête à crête.} \Rightarrow P_{\text{charge}} = \frac{V_1^2}{50} = 12,43 \text{ mW (11 dBm).}$$

$$V_2 = 2,23 \text{ V crête à crête.} \Rightarrow P_{\text{mél}} = \frac{V_1^2}{R_{e_{\text{mél}}}} = 18,8 \text{ mW (12,75 dBm).}$$

La puissance est donc répartie à la fois sur l'antenne et sur l'entrée du mélangeur.

Remarque : l'adaptation en sortie n'est pas utile dans notre cas puisque la fréquence Doppler ne dépasse pas quelques kHz.

Couplage des circuits à l'antenne

Intéressons-nous maintenant à notre second objectif qui est de renvoyer toute la puissance du signal rétrodiffusé par la cible et reçu par l'antenne vers le mélangeur. Pour répondre au mieux à cet objectif, il est nécessaire d'introduire un nouvel élément entre l'oscillateur, le mélangeur et l'antenne. Cet élément se présente sous la forme d'un hexapôle (figure I.70) tels que les ports (1) et (2) soient adaptés simultanément à 50Ω et le port (3) à l'impédance présentée par l'entrée du mélangeur.

Jusqu'à présent, nous avons utilisé des circulateurs à ferrite "Drop In" intégrables en technologie microruban [Réf 53]. Ces circulateurs conviennent particulièrement bien pour notre application puisqu'ils permettent de transférer l'énergie hyperfréquence à l'antenne et de récupérer le signal rétrodiffusé qui est ensuite envoyé vers le mélangeur.

Un tel composant n'existe pas encore en technologie monolithique sur GaAs à 10 GHz. Des études sont en cours dans notre laboratoire afin de réaliser un

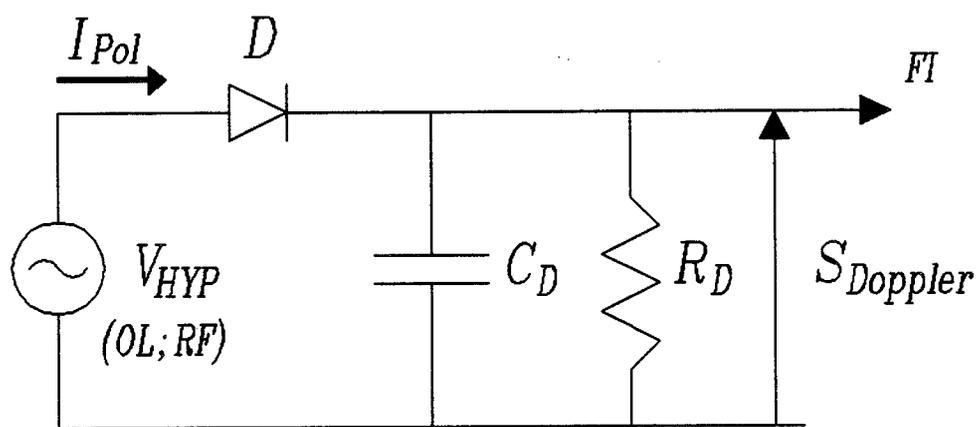


Figure I.71 : Principe du mélangeur à diode.

circulateur actif à base de transistors MESFET en technologie microruban puis en monolithique sur GaAs ensuite. Ce circulateur sera destiné dans un premier temps à remplacer les circulateurs à ferrite existant, puis dans un deuxième temps à être intégré à l'ensemble du circuit MMIC actuel.

III.2.2.2) Mélangeur à diode

III.2.2.2.a) Présentation du schéma électrique

Le schéma de principe du mélangeur à diode est donné figure I.71.

L'élément non linéaire est une diode à contact Schottky dont la taille a été optimisée pour obtenir le maximum de signal FI à la sortie du filtre.

En polarisation inverse, la diode peut être modélisée par une source de courant en série avec une résistance parasite. Pratiquement, la diode se comporte comme une résistance fixe en série avec une diode Zener de 0.7 Volt.

La non-linéarité que nous utilisons est la caractéristique du courant I en fonction de la tension directe appliquée.

La détection des signaux issus de l'oscillateur et du signal reçu par l'antenne est assurée par cette diode détectrice associée à un condensateur C en parallèle avec une résistance R .

III.2.2.2.b) Circuit de polarisation

La diode est prépolarisée à une tension légèrement positive de façon à améliorer la sensibilité tangentielle et de l'amener ainsi à son point de fonctionnement optimal. Cette polarisation est assurée par un faible courant de l'ordre du milliampère issu du buffer via une résistance de valeur élevée.

III.2.2.2.c) Optimisation

Le résultat optimal est atteint lorsque les pertes de conversion sont minimales à la fréquence FI, il en est ainsi lorsque :

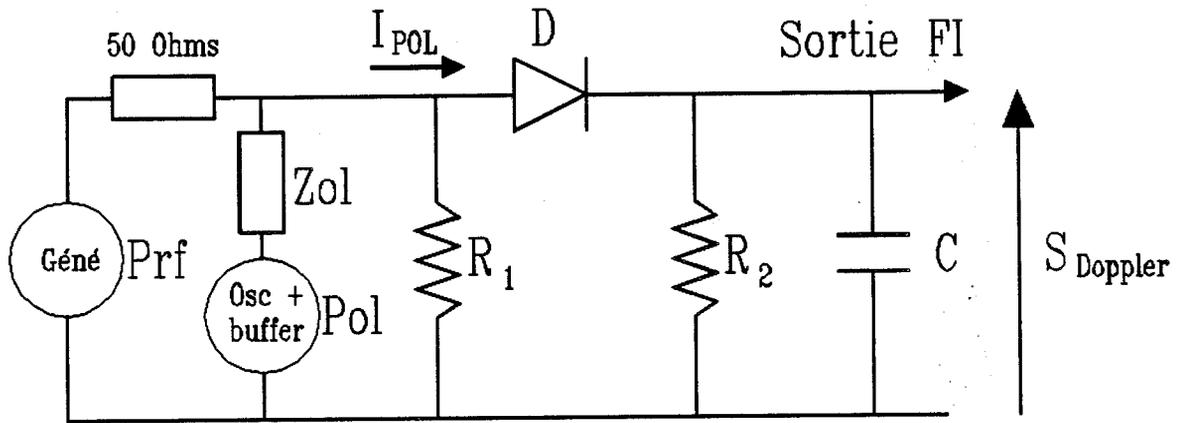


Figure I.72 : Schéma du mélangeur à diode

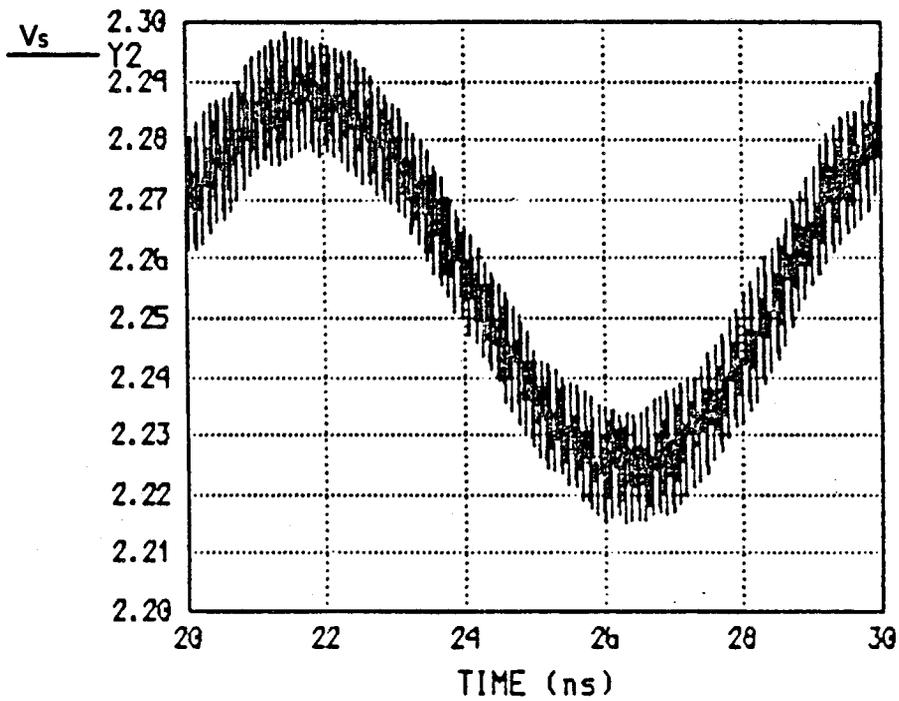


Figure I.73 : Exemple de signal reçu à

la sortie du mélangeur à diode.

$$F_{\text{OSC}} = 10 \text{ GHz} \quad (P = 11 \text{ dBm})$$

$$F_{\text{RF}} = 9,9 \text{ GHz} \quad V_{\text{RF}} = 200 \text{ mV}$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0,1 \text{ pF}$$

La largeur de la diode a été optimisée pour que le signal de sortie ait le maximum d'amplitude et que ce signal ait le moins d'harmoniques possible.

La taille optimale de la diode est : $w = 150 \mu\text{m}$

Lors de la réalisation, ces valeurs de R et C seront remplacées par des valeurs plus élevées de façon à mieux filtrer le signal Doppler dont la fréquence réelle est plus basse (F_{Doppler} de quelques Hz à quelques kHz) comme nous l'avons déjà signalé.

III.2.2.2.d) Performances obtenues

Le mélangeur à diode peut être simulé à partir de la description des éléments qui le compose (figure I.72).

Le signal de retour (RF) issu de l'antenne est simulé par un générateur de tension dont on peut faire varier la fréquence et l'amplitude. Le signal de la source est celui de l'oscillateur Colpitts défini au paragraphe I, oscillant à la fréquence $F_0 = 10 \text{ GHz}$ et délivrant une puissance de 10 dBm. Les deux signaux sont appliqués sur l'anode de la diode. Environ la moitié la puissance émise par l'oscillateur est envoyée vers l'antenne (charge 50 ohms), la puissance restante est utilisée par le mélangeur.

La figure I.73 montre un exemple du signal reçu à la sortie du mélangeur à diode.

Comme pour le mélangeur à F.E.T., les valeurs de R et C constituant le filtre HF sont données uniquement pour la simulation compte-tenu du temps de calcul occupé par l'analyse temporelle pour obtenir une bonne précision sur les signaux d'OL et d'FI (rapport de 10^4 entre F_{OL} et F_{FI}). Pour ces mêmes raisons, nous simulerons le signal Doppler à des fréquences suffisamment élevées pour que le temps de calcul ne soit pas trop long.

La valeur de la puissance OL étant fixée par l'oscillateur, nous faisons varier la puissance RF pour trois fréquences FI (50 MHz, 100 MHz et 200 MHz).

F_{RF} (GHz)	9,8	9,8	9,9	9,9	9,95
F_{FI} (MHz)	200	200	100	100	50
V_{RF} (mV)	100	200	100	200	100
V_{FI} (mV)	20	17.8	40	63	44.6
G (dB)	-14	-15	-8	-10	-7

D'après ces résultats, on remarque d'une part que plus la fréquence FI diminue et plus les pertes de conversion sont faibles puis elles tendent vers une valeur limite. Ceci s'explique par le fait que le filtre passe-bas placé en sortie de la diode commence à atténuer le signal FI à la fréquence $F_{FI} = 200$ MHz (les valeurs des éléments du filtre ont été choisies pour une fréquence FI = 100 MHz : $F_c = 1,6$ GHz). D'autre part, ces mêmes pertes de conversion sont pratiquement constantes quelle que soit la puissance P_{RF} injectée à l'entrée du mélangeur.

Autrement dit, le gain de conversion pour la diode est pratiquement constant ou augmente très peu lorsque P_{RF} diminue. Cela est probablement lié au fait que le point de fonctionnement de la diode se trouve plus ou moins dans la zone de non-linéarité en fonction de la puissance injectée. Pour les puissances RF relativement faibles, le gain de conversion est d'environ 10 dB inférieur à celui obtenu avec le mélangeur à transistor à effet de champ.

La puissance des harmoniques 2 et 3 reste faible lorsque la puissance RF augmente. Elle est de l'ordre de 20 dB en dessous de la puissance du fondamental.

Nos applications nous imposant des puissances RF faibles (- 30 dBm à - 50 dBm), il est important que le niveau des harmoniques reste faible pour ne pas déformer le signal reçu, ce qui est le cas pour ce type de mélangeur.

III.3) Comparaison des deux mélangeurs

Au cours de cette étude, nous avons pu comparer les différences qui existent entre les puissances FI reçues par le mélangeur à transistor à effet de champ et par

le mélangeur à diode à puissance OL constante. Les résultats de simulation ont montré que le gain de conversion est supérieur d'environ 10 dB en utilisant un F.E.T.

Par ailleurs, pour les deux types de mélangeurs, le gain de conversion reste pratiquement constant pour les différentes fréquences FI lorsque la puissance RF varie de - 30 dBm à 0 dBm. Ceci favorise l'utilisation des mélangeurs pour nos applications dont la puissance FI reste faible ($P_{FI} < - 20$ dBm).

L'utilisation de transistors à effet de champ pourra donc être généralisée lors de la conception du circuit en technologie monolithique sur GaAs.

Conclusion

Après avoir défini les critères de démarrage et d'entretien des oscillations en utilisant la notion d'impédance en régime linéaire, nous avons conçu un oscillateur intégré monolithique de type Colpitts.

Nous avons ensuite effectué une simulation du circuit à l'aide d'un logiciel temporel qui nous a permis de déterminer précisément la fréquence et la puissance du signal délivré à la charge.

Après avoir remarqué, toujours avec le même logiciel, que les variations de charge influençaient la fréquence et la puissance des oscillations, nous avons ajouté un étage tampon permettant de limiter ces effets.

Enfin, nous avons étudié deux types de mélangeur dont les performances au niveau de la simulation semblent être très différentes. Par rapport à un mélangeur à diode Schottky, le mélangeur à FET permet d'obtenir un gain de conversion supérieur, mais le bruit $1/f$ ne va t'il pas être un inconvénient pour nos applications où la fréquence de travail est inférieure à la dizaine de kHz ? Pour mettre en évidence ce problème, nous réalisons dans le chapitre suivant les deux types de mélangeur.

Les principaux renseignements apportés lors de la simulation de l'ensemble du capteur indiquent un bon fonctionnement tant du point de vue de la source hyperfréquence que du mélangeur.

La réalisation de ce premier prototype de capteur intégré monolithique fait l'objet du second chapitre.

BIBLIOGRAPHIE DU PREMIER CHAPITRE

- [1] : **G. R. Basawapatna and R. B Stancliff,**
"A Unified Approach to the design of WideBand Microwave Solid-State Oscillators,"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, May 1979 1979, pp. 379-385.
- [2] : **A. P. S. Khanna and J. Obregon,**
"Microwave Oscillator Analysis,"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, June 1981, pp. 606-607.
- [3] : **Ulrich L. Rhode,**
"Digital PLL Frequency Synthesizers Theory and design",
Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J. , 1983. Copies available from Compact Software, Inc., 483 McLean Boulevard, Paterson, N. J. 07504.
- [4] : **D. B. Leeson,**
"A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum,"
Proceedings of the IEEE , Vol. 54, February 1966, pp. 329-330.
- [5] : **K. Kurokawa,**
"Noise in Synchronized Oscillators,"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-16, April 1968, pp. 234-240.
- [6] : **S. Halmilton,**
"FM and AM Noise in Microwave Oscillators",
Microwave Journal, June 1978, pp. 105-109.
- [7] : **K. L. Kotzebue and W. J. Parrish,**
"The Use of large Signal S-Parameters in microwave Oscillator Design,"
Proceedings of the International IEEE Microwave Symposium on Circuits and Systems.

- [8] : **K. M Johnson,**
"Large Signal GaAs MESFET Oscillator Design",
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol MTT-27, March
1979, pp. 217-227.
- [9] : **R. J Gilmore and F. J. Rosenbaum,**
An Analytic Approach to Optimum Oscillator Design Using S-Parameters,"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol MTT-31,
August 1983, pp. 633-639.
- [10] : **Y. Tajima and B. Wrona,**
"GaAs FET Large Signal Model and Design Applications,"
Technical Digest of IEDM, 1980, pp. 122-125.
- [11] : **Y. Tajima, B. Wrona, and K. Mishima,**
"GaAs FET Large Signal Model and its Applications to Circuits Designs",
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-28, February 1981, pp. 171
-175.
- [12] : **R. Castagné, J. P. Duchemin, M. Gloacec, Ch. Rumelhard,**
"Circuits intégrés en Arséniure de Gallium",
Collection Technique et Scientifique des télécommunications.
- [13] : **P. F. Combes, J; Graffeuil, J. F. Sautereau,**
"Composants, Dispositifs et Circuits micro-ondes",
Dunod Université, Paris, 1985.
- [14] : **C. Gentili,**
"Amplificateurs et Oscillateurs micro-ondes",
Collection Technologies de l'Université et de l'Industrie.
- [15] : **J. Obregon,**
"Les oscillateurs micro-ondes à l'état solide",
Journées CNRS-SEE-GRECO micro-ondes sur les oscillateurs micro-ondes,
20-21 Janvier 1983, Limoges.
- [16] : **G. Vendelin, A. M. Pavo, U. L. Rohde,**
"Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques",
Wiley-Interscience, 1990.

- [17] : **K. Kurokawa**,
"An introduction to the theory of microwave circuits",
Academic Press, New-York 1969.
- [18] : **K. Kurokawa**,
"Some basic characteristics of broadband negative resistance oscillator
circuits",
Bell System Technical Journal, July 1969.
- [19] : **D. Estreich**,
"Non-linear modelling for MMIC's",
IEEE M. W. M. C. Symposium, 1987.
- [20] : **A. Usshida, L. O. Chua**,
"Frequency domain analysis of non-linear circuits driven by multitone signals",
IEEE Trans. Circuits Systems, CAS-31, N°9, September 1984.
- [21] : **K. Kunder, A. Sangiovanni, Vincentelli**,
"Simulation of non-linear circuits in the frequency domain",
IEEE Trans. on computer Aided design, CAD-5, October 1986.
- [22] : **M. Gayral, E. Ngoya, R. Quere, J. Rousset, J. Obregon**,
"The spectral balance : A general method for analysis of non-linear microwave
circuits driven by non-harmonically related generators",
IEEE MTT-S Digest 1987, pp 119-121.
- [23] : **G. Pataut, D. Pavlidis**,
"X band varactor tuned monolithic GaAs FET oscillators",
International Journal of Electronics, 1988.
- [24] : **S. Bollaert, J. Vindevoghel, E. Constant**,
"A GaAs monolithic X Band stable VCO",
21ST Eu.M.C., Stuttgart, September 1991
- [25] : **S. P. Stapleton, M. J. Deen, R. H. S. Hardy**,
"Novel power combining technique for MMIC",
Electronics Letters, Vol. 26, N°5, 1st March 1990.

- [26] : **W. A. El Kamali**,
"Limitations de la Bande de Fréquence des oscillateurs Monolithiques
Microondes Accordables par Varactor",
Thèse de Doctorat E.N.S.T., Février 1987.
- [27] : **Nyquist**,
"Regeneration theory",
B. S. T. J. January 1932.
- [28] : **H. W. Bode**,
"Network analysis and feedback amplifier design",
VanNostrand, 1945.
- [29] : **W. R. Curtice, M. Ettenberg**,
"A non linear GaAs FET model for use in the design of output circuits for
power amplifiers",
IEEE M.T.T., Vol 33, N°12, December 1985.
- [30] : **V. Pauker, M. Binet**,
"Amplificateurs large bande intégrés sur GaAs",
Revue annuelle L.E.P., 1983.
- [31] : **Design Book D05AL** de la fonderie Philips Microwave Limeil.
- [32] : **Design Book D07A** de la fonderie Philips Microwave Limeil.
- [33] : **V. Pauker**,
"Oscillateurs MMIC bande K utilisant les filières fonderies AsGa",
7^{èmes} journées nationales micro-ondes, Grenoble, Mars 1991.
- [34] : **Logiciel de C.A.O.** linéaire et non-linéaire des Laboratoires d'Electronique
Philips/Philips Microwave Limeil.
- [35] : **L. Dhalluin**,
"Conception d'oscillateurs micro-ondes (Bande X) en vue de l'intégration
monolithique d'un capteur cinémométrique",
Thèse docteur de l'Université, Lille, Décembre 1989.

- [36] : **Serge Hembert**,
"Conception et réalisation de convertisseur de fréquence et d'oscillateurs monolithiques à transistors à effet de champ",
Thèse Docteur de l'Université, Lille, Mai 1990.
- [37] : **C. Noguera, P. Triaud, J. L. Foucher**,
"Dielectric resonator oscillators for space applications",
L'Onde électrique, Vol. 70, N°5, .Septembre-Octobre 1990.
- [38] : **A. P. S. Khanna, Ed. Gane**,
"A fast-locking X-Band transmission injection-locked D.R.O."
IEEE MTT-S Digest, 1988, pp 601-604.
- [39] : **K. Kurokawa**,
"Injection locking of microwave solid-state oscillators",
Proceedings of the IEEE, Vol. 61, N°10, October 1973.
- [40] : **S. A. Mass**,
"Microwave mixers",
Artech House Microwave Library, 1986.
- [41] : **Documentation technique Hewlett Packard**,
N°969 "An optimum zero bias Schottky detector diodes"
N°986 "Square law and linear detection"
N°886 "All Schottky diodes ara zero bias detectors"
- [42] : **G. Begemann, A. Jacob**,
"Conversion gain of MESFET drain mixers",
Electronics letters, August 30, 1979.
- [43] : **S. A. Mass**,
"Theory and analysis on GaAs MESFET mixers",
IEEE Trans. M.T.T., Vol 32, October 1984.
- [44] : **T. Takenaka, S. Hara, T. Tokumitsi**,
"A miniaturized, Broadband MMIC mixer",
GaAs IC Symposium, 1989, pp 193-196.

- [45] : **S. A. Maas**,
"Two-tone intermodulation in diode mixers",
IEEE Transaction on microwave Theory and Techniques, Vol. MTT, N°3,
March 1987.
- [46] : **R. A. Pucel, D. Massé, R. Bera**,
"Performance of GaAs MESFET mixers at X band",
IEEE Trans. M.T.T., Vol 24, N°6, June 1976.
- [47] : **K. W. Chang, B. R. Epstein, E. J. Denlinger and P. D. Garner**,
"Zero bias GaInAs MISFET mixers",
IEEE MTT-S Digest, 1989.
- [48] : **G. Dumoulin**,
"Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour
applications ferrovières",
Thèse Docteur de l'Université, Lille, décembre 1989.
- [49] : **J. L. Oszustowicz**,
"Etude comparative de mélangeurs",
D.E.A, Lille, Juin 1989.
- [50] : **R. E. Miles, M. J. Howes**,
"Large signal equivalent circuit model of GaAs dual-gate MESFET mixer",
IEEE Trans. M.T.T., Vol 33, N°5, May 1985.
- [51] : **O. Kurita, K. Morita**,
"Microwave MESFET mixer",
IEEE Transactions MTT, Vol. MTT-24, N°6, June 1976.
- [52] : **S. A. Maas**,
"A GaAs MESFET mixer with very low intermodulation",
IEEE Transactions MTT, Vol 35, N°4, April 1987
- [53] : **C.H.S. : J. Vindevoghel, M. El Bekkali, P. Descamps,
L.R.P.E. : R. Gabillard, J. Baudet, N. El Saleous, C. Semet**,
"Cinémomètre à effet Doppler à tête hyperfréquence intégrée en vue
d'application à la S.N.C.F."
Rapport final du contrat M.E.L.A.T.T. 226 - 75 - 01 - 1987, Octobre 1990

CHAPITRE II

REALISATION TECHNOLOGIQUE

MONOLITHIQUE

Introduction	II.1
I) Réalisation des masques	II.2
II) Eléments de la technologie utilisée	II.3
II.1) Les capacités	II.3
II.2) Les résistances	II.3
II.3) Les inductances	II.4
II.4) Les transistors	II.5
II.5) Les diodes	II.5
III) Réalisation monolithique – Résultats de caractérisation	II.5
III.1) Caractérisation des transistors tests	II.5
III.2) Mesures sur un circuit monté en cellule	II.6
IV) Validation du circuit utilisé en cinémomètre Doppler	II.11
Conclusion	II.13

Introduction

Dans le chapitre I, nous avons conçu et simulé le fonctionnement de deux circuits hyperfréquences pouvant répondre à de nombreuses applications.

Nous avons montré d'une part qu'il était possible d'obtenir grâce à un oscillateur classique utilisant la structure Colpitts, un signal d'une puissance d'une dizaine de dBm sur 50Ω à la fréquence de 10 GHz, d'autre part que l'on pouvait considérablement réduire l'effet de la variation de la charge sur la fréquence grâce à l'adjonction d'un étage tampon à base de transistors à effet de champ. Enfin, dans l'application radar Doppler, il est possible d'obtenir des pertes de conversion relativement faibles bien que le signal de retour issu de l'antenne ne puisse pas être séparé de celui de l'oscillateur local, que ce signal RF soit de très faible amplitude et que sa fréquence soit très proche de celle de l'OL.

Il s'agit maintenant dans ce second chapitre de réaliser les circuits étudiés.

Nous rappelons tout d'abord la technologie utilisée et nous décrivons les masques ainsi que les différents éléments utilisés.

Après réalisation des circuits par la fonderie, nous présentons les résultats des tests technologiques, puis la caractérisation hyperfréquence et enfin les mesures en laboratoire pour l'application cinémomètre Doppler afin de valider le fonctionnement du capteur.

Figure II.1 : Masques du radar avec mélangeur à FET

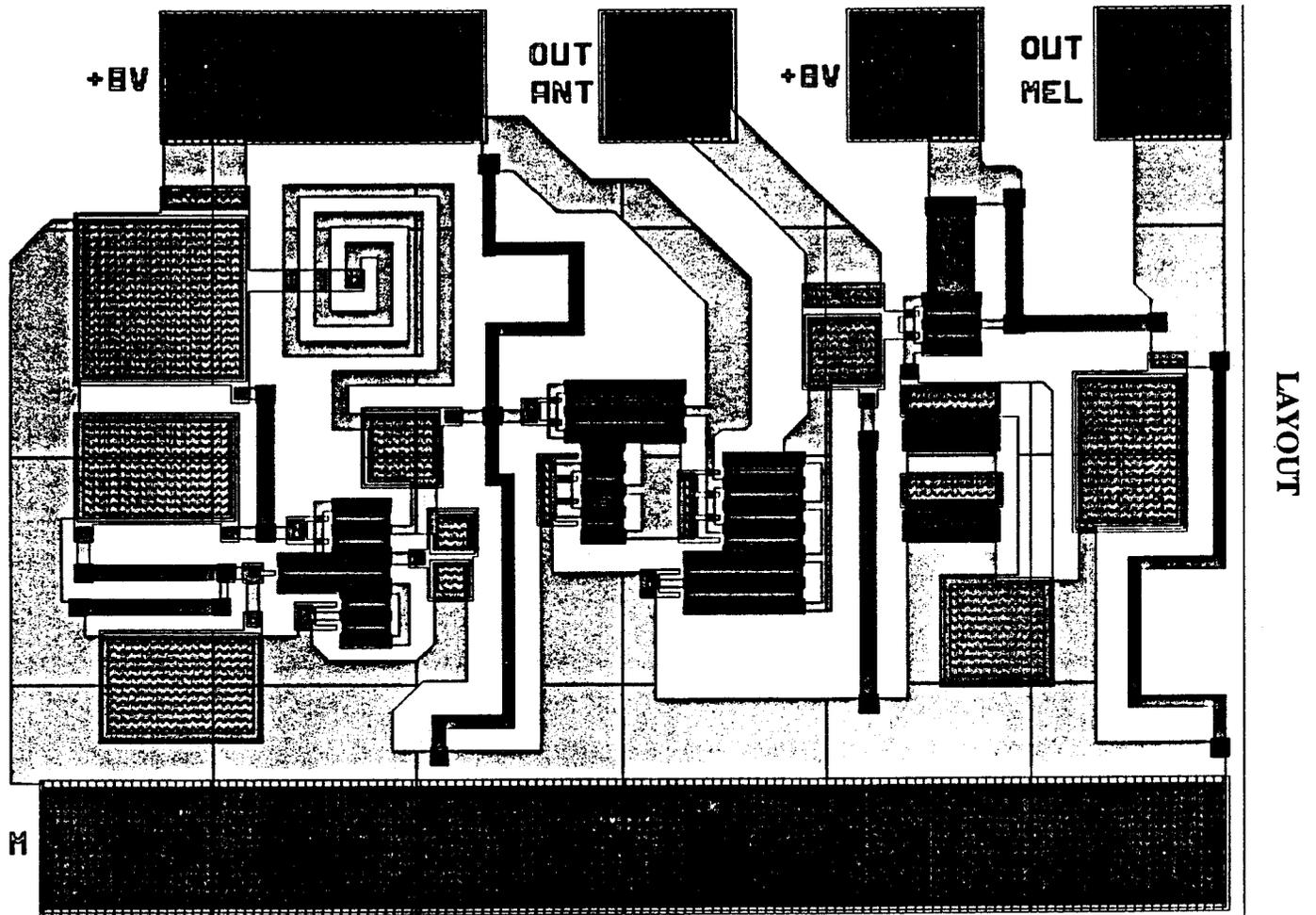
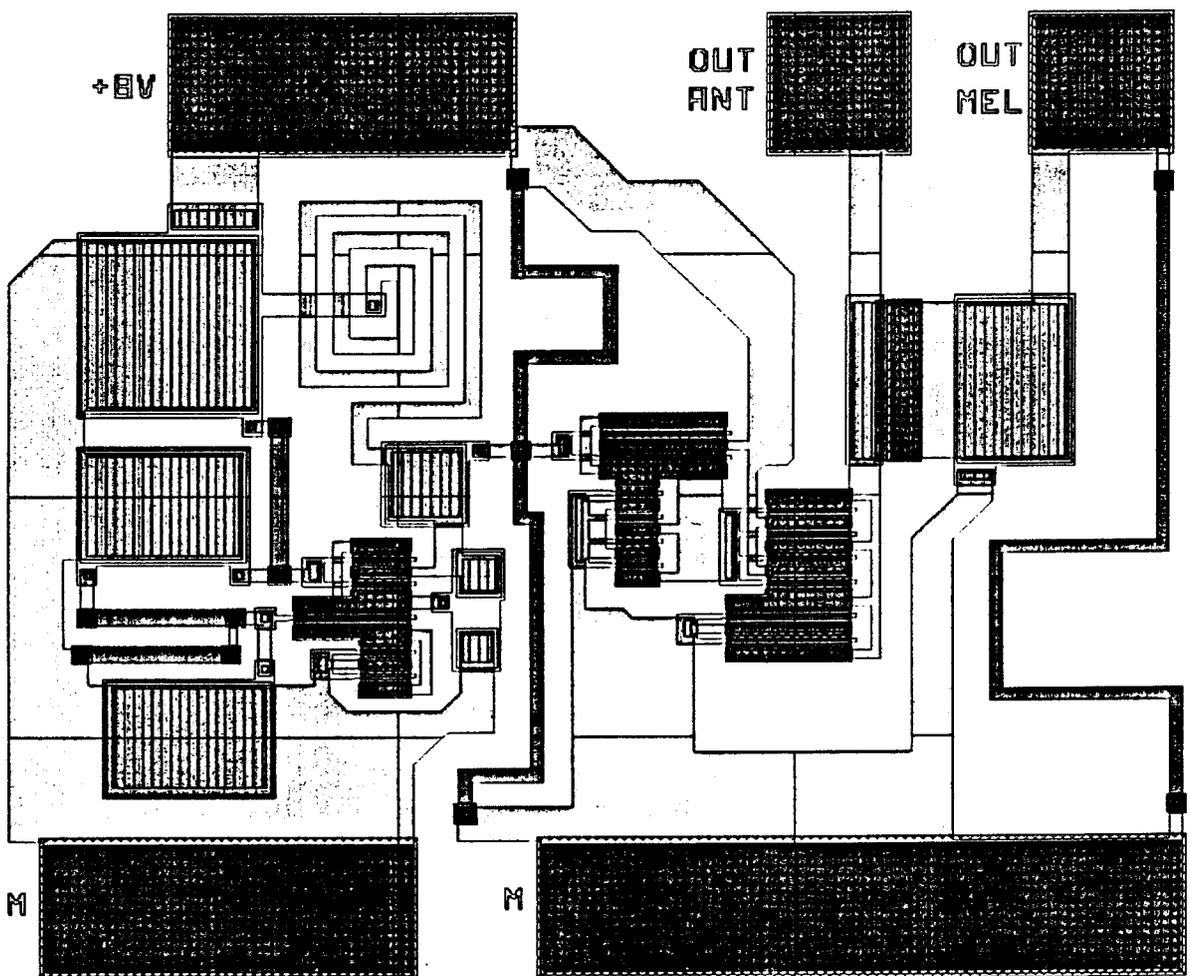


Figure II.2 : Masques du radar avec mélangeur à Diode



I) REALISATION DES MASQUES

Pour la conception de la géométrie des masques, nous avons utilisé un logiciel spécialisé nommé C.M.S.K. [réf 1] disponible au L.E.P/P.M.L. Chaque masque correspond à une opération technologique.

Une technologie simple et peu coûteuse utilisant des transistors à effet de champ sur GaAs, définie au paragraphe I.5, a été utilisée pour la réalisation des circuits par la fonderie P.M.L. (Philips Microwave Limeil).

Lors de la réalisation d'un circuit intégré, il est intéressant d'utiliser un nombre limité de masques afin d'augmenter le rendement de fabrication et de diminuer les coûts. Les procédés technologiques utilisés pour réaliser les divers éléments constituant le circuit sont basés sur l'utilisation de sept masques :

le masque GM : métallisation de grille et électrodes inférieures des capacités.

BI : isolation.

OH : contacts ohmiques.

TE : métallisation supérieure et dépôt de nitrure de silicium.

IN : interconnexions second niveau.

CO : ouverture des contacts et dépôts de diélectrique.

CB : protection finale.

Une fois les masques dessinés, il est important de contrôler si les différentes règles de conception ont été respectées. Une liste des principaux points à vérifier est fournie par la fonderie. Cependant, il peut subsister quelques erreurs que nous ne pouvons remarquer compte-tenu de la complexité des masques superposés les uns aux autres. Un programme de vérification appelé "LOCAL" [réf 2] exécute une vérification des dessins de masques encore appelé "layout", et signale les erreurs rencontrées. Il suffit ensuite d'effectuer les corrections sur le dessin. Les "layout" pour les 2 circuits dessinés : capteur avec mélangeur à FET et capteur avec mélangeur à diode, sont représentés respectivement figure II.1 et II.2.

Niveaux des masques des éléments passifs

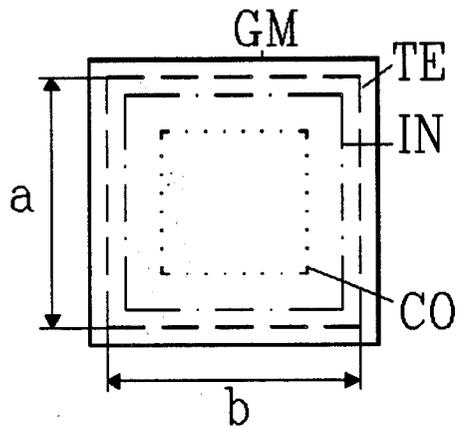


Figure II.3 : Capacité

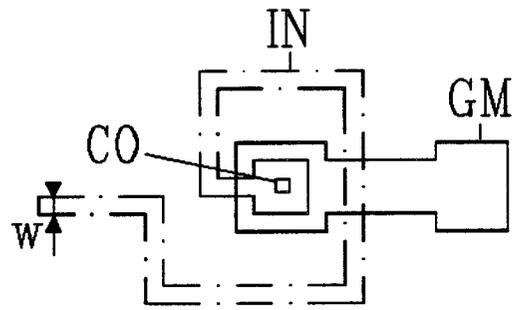


Figure II.5 : Inductance

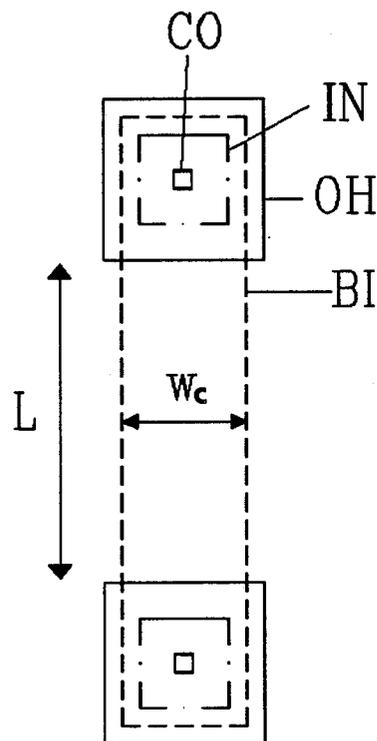


Figure II.4 : Résistance

II) ELEMENTS DE LA TECHNOLOGIE MMIC UTILISEE

Dans ce paragraphe nous présentons les composants passifs et actifs utilisés.

II.1) Les capacités

Les capacités sont de type M.I.M. (Métal-Isolant-Métal). Les niveaux de masque nécessaires à leurs fabrications sont : CO, IN, TE et GM. La valeur est obtenue à partir des dimensions des masques TE (figure II.3).

Les caractéristiques des capacités ont été modélisées par l'équation suivante [réf 3] :

$$C = 392 S + 0.5 P \text{ (pF)} \quad [40]$$

avec P : périmètre en mm du masque TE

S : surface en mm² du même masque TE

II.2) Les résistances

Les résistances ont pour équation caractéristique [réf 4] :

$$R = \frac{R_{\#} L + 2 R_c}{w_c - a} \quad [41]$$

Dans le cas de résistances coudées, cette équation devient [réf 5] :

$$R = \frac{R_{\#} L + 2 R_c}{w_c - a} + n R_{\#} \left(0.5 + \frac{1}{w_c - a} \right) \quad [42]$$

où n est le nombre de coudes

$$R_{\#} = 550 \Omega/\#$$

$$a = 1 \mu\text{m}$$

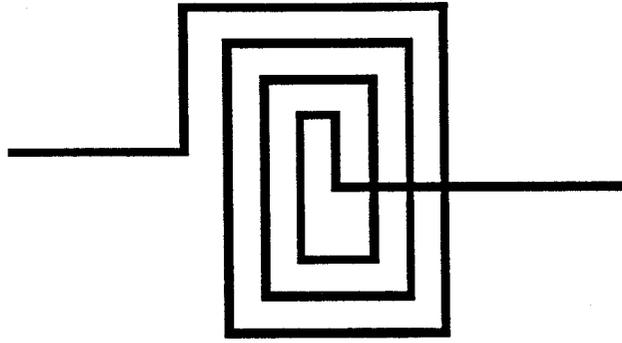


Figure II.6 : Exemple d'inductance planaire: spirale carrée

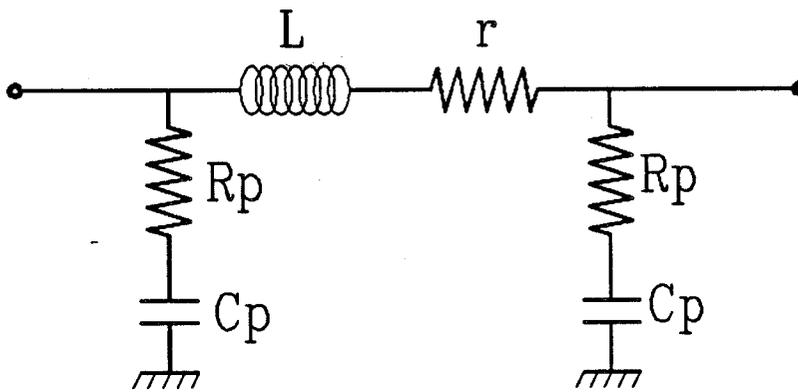
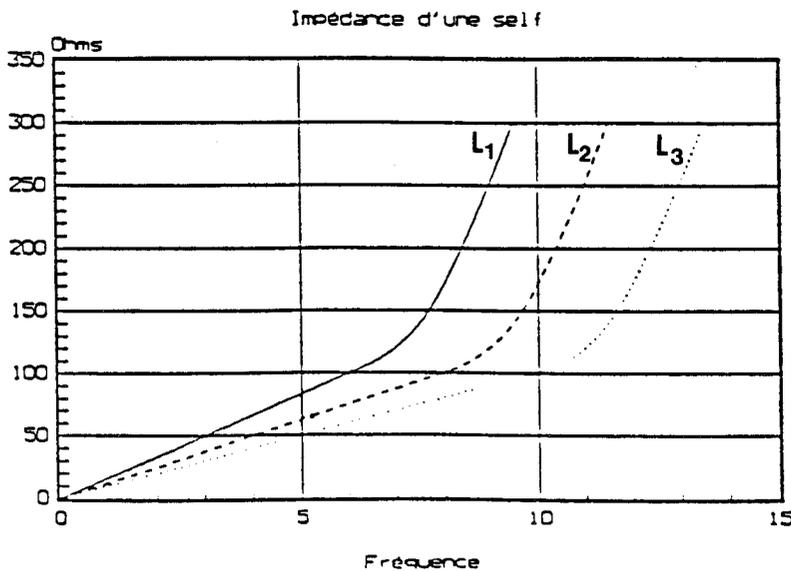


Figure II.7 : Schéma équivalent d'une inductance spirale



domaine de validité de la modélisation des selfs
 Pour $L\omega < 100 \Omega$ nous avons $R = L \cdot 1E9 \Omega$

Figure II.8 : Partie imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence

$R_c = 400 \Omega/\mu\text{m}$: résistance de contact

w_c = largeur de la résistance en μm

L = longueur de la résistance en μm

La longueur de la résistance prise en compte est obtenue grâce au masque BI délimité par les masques OH (figure II.4) ; elle doit être telle que le champ électrique maximal appliqué à ses extrémités soit inférieur à $0,1 \text{ V}/\mu\text{m}$.

II.3) Les inductances

Les inductances de type spirale carrée utilisent le couplage mutuel entre des spires métalliques (figure II.6). La valeur de l'inductance est obtenue par la longueur du masque IN (figure II.5).

Le schéma équivalent est donné figure II.7. Dans ce schéma apparaît en plus de l'inductance L , l'effet des capacités parasites C_1 et C_2 et les pertes représentées par r et R_p .

Les mesures effectuées au LEP ont permis de déterminer les valeurs des éléments du schéma équivalent ainsi que les équations caractéristiques représentatives du fonctionnement de ces inductances [réf 6].

L'utilisation de ce modèle est accessible à partir du logiciel de simulation temporel. Le domaine de validité du modèle est défini pour :

$$10 \mu\text{m} < w < 15 \mu\text{m}, \quad l < 5 \text{ mm}$$

où w est la largeur de la ligne et l la longueur totale de l'inductance.

Tout comme en technologie hybride, ces inductances sont utilisables pour une largeur de spire donnée jusqu'à une certaine fréquence de résonance au delà de laquelle la partie imaginaire de l'impédance de la self devient négative (figure II.8).

La valeur de l'admittance limite qu'il faut prendre pour rester dans la caractéristique linéaire est de l'ordre d'une centaine d'ohms, ce qui correspond à

Niveaux de masques des éléments actifs

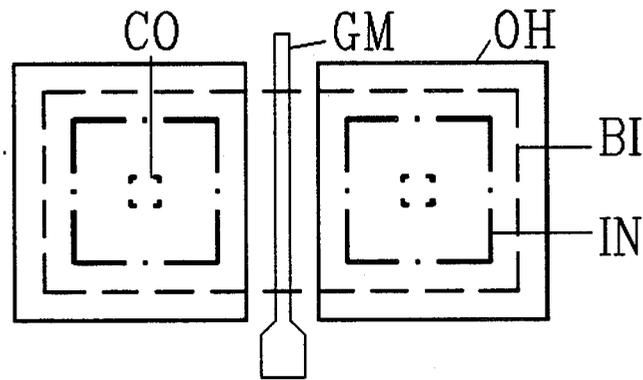


Figure II. 9 : Transistor

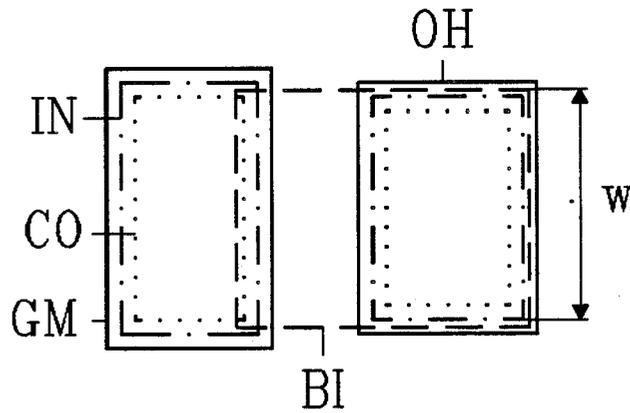


Figure II.10 : Diode

une inductance de 1,6 nH à 10 GHz. La fréquence de résonance est d'environ 40 GHz pour une inductance dont la largeur de ligne est de 10 μm .

Pour nos circuits, l'inductance de l'oscillateur fait trois tours. Les lignes font 10 μm de largeur et sont espacées de 10 μm .

II.4) Les transistors

Les transistors sont constitués à partir des cinq masques suivants (figure II.9) :

Les masques CO, IN, BI, OH pour la réalisation des drains et des sources.

Le masque GM pour la réalisation des grilles.

Pour limiter la place occupée par les transistors, nous avons choisi de les coupler en superposant les drains et les sources lorsque cela était possible [réf 7].

II.5) Les diodes

Pour les diodes, nous utilisons les masques GM, IN, TE, CO, OH et BI comme indiqué sur la figure II.10. La largeur de la diode est déterminée par la largeur du masque BI [réf 8].

III) REALISATION MONOLITHIQUE – RESULTATS DE CARACTERISATION

III.1) Caractérisation des transistors tests

A la fin de chaque process, la fonderie effectue un ensemble de tests sur des modules fabriqués sur les plaquettes GaAs en même temps que les circuits. Ces tests appelés P.C.M (Process Control Monitor) permettent de garantir le process.

Les principales étapes technologiques nécessaires à la réalisation sont détaillées dans le "design book" de la fonderie P.M.L [réf 9].

La liste des motifs de test (P.C.M.) des FET des deux plaques réalisées est donnée en annexe I. Les spécifications fournies par la fonderie et les résultats de caractérisation obtenus grâce au système cascade sont très voisins. En effet, il existe moins de 5 % d'écart entre les valeurs spécifiées et celles obtenues par la mesure.

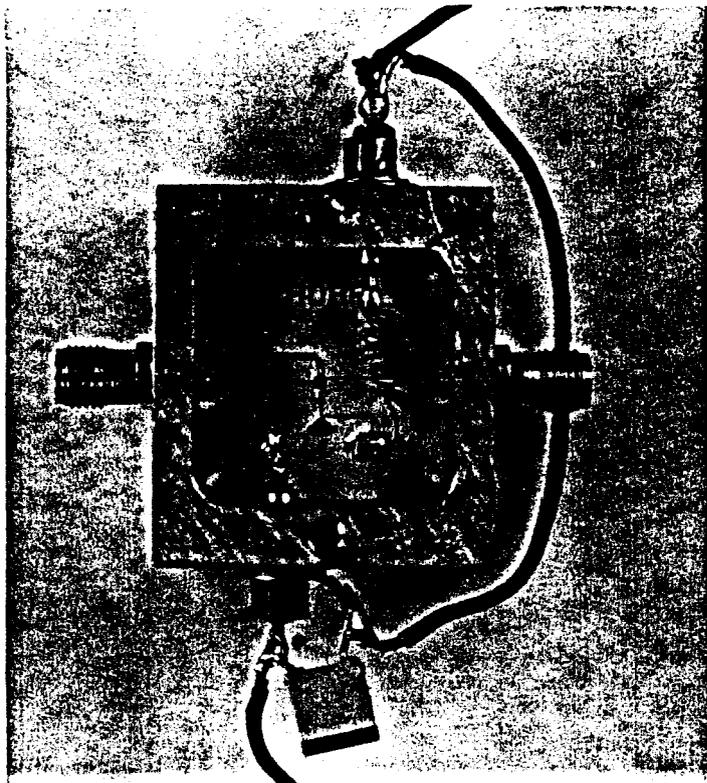


Figure II.11 : Photographie de la cellule de mesure

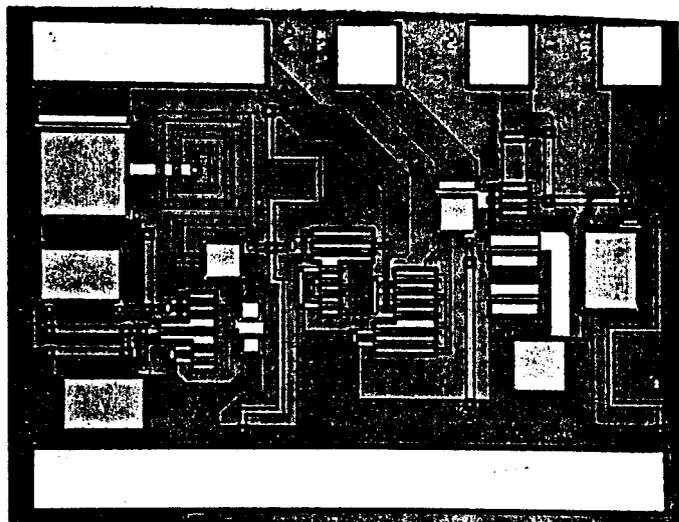


Figure II.12 : Photographie du MMIC 1
Mélangeur à FET

Le rendement de fabrication obtenu sur les deux substrats GaAs que nous avons utilisés est supérieur à 70 %.

III.2) Mesures sur un circuit monté en cellule

III.2.1) Cellule de mesure

Afin de caractériser le MMIC d'un point de vue hyperfréquence, il est nécessaire de concevoir un circuit hybride permettant de le polariser, de le coupler à l'antenne et de recueillir le signal Doppler basse fréquence. L'ensemble du circuit est alors monté dans un boîtier, lequel comporte deux fiches SMA (une pour la sortie antenne et l'autre pour le signal Doppler BF) et deux accès pour le continu (figure II.11).

Le circuit hybride que nous avons réalisé est tracé sur une plaquette de dimensions 25,4 x 25,4 mm de type RT/Duroïd 6010 qui est un substrat diélectrique P.T.F.E. chargé de particules d'alumine et qui a pour caractéristiques une permittivité relative $\epsilon_r = 10,5$ à 10 GHz, un facteur de perte $\tan(\delta) = 2,4 \cdot 10^{-3}$ à 10 GHz, une hauteur de diélectrique $h = 0,635$ mm et une épaisseur de métallisation $t = 17,5 \mu\text{m}$. Ce circuit est inséré dans un boîtier métallique ; le circuit MMIC de dimension 0,85 x 0,7 mm est logé dans une alvéole. La structure microruban a été retenue car elle présente des pertes plus faibles que celles rencontrées sur des structures coplanaires [réf 10].

La masse du circuit est reliée à la masse du boîtier par une liaison directe.

Des fils d'or de diamètre 17,5 μm sont ensuite soudés par thermocompression entre les accès du circuit intégré et les lignes gravées sur le substrat diélectrique.

Nous avons testé successivement la version avec mélangeur à FET et la version avec mélangeur à diode dont les photographies sont présentées respectivement figure II.12 et II.13.

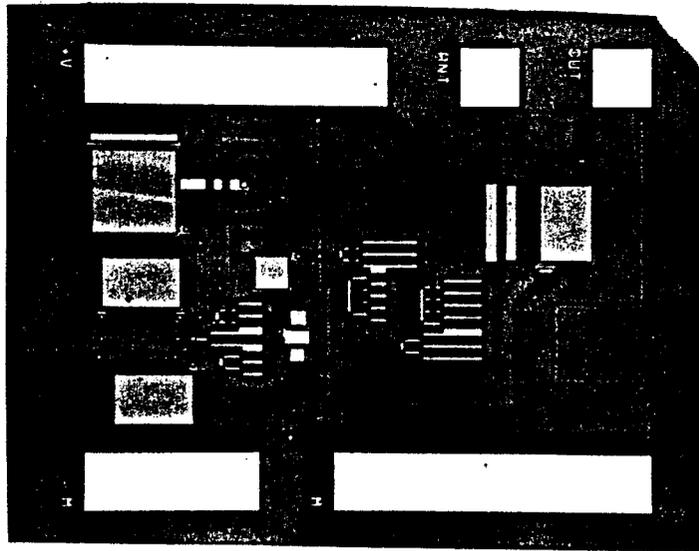
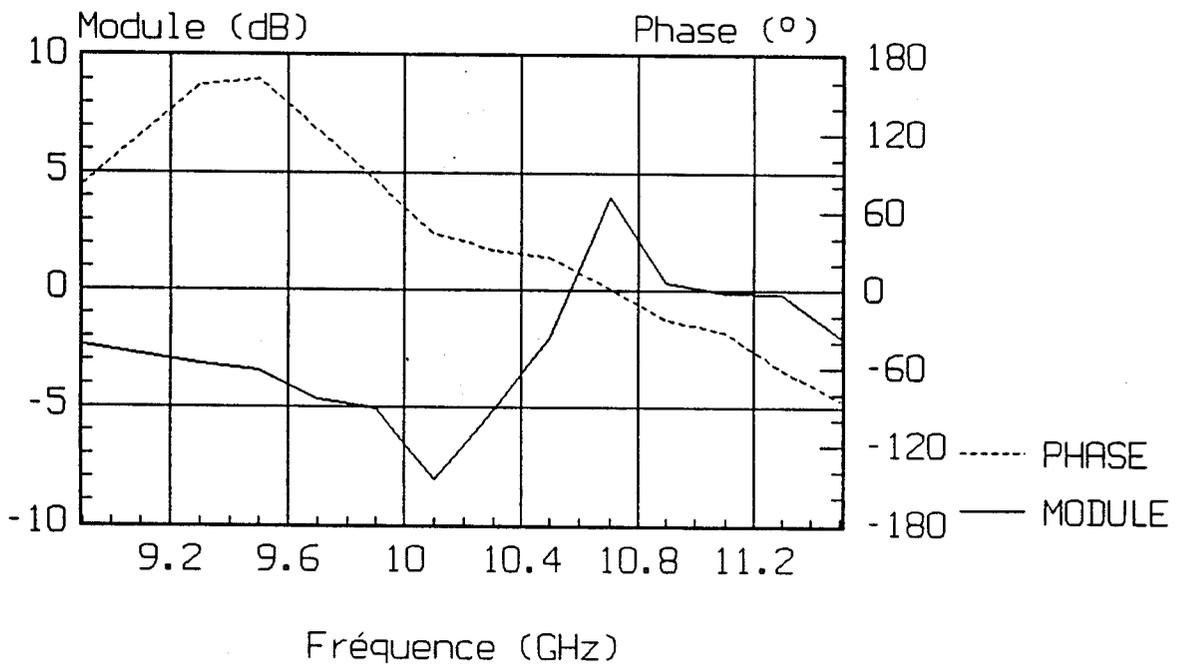


Figure II.13 : Photographie du MMIC 2
Mélangeur à diode

Figure II.14 : Module (dB) et phase (°)
du coefficient de réflexion en sortie
de l'oscillateur.



III.2.2) Mesures statiques.

Les mesures statiques ont montré que la consommation de courant n'excède pas 50 mA lorsque le circuit est alimenté sous une tension continue de 8 Volts, ce qui correspond à une puissance consommée de l'ordre de 400 mW.

Environ la moitié de cette puissance est consommée par le buffer dont les transistors (100 μm et 150 μm) sont de largeurs plus importantes que ceux de l'oscillateur. Les courants statiques parcourant les transistors du buffer sont respectivement de 18 mA pour le transistor de 100 μm et 27 mA pour le transistor de 150 μm .

III.2.3) Mesures dynamiques.

III.2.3.1) Version FET

Nous avons relevé le coefficient de réflexion en sortie de l'oscillateur en fonction de la fréquence lorsque la tension de polarisation est appliquée (figure II.14).

D'après la courbe obtenue, le coefficient de réflexion atteint 4 dB lorsque la phase s'annule à 10,7 GHz.

On peut donc supposer que le montage oscille aux alentours de cette fréquence.

Afin d'étudier la mise en oscillation, nous avons utilisé un analyseur de spectre TEKTRONIX 494A permettant les mesures de 10 kHz à 21 GHz en ayant une résolution minimale de 10 kHz à 3 MHz avec une largeur minimale de 10 Hz par division et un niveau de bruit minimal de -95 dBm dans la bande 5,4 GHz - 12 GHz lorsque la résolution est de 1 kHz.

Le spectre relevé à l'analyseur figure II.15 pour le mélangeur à FET montre que le montage oscille à une fréquence plus élevée que prévu lors de la simulation (10 GHz) :

$$F_{\text{osc}} = 10,562 \text{ GHz}$$

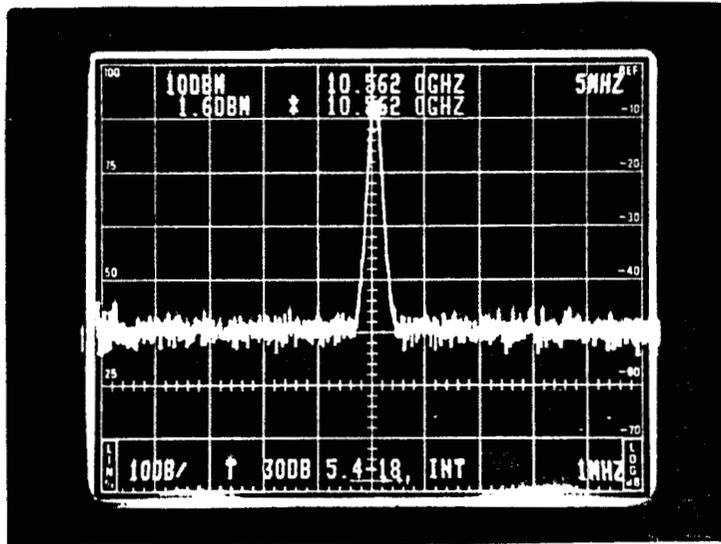


Figure II.15 : Spectre de puissance de l'oscillateur à mélangeur à FET

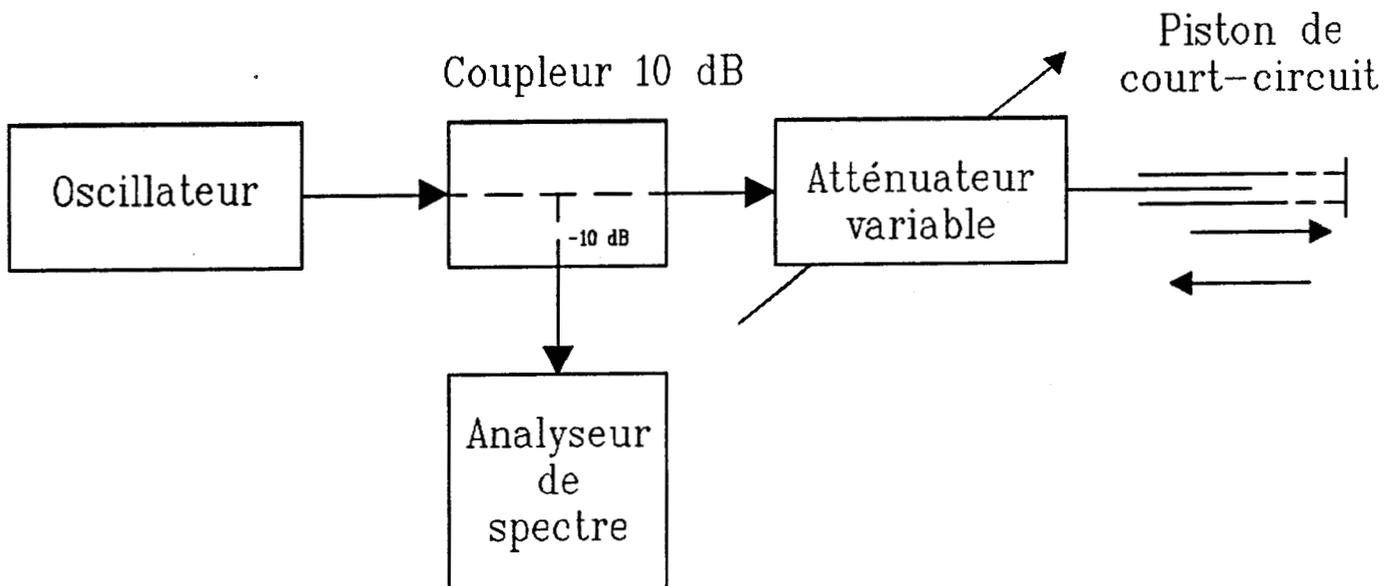


Figure II.16 : Schéma de mesure du facteur de pulling

soit un écart de 5,6 % par rapport à la fréquence théorique obtenue en simulation. La puissance de sortie varie de 1,4 à 2 dBm lorsque la tension d'alimentation varie de 7 à 10 volts.

La mesure de bruit de phase mesurée également à l'analyseur de spectre nous donne :

$$- 57 \text{ dBc/Hz à } 100 \text{ kHz de la porteuse.}$$

Les performances varient peu d'un circuit à l'autre. Cette constatation montre que les caractéristiques des circuits obtenus sont très proches les unes des autres. Seules les pertes créées aux niveaux des liaisons circuit-boîtier-fiche coaxiale changent un peu les résultats.

La variation de fréquence due aux variations de la tension d'alimentation (pushing) a donné : $\delta F = 45 \text{ MHz/V}$, ce qui est conforme à ce que nous avons prévu en simulation (voir figure I.26).

Il est nécessaire de vérifier que la fréquence de l'oscillateur ne change pas trop en fonction de la charge car pour les applications que nous envisageons, la charge est une antenne d'émission-réception dont l'impédance peut varier dans des proportions non-négligeables. Dans ce but, nous avons mesuré le facteur de "pulling" de l'oscillateur. A cet effet, un facteur important est le coefficient de surtension externe. Il représente le coefficient de qualité de l'oscillateur. Ce facteur de surtension intervient dans la formule du facteur de pulling donné par la relation suivante [réf 11]:

$$\delta F_0 = \frac{F_0}{2 Q_{\text{ext}}} \left(S - \frac{1}{S} \right) \quad [43]$$

avec F_0 : fréquence propre de l'oscillateur.

S : Taux d'onde stationnaire.

Le montage réalisé est représenté figure II.16. L'oscillateur est chargé par un atténuateur variable et par un piston de court-circuit.

Figure II.17 : Courbe de variation de fréquence du signal de sortie en fonction de la charge pour $F_{osc}=10$ GHz

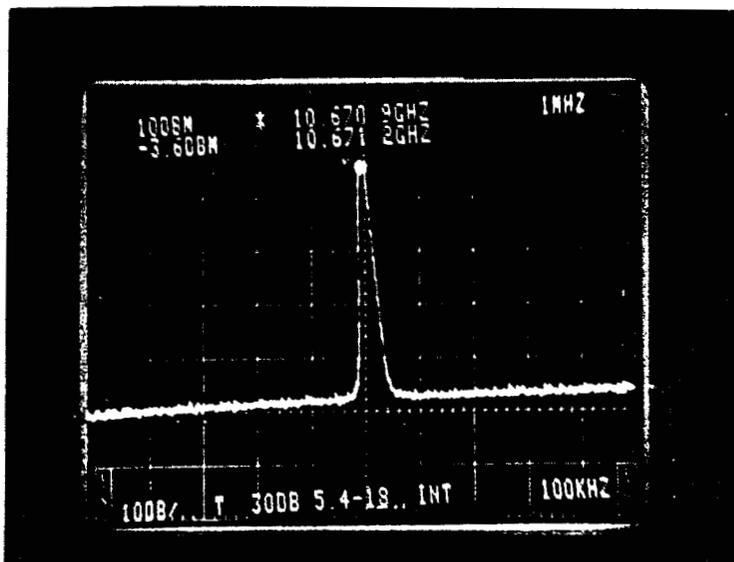
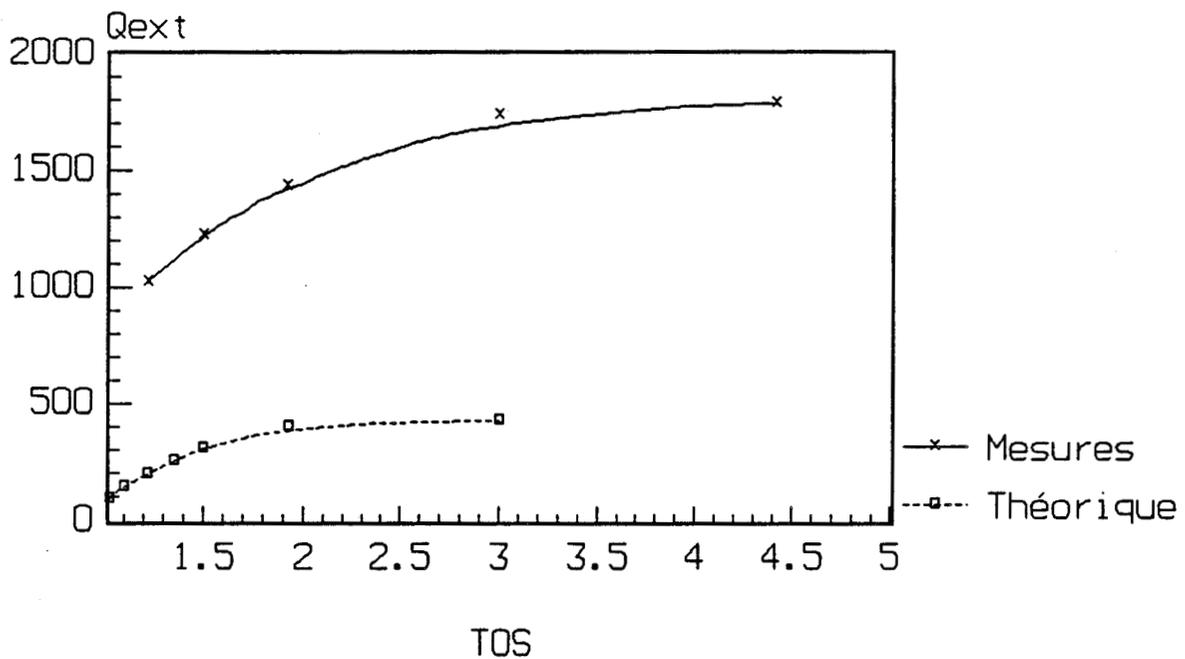


Figure II.18 : Spectre de l'oscillateur à mélangeur à diode

Nous avons relevé à l'analyseur de spectre les variations de fréquence δF_0 maximales en faisant varier la position du court-circuit, pour différentes atténuations, donc pour des valeurs de T.O.S. données. La fréquence d'oscillation est centrée sur $F_0 = 10.562$ GHz.

Atténuation (dB)	Coefficient de réflexion	δF_0 (MHz)	Q_{ext}
- 10	0.1	2.1	1024
- 7	0.2	3.6	1234
- 5	0.316	5.1	1430
- 3	0.5	8.12	1730
- 2	0.631	12.42	1780
- 1	0.794	24.8	1820

Les courbes de Q_{ext} en fonction du T.O.S. théorique et expérimental sont tracées figure II.17. D'après ces courbes, nous constatons que le résultat obtenu pour le facteur de qualité externe et donc le facteur de pulling est meilleur que celui prévu par la simulation.

L'ensemble de ces mesures montre que le coefficient de qualité reste élevé quelle que soit la charge : $Q_{ext} > 1000$.

Nous pouvons donc en conclure que l'oscillateur est de bonne qualité et qu'il peut être utilisé dans de nombreuses applications. Il peut être soumis à des coefficients de réflexion importants sans que sa fréquence d'oscillation en soit fortement affectée.

III.2.3.2) *Version diode*

Pour la version avec mélangeur à diode, le spectre d'émission obtenu à l'analyseur de spectre est présenté figure II.18. Bien que la puissance émise soit un peu moins élevée qu'avec la version "mélangeur à FET", nous avons entrepris des essais sur banc de simulation routier afin de les comparer à ceux obtenus avec la version FET. Ces essais sont décrits au paragraphe IV de ce chapitre.

III.2.4) Comparaison des résultats - expérience et simulation.

Le même logiciel "LOCAL" introduit au paragraphe II.1 et qui a servi à vérifier les dessins des masques, effectue une extraction du schéma électrique réel à partir du layout et nous donne un fichier de même structure que celui réalisé pour la simulation. La comparaison de ces deux fichiers a mis en évidence quelques différences.

Les nouveaux paramètres obtenus pour les composants dessinés indiquent que les valeurs des capacités et des résistances sont très voisines de celles souhaitées, que les largeurs des transistors et les largeurs des diodes ont bien les valeurs attendues mais que l'inductance de résonance est légèrement plus faible que la valeur escomptée :

$$L_{\text{théorique}} = 0,73 \text{ nH} \quad L_{\text{extraction}} = 0,7 \text{ nH}$$

soit un écart de 4%.

D'autre part, l'extraction du schéma nous a donné des longueurs de ligne supplémentaires entre les différentes parties du circuit. Certaines de ces longueurs peuvent être négligées car elles font moins de $20 \mu\text{m}$ de long.

D'autres lignes et en particuliers la ligne de liaison vers le plot de sortie de l'antenne a une longueur non négligeable de $120 \mu\text{m}$. De plus, certains plots comme le plot de masse se comportent comme une capacité dont la valeur est supérieure à celle prévue dans la simulation car elle n'a pas les dimensions prévues initialement.

Nous avons donc modifié notre premier schéma en ajoutant cette ligne supplémentaire et en changeant la valeur de l'inductance obtenue lors de la vérification par le programme "LOCAL". Après simulation, nous obtenons une fréquence d'oscillation décalée vers une valeur plus élevée, aux alentours de 10,4 GHz au lieu de 10 GHz.

Pour compléter cette comparaison théorie–expérience, il faut remarquer que dans la simulation, les inductances ramenées par les fils d'or permettant de faire la liaison entre les plots du circuit (alimentation, sortie antenne, sortie BF, masse) et les lignes gravées sur le substrat diélectrique n'ont pas été prises en compte.

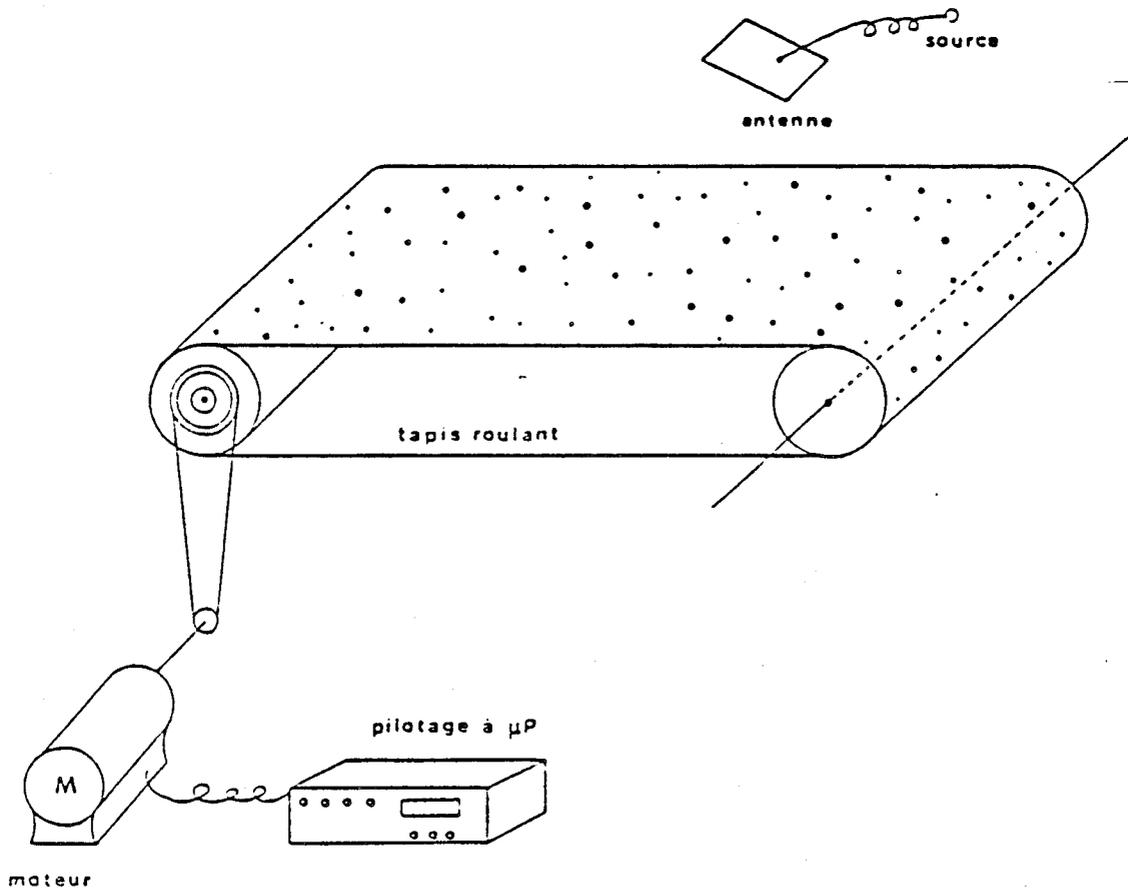


Figure II.19 : Banc de simulation routier

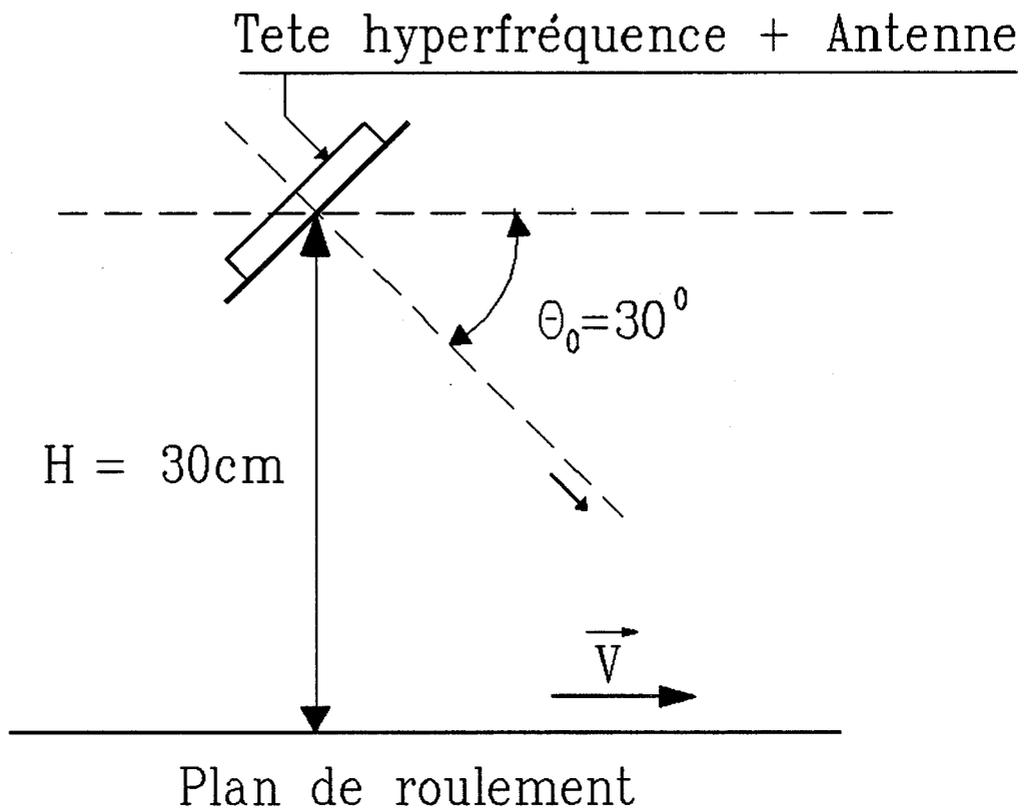


Figure II.20 : Principe du capteur.

Finalement, après avoir complété notre schéma pour la simulation, nous constatons que la fréquence d'oscillation vaut $F_0 = 10,6$ GHz et que la puissance délivrée n'est que de quelques dBm (3 à 5 dBm suivant la longueur des fils de connexion).

La différence de puissance observée entre les résultats des mesures et de simulation peut s'expliquer par l'existence de nombreux coefficients de réflexion indésirables. Par exemple la modélisation du circuit ayant été effectué à 10 GHz mais le circuit oscillant en fait à 10.56 GHz, les largeurs des lignes de transmission réalisées sur le substrat P.T.F.E. ainsi que les Tés de polarisation ne sont plus adaptés.

Bien qu'au vu de ces résultats, il n'y ait pas accord parfait entre l'étude théorique et l'expérimentation, nous avons jugé bon avant de procéder à des modifications de tester le circuit MMIC en situation.

IV) VALIDATION DU CIRCUIT UTILISE EN CINEMOMETRE DOPPLER

Il est important de vérifier dès maintenant que les concepts que nous avons développés lors de cette étude sont valable pour l'application "capteur cinémométrique Doppler".

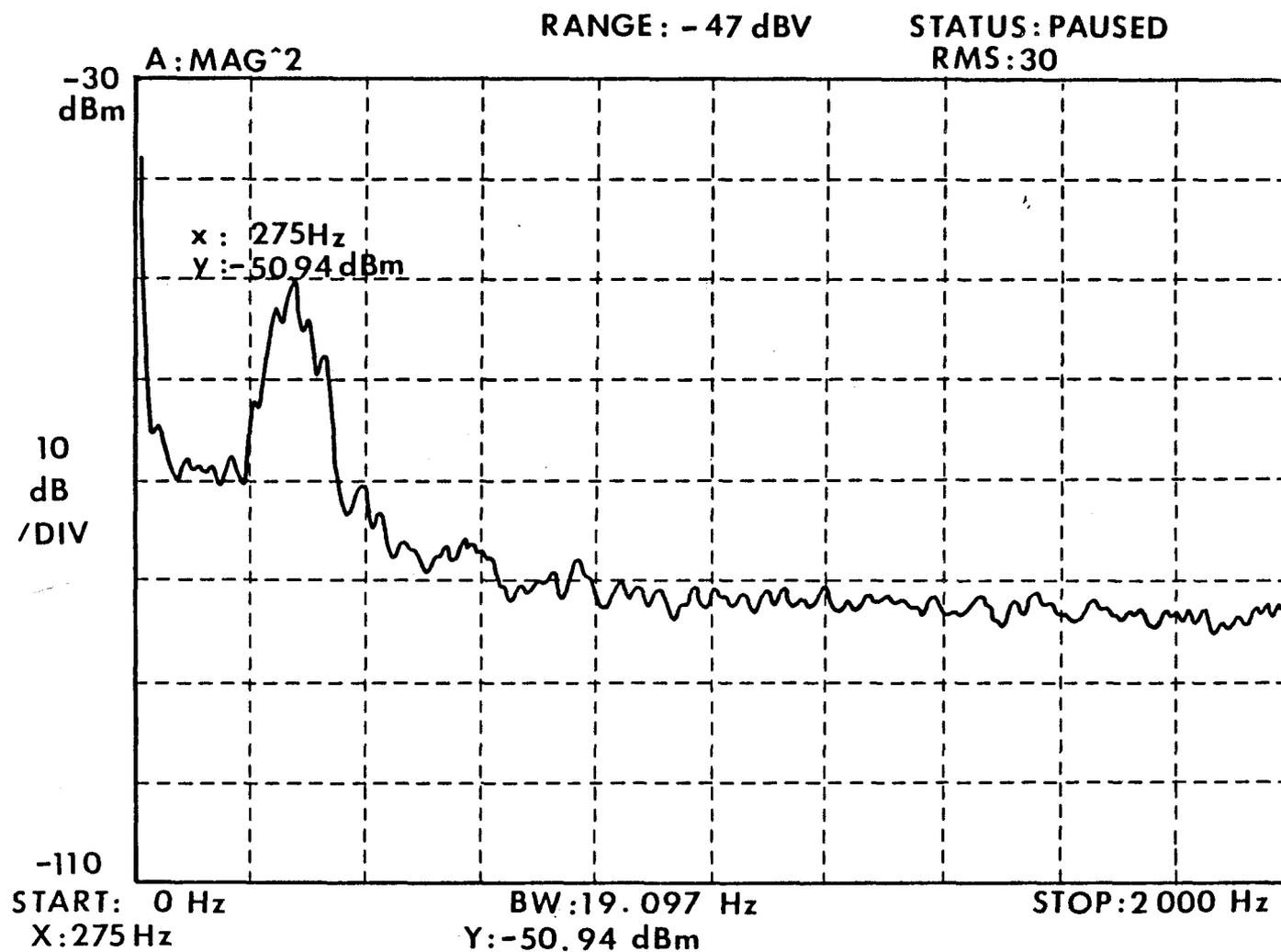
A cet effet, un prototype incluant le circuit M.M.I.C. et une antenne 6 x 8 éléments carrés [réf 12], a été testé sur un banc de tests de laboratoire (figure II.19).

La liaison entre l'antenne et le boîtier hyperfréquence décrit au paragraphe III.2.1 et contenant le circuit M.M.I.C., est réalisée au moyen d'une fiche coaxiale (Radiall R125630) dont l'âme centrale est soudée au point d'excitation 50 Ω du réseau.

L'axe de l'antenne est incliné par rapport à l'horizontale d'un angle de 30° et le centre de l'antenne est à 30 cm du plan de roulement. Le synoptique du montage de ce prototype est représenté figure II.20.

Le signal Doppler est recueilli sur la sortie basse fréquence du capteur. Afin d'amener ce signal Doppler à un niveau de tension suffisant pour être analysé et traité, un amplificateur de gain 100 dans une bande passante allant de quelques Hz

Figure II.21 : Exemple de spectre obtenu en sortie du mélangeur
 $v = 3 \text{ m/s}$



à 16 kHz (1000 km/h) a été adjoint à la sortie BF de notre capteur. Le signal amplifié est ensuite traité par un analyseur de spectre BF Hewlett Packard.

Les essais que nous avons réalisés pour une vitesse de défilement du tapis de 3 m/s sont présentés figure II.21. Le second circuit M.M.I.C. comportant une diode Schottky comme mélangeur a également été testé dans les mêmes conditions.

Une comparaison du rapport Signal/Bruit a également été réalisée. La mesure de bruit est effectuée en statique et correspond à l'amplitude du signal obtenu lorsque le capteur est immobile et vise un absorbant hyperfréquence. La mesure dynamique est faite sur le banc de simulation routier à une vitesse de 3 m/s :

Type de mélangeur.	Schottky	F.E.T.
Bruit (mV)	30	40
Signal (mV)	2500	3000
Signal/Bruit (dB)	38	37.5

Le rapport signal/bruit obtenu avec les deux types de mélangeurs est du même ordre de grandeur : $S/N \approx 38$ dB.

Le faible niveau de bruit permet d'envisager l'utilisation directe du signal Doppler par un système de traitement de signal.

L'ensemble de ces résultats pratiques montre que le capteur intégré que nous avons conçu est parfaitement exploitable pour l'application principale envisagée.

Conclusion

Ce premier prototype complet de capteur intégré monolithique a donné des résultats expérimentaux encourageants même si, d'un point de vue hyperfréquence, il n'y a pas accord parfait entre la simulation et l'expérimentation.

Nous avons en effet constaté deux désaccords avec les résultats de la simulation; le premier point concerne la fréquence qui est de 10,56 GHz alors qu'il était prévu une oscillation à 10 GHz, et le second point est la puissance de sortie qui n'est que de 2 dBm au lieu de 11 dBm.

Cependant, la vérification du layout au moyen du logiciel "Local" permet d'extraire les vraies valeurs des éléments utilisés lors de la conception du circuit ; si l'on réinjecte ces nouvelles valeurs dans le programme de simulation , on constate que les écarts avec les résultats expérimentaux s'amenuisent.

Par ailleurs, nous avons constaté que l'oscillateur présente un excellent facteur de pulling ($Q_{ext} > 1000$) : en ce sens, notre objectif est atteint.

Le test de ces deux premiers prototypes en configuration radar Doppler, sur banc de simulation routier a montré que le signal Doppler était parfaitement exploitable.

Nous avons également constaté durant cette étude que du point de vue hyperfréquence, la version avec mélangeur à FET donne de meilleurs résultats que la version avec mélangeur à diode Schottky. Par contre, en fonctionnement cinémomètre Doppler, les deux versions donnent sensiblement les mêmes performances.

L'ensemble de ces éléments nous fournit de nombreux renseignements quant à la manière dont nous allons concevoir le second prototype intégré monolithique afin d'améliorer essentiellement la puissance d'émission.

De ces résultats nous concluons que :

a) les pertes du circuit ont été supérieures à celles prévues par la simulation, ce qui a eu pour effet de diminuer la résistance négative.

b) les éléments apportés par les liaisons circuit-boîtier ont été minimisés ou négligés.

c) la moitié de la puissance d'alimentation étant consommée par le buffer, il est intéressant de chercher à remplacer l'ensemble oscillateur-buffer par un seul oscillateur dont la structure permet de s'affranchir des variations de la charge.

Enfin, un des principaux inconvénients du buffer est d'occuper une place non-négligeable sur le circuit.

BIBLIOGRAPHIE DU DEUXIEME CHAPITRE

- [1] : **Logiciel de dessin de masques des Laboratoires d'Electronique Philips/Philips Microwave Limeil.**
- [2] : **Logiciel de contrôle des règles de dessin des masques (Laboratoires d'Electronique Philips/Philips Microwave Limeil).**
- [3], [4], [5], [7], [8] : **Caractéristiques du procédé D05AL de la fonderie P.M.L. (Philips Microwave Limeil).**
- [6] : **Rapport interne LEP/PML sur la modélisation des inductances et leurs schémas équivalents.**
- [9] : **Design book du procédé D05AL de la fonderie P.M.L.**
- [10] : **K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl,**
"Microstrip lines and slotlines",
Artech House 1979, Chap 7, p 297.
- [11] : **K. Kurokawa,**
"An introduction to the theory of microwave circuits",
Academic press, New-York 1969.
- [12] : **M. El Bekkali,**
"Capteurs cinémométriques à antennes plaquées en bande X – Applications",
Thèse Docteur de l'Université, Lille, Juillet 1991.

CHAPITRE III

SECONDE REALISATION

Introduction	III.1
I) Oscillateur série	III.2
I.1) Etude du fonctionnement de l'oscillateur à partir du schéma équivalent	III.2
I.2) Schéma électrique	II.4
II) Oscillateur à résonateur diélectrique (D.R.O)	III.10
II.1) Aspect théorique du D.R.O.	III.10
II.2) Propriétés physiques et caractéristiques du résonateur diélectrique	III.10
II.3) Fréquence de résonance du résonateur	III.11
II.4) Conception de l'oscillateur à résonateur	III.11
III) Réalisation	III.16
IV) Résultats expérimentaux	III.17
IV.1) Oscillateur série	III.17
IV.2) Oscillateur à résonateur diélectrique	III.19
IV.3) Comparaison des résultats	III.19
Conclusion	III.20

Introduction

La confrontation des résultats expérimentaux obtenus sur le premier prototype avec les données issues de la simulation, nous permet d'envisager certaines modifications à apporter lors de la conception de la tête hyperfréquence, afin de respecter au mieux le cahier des charges.

En particulier, en ce qui concerne la puissance de sortie (10 dBm) de l'oscillateur, nous prendrons en compte les pertes occasionnées par les éléments parasites et les éléments de liaison ; il nous apparaît également nécessaire de prévoir une possibilité d'accord de la fréquence autour de 10 GHz.

Les différentes étapes de conception de ce nouveau prototype sont identiques à celles décrites aux chapitres I et II :

- 1) conception et simulation du capteur intégré monolithique.
- 2) réalisation des masques à partir de la simulation.
- 3) extraction du schéma à partir du "lay-out".
- 4) comparaison des fichiers résultant de la simulation et de l'extraction.
- 5) modification du "lay-out".

Dans une première partie, nous étudions un oscillateur classique à contre réaction série. Il est nécessaire pour nos applications, de prévoir une possibilité d'accord de la fréquence afin de pouvoir se caler sur la fréquence de résonance de l'antenne.

Il nous a semblé judicieux dans une seconde partie d'étudier un second type d'oscillateur. Dans le cadre de nos applications, un oscillateur à résonateur diélectrique nous est apparu intéressant, afin de stabiliser en température la fréquence d'émission et de rendre la précision du capteur indépendante des conditions climatiques.

Dans la troisième partie, nous présentons les résultats de mesures effectuées sur les nouveaux circuits et nous comparons leurs performances à celles obtenues lors de la première réalisation.

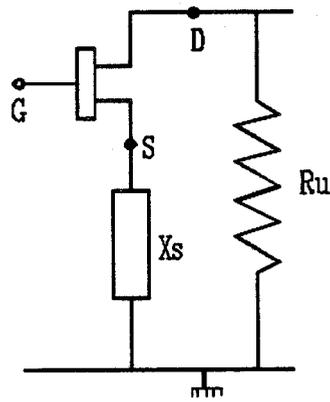


Figure III.1: Oscillateur série

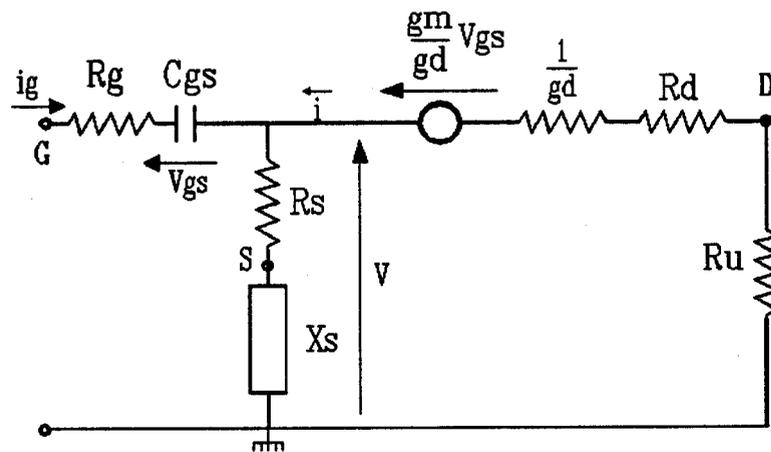


Figure III.2: Schéma électrique équivalent

I) OSCILLATEUR SERIE

Le schéma électrique simplifié d'un tel oscillateur est représenté à la figure III.1 ; ce dispositif correspond à un oscillateur à contre-réaction série ; l'élément réactif X_s est placé entre la source et la masse.

I.1) Etude analytique du fonctionnement de l'oscillateur à partir du schéma équivalent petit signal

Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée entre grille et masse peut être calculée simplement à partir du schéma équivalent simplifié petit signal du transistor (figure III.2). Nous négligeons dans ce calcul les capacités C_{gd} et C_{ds} [réf 1] et nous chargeons le transistor par une impédance R_u .

Pour simplifier, nous noterons :

$$z_d = \frac{1}{g_d} + R_d + R_u$$

$$z_s = R_s + jX_s$$

Avec les notations de la figure III.2, on peut écrire :

$$V = (i_g + i)z_s \quad \text{[III.1]}$$

$$\frac{g_m}{g_d} V_{gs} - V = z_d i \quad \text{[III.2]}$$

$$i_g = j\omega C_{gs} V_{gs} \quad \text{[III.3]}$$

En éliminant V_{gs} et i , nous obtenons :

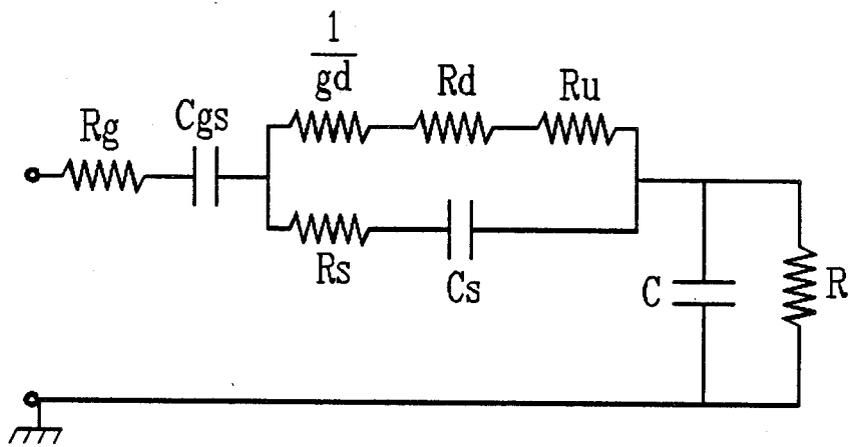


Figure III. 3 : Schéma électrique équivalent à l'entrée.

$$Z_e = R_g + \frac{1}{j \omega C_{gs}} + \frac{z_s \cdot z_d}{z_s + z_d} + \frac{g_m}{g_d} \cdot \frac{z_s}{j \omega C_{gs} (z_s + z_d)} \quad [\text{III.4}]$$

Nous avons opté pour l'utilisation d'une impédance de source purement capacitive $z_s = \frac{1}{j C_s \omega}$; en effet, la configuration série capacitive permet l'obtention de zones d'instabilité importantes en montage source commune [réf 2, 3, 4]. De plus, des éléments associés de type capacitif sont plus faciles à réaliser, à modéliser et de meilleure qualité que des éléments inductifs.

Il est alors possible d'obtenir une impédance d'entrée Z_e à partie réelle négative :

$$Z_e = R_g + \frac{1}{j \omega C_{gs}} + \frac{z_d (1 + j R_s C_s \omega)}{1 + j (R_s + z_d) C_s \omega} - \frac{g_m}{\omega^2 C_{gs} C_s g_d} \cdot \frac{1}{\frac{1}{j \omega C_s} + z_d} \quad [\text{III.5}]$$

On peut représenter cette impédance Z_e par le schéma électrique de la figure III.3.

$$\text{où} \quad R = - \frac{g_m}{\omega^2 C_{gs} C_s [1 + g_d (R_u + R_d)]} \quad [\text{III.6}]$$

$$\text{et} \quad C = \frac{g_d C_{gs}}{g_m} \quad [\text{III.7}]$$

L'oscillation est possible si :

$$\sum \text{Re}(Z_e) < 0$$

$$\sum \text{Im}(Z_e) = 0$$

Il faut donc que :

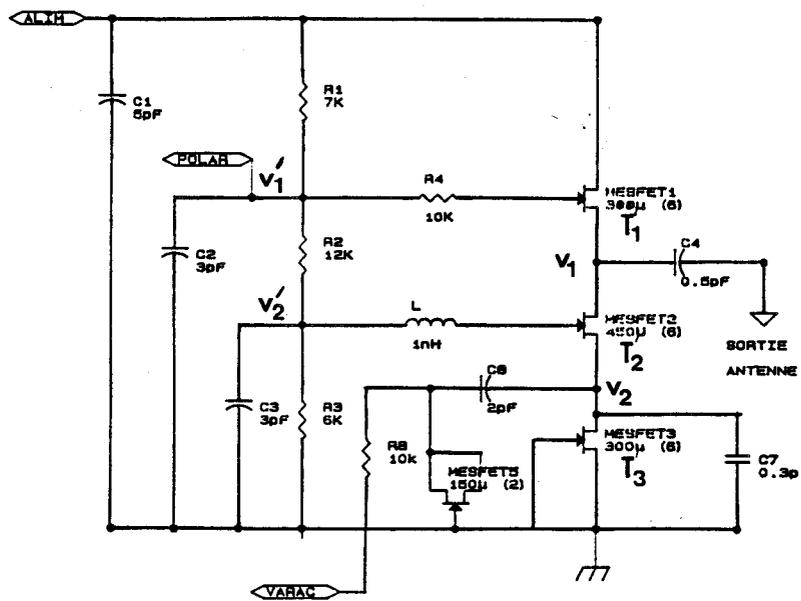


Figure III.4 : Schéma électrique de l'oscillateur série

$$Re(Z_e) = R_L + R_g + R_s + \frac{z_d [1 + R_s C_s^2 \omega^2 (R_s + z_d)]}{1 + C_s^2 \omega^2 [1 + g_d (R_d + R_u)]} - \frac{g_m}{C_{gs} C_s \omega^2 [1 + g_d (R_d + R_u)]} < 0 \quad [III.8]$$

où R_L représente la résistance de perte de l'inductance L.

Il faut, pour que la partie imaginaire s'annule, compenser la partie capacitive de Z_e en plaçant une impédance selfique au niveau de la grille telle que :

$$L\omega = \frac{1}{C_{gs} \omega} + \frac{z_d (C_s \omega z_d)}{1 + C_s^2 \omega^2 (R_s + R_d)^2} + \frac{\omega^2 C_{gs} C_s [1 + g_d (R_u + R_d)^2]}{g_m g_d} \quad [III.9]$$

La fréquence des oscillations est donnée par :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_e}} \quad [III.10]$$

où C_e = capacité équivalente vue à l'entrée du transistor.

I.2) Schéma électrique

Le circuit oscillateur que nous nous proposons d'étudier est représenté figure III.4. Il comprend trois transistors T_1 , T_2 et T_3 ; le montage source commune réalise un bon compromis entre la puissance de sortie et l'accordabilité en fréquence [réf 5].

Nous nous sommes efforcés, comme lors de la première réalisation, de concevoir un circuit le plus simple possible. Nous avons néanmoins intégré l'ensemble du dispositif : éléments de contre-réaction et de résonance, et alimentations.

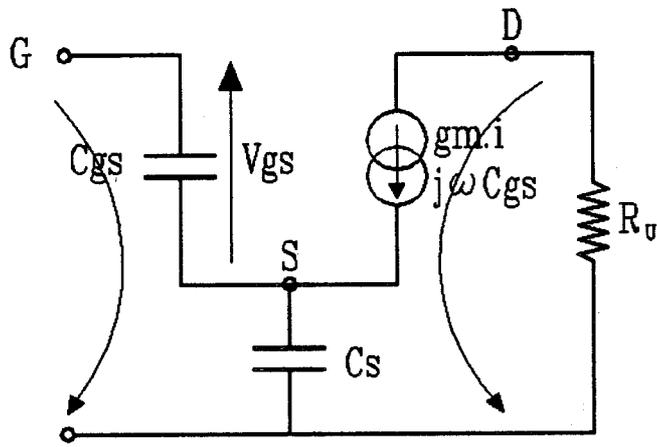


Figure III.5 : Schéma équivalent simplifié de l'oscillateur

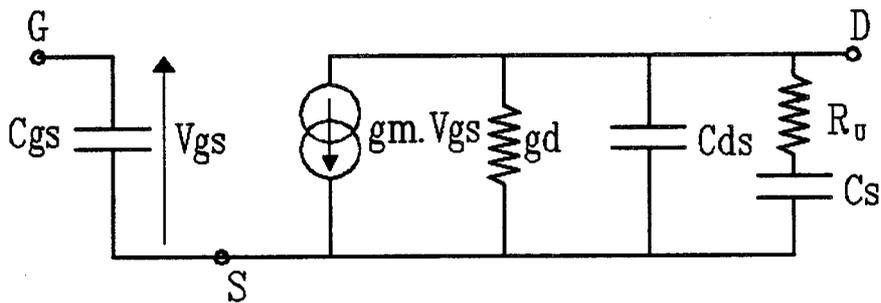


Figure III.5' : Autre représentation

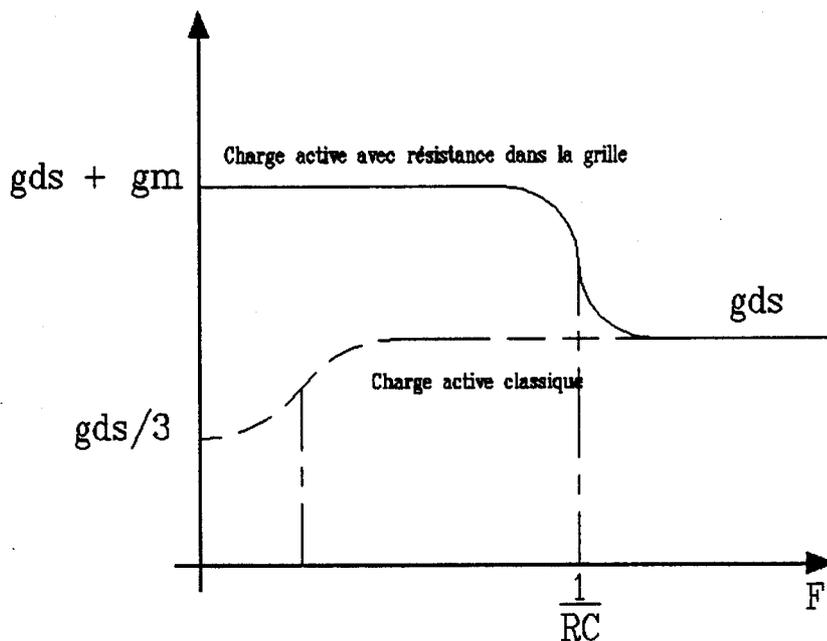


Figure III.6 : Evolution de la conductance de sortie en fonction de la fréquence

Dans cette version à contre-réaction série, la source est reliée à la masse par une capacité de réaction série $C_s = 0,3$ pF pour former le quadripôle actif.

Les différents éléments ont été déterminés en utilisant le logiciel de C.A.O. micro-onde dans le domaine temporel du L.E.P./P.M.L. successivement en linéaire pour l'optimisation du circuit, de façon à ce que les conditions de démarrage de l'oscillation soient respectées, et en non-linéaire pour la détermination de la puissance et de la fréquence exactes [réf 6].

Optimisation

Le transistor qui génère l'oscillation est le MESFET T_2 . Il a une largeur de grille de $450 \mu\text{m}$ selon une structure interdigitée de 6 doigts de $75 \mu\text{m}$ afin de fournir une puissance de 10 mW sur une charge 50 Ohms. L'élément réactif est constitué par une impédance selfique en court-circuit placée sur la grille du transistor d'oscillation. Le résonateur série est formé par cette inductance dont la valeur est $L = 1$ nH, et la capacité grille-source du transistor MESFET T_2 .

La charge de 50 Ohms est connectée directement dans le circuit de drain. Ceci permet d'augmenter le gain de boucle de contre-réaction tout en simplifiant le circuit.

Choix de la capacité C_s

En prenant comme schéma équivalent de l'oscillateur le schéma simplifié représenté figure III.5, mis sous une autre forme figure III.5', l'impédance d'entrée s'exprime :

$$Z_e = \frac{v}{i} = -\frac{g_m}{\omega^2 C_{gs} C_s} + \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{C_{gs}} + \frac{1}{C_s} \right) \quad [\text{III.11}]$$

On remarque d'après l'équation III.11 que plus C_s est faible, et plus la partie réelle de l'impédance d'entrée est négative. En contrepartie, plus la charge R_u et la capacité C_s sont faibles, et plus le courant est important dans ces éléments.

L'amplitude de la tension aux bornes de C_s augmente et la tension de sortie diminue dans les mêmes proportions. Il faut donc choisir les valeurs de g_d et C_{gs} suffisamment élevés, ce qui implique d'avoir un transistor de largeur importante ($> 300 \mu\text{m}$).

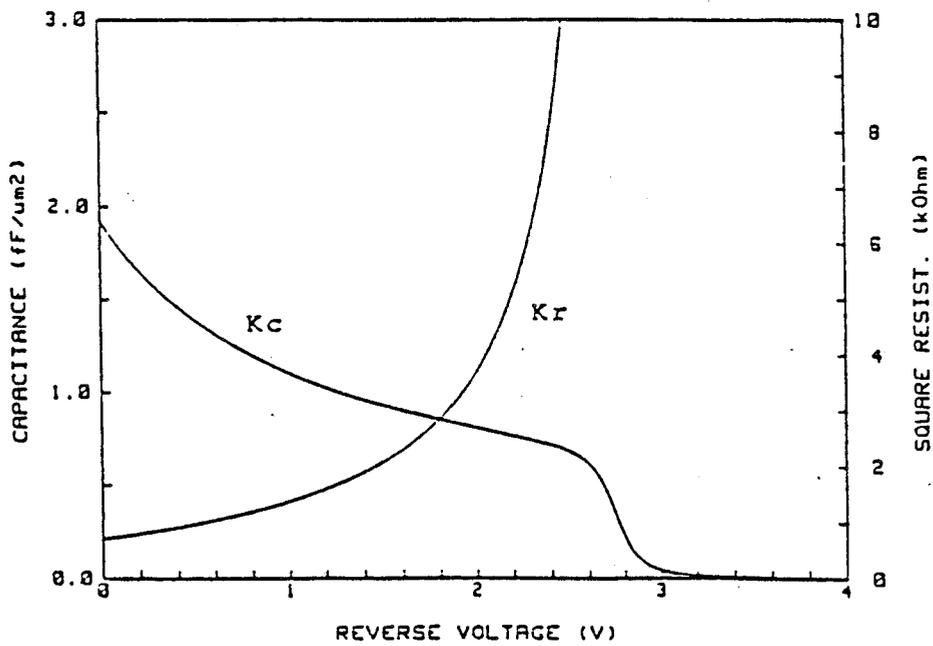
Les électrodes du transistor MESFET T_2 du circuit oscillant sont toutes "chaudes". Les polarisations de la source et du drain sont assurées à l'aide de deux charges actives [réf 7].

La première est constituée du transistor T_1 placé sur le drain du transistor d'oscillation T_2 . La largeur de ce transistor T_1 est de $300 \mu\text{m}$. Il a une structure interdigitée de 6 doigts de $50 \mu\text{m}$. La configuration T_1 , R_4 , $C_{gs}(T_1)$ présente une faible conductance de charge en hyperfréquence ($\approx g_{ds}$) et une forte conductance dynamique à basse fréquence ($\approx g_m$).

Le choix de la résistance R_4 résulte d'un compromis entre le courant de grille du FET T_1 et la fréquence de coupure $F_c = \frac{1}{2\pi R_4 C_{gs}(T_1)}$ qui doit au moins être une décade plus faible que la fréquence d'oscillation de façon à ne pas perturber le fonctionnement hyperfréquence ; dans notre cas, le courant de grille étant très faible, il faut choisir R_4 suffisamment grande : nous avons pris $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$. Si on choisit par exemple: $F_c = 500 \text{ MHz} = \frac{1}{2\pi R_4 C_{gs}(T_1)}$, alors une capacité C de $0,032 \text{ pF}$ est nécessaire ; comme la valeur de $C_{gs}(T_1)$ est typiquement de l'ordre de 0.2 pF , il n'est pas nécessaire de rajouter une capacité supplémentaire en parallèle sur $C_{gs}(T_1)$. La stabilité de la polarisation est ainsi assurée ($V_1 = V'_1$ et $V_2 = V'_2$, cf figure III.4) .

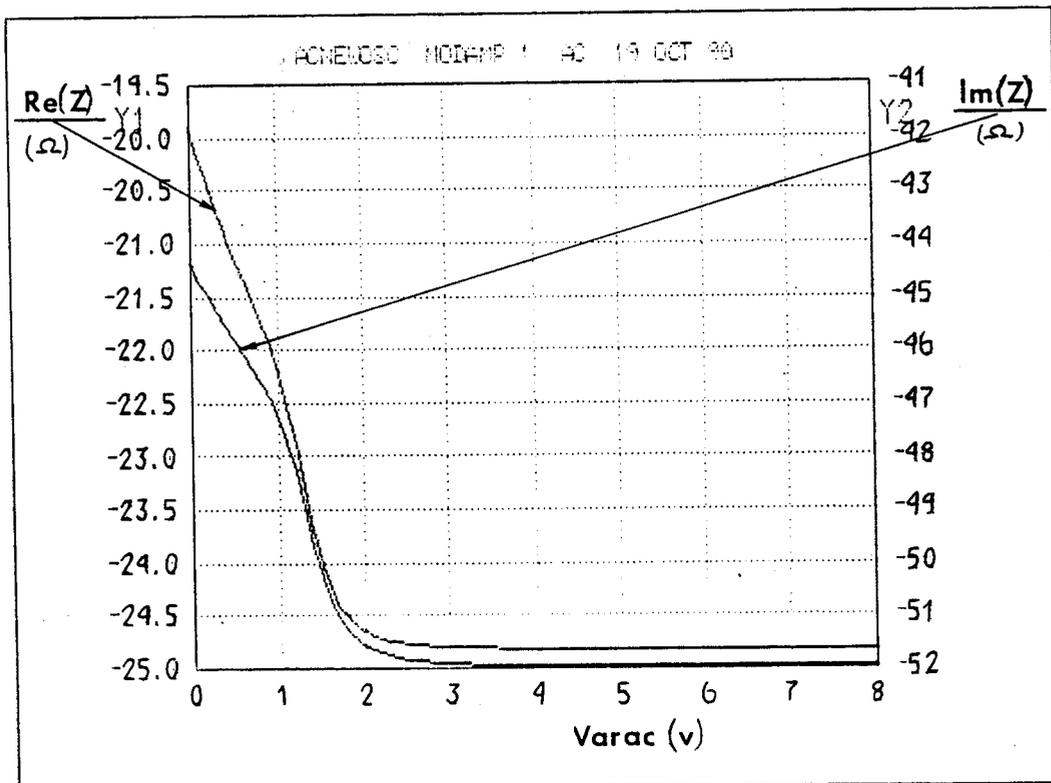
La seconde charge active est classique. La grille est connectée à la source. Elle est constituée du transistor MESFET T_3 dont la largeur est de $300 \mu\text{m}$. Elle impose le courant continu à l'ensemble des trois FET série (MESFET 1, 2 et 3).

La conductance dynamique en BF est faible ($\approx \frac{g_{ds}}{3}$), à la manière d'une self de choc (figure III.6), alors qu'en hyperfréquence, la valeur de la conductance de sortie est celle d'une charge active classique ($\approx g_{ds}$).



N.B. This model has only been validated for $L = 3 \mu\text{m}$

Figure III.7 : Variation de la capacité C_{gs} du transistor en fonction de la tension de polarisation



FREQUENCY 10G

Figure III.8 : Variation de l'impédance d'entrée de l'oscillateur en fonction du varactor

Le découplage hyperfréquence des grilles est assuré par des capacités de 3 pF et celui de l'alimentation par une capacité de 5 pF.

La polarisation des grilles est réalisée au moyen de trois résistances série :

$$R_1 = 7 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 6 \text{ k}\Omega$$

Un de nos objectifs est de réaliser un oscillateur contrôlé en tension de façon à pouvoir accorder la fréquence d'oscillation sur la fréquence de résonance de l'antenne (charge de l'oscillateur) [réf 8, 9, 10]. Cet objectif est atteint en plaçant sur la source du transistor MESFET 2 un transistor MESFET 5 dont la source et le drain sont reliés. Ce transistor a une largeur de grille de $150 \mu\text{m}$. La grille est directement reliée à la masse. On réalise ainsi un varactor ; en effet, en changeant la tension de polarisation appelée "Varac", c'est à dire en appliquant une tension positive en même temps sur la source et le drain du transistor, on fait varier les capacités C_{gs} (figure III.7) et C_{gd} de ce transistor, ce qui se traduit par une variation des impédances d'entrée et de sortie de l'oscillateur (figure III.8).

Ces capacités viennent s'ajouter à la capacité de contre-réaction série de 0,3 pF et on peut ainsi modifier la fréquence de résonance de l'oscillateur.

Un tel système de commande de fréquence présente l'avantage d'être simple à mettre en oeuvre et la plage d'accordabilité en fréquence est suffisamment large pour les applications envisagées.

Simulation linéaire

Afin de respecter les conditions de démarrage de l'oscillation décrites au premier chapitre, nous avons tracé après avoir effectué plusieurs simulations, les variations de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance vue à la sortie de l'oscillateur.

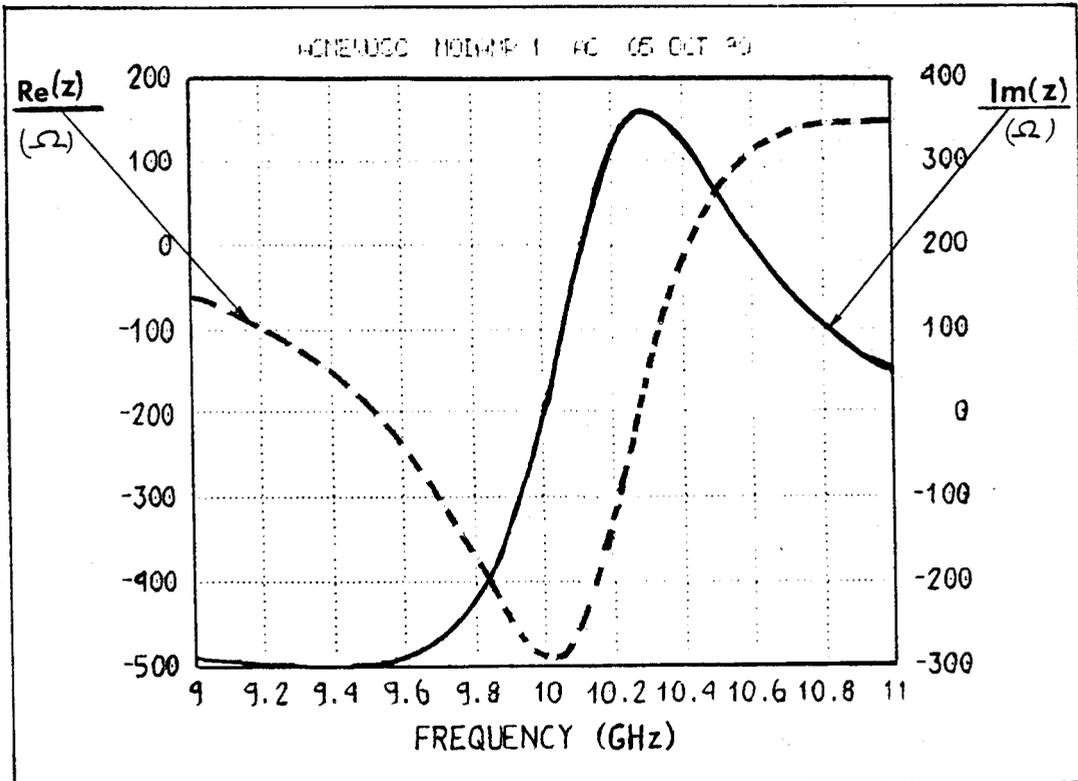


Figure III.9 : Variation de l'impédance de sortie de l'oscillateur en fonction de la fréquence

La combinaison des éléments ci-après

$$L = 1 \text{ nH}$$

$$C_s = 0.3 \text{ pF}$$

$$T_1 : w = 300 \text{ } \mu\text{m}$$

$$T_2 : w = 450 \text{ } \mu\text{m}$$

$$T_3 : w = 300 \text{ } \mu\text{m}$$

respecte le mieux ces conditions, c'est à dire que lorsque la partie imaginaire s'annule, la réserve de résistance négative en sortie est suffisante pour démarrer l'oscillation (figure III.9).

En effet, la résistance négative obtenue est de $- 500 \text{ } \Omega$ à 10 GHz. Cette résistance peut paraître excessive puisque la charge n'est que $50 \text{ } \Omega$; cependant, si l'on tient compte de tous les éléments parasites tels que la résistance de perte de l'inductance d'oscillation, les pertes résistives des lignes de transmission, cette réserve de résistance négative diminue jusqu'à $- 100 \text{ } \Omega$ à 10 GHz.

Polarisation

La polarisation des transistors est la suivante :

$$\text{MESFET1 : } V_{ds1} = 2.67 \text{ V} \qquad V_{gs1} = - 0.13 \text{ V}$$

$$\text{MESFET2 : } V_{ds2} = 2.89 \text{ V} \qquad V_{gs2} = - 0.14 \text{ V}$$

$$\text{MESFET3 : } V_{ds3} = 2.44 \text{ V} \qquad V_{gs3} = 0 \text{ V}$$

Simulation non-linéaire

Comme lors de la première réalisation, cette simulation a été effectuée au L.E.P. en utilisant le logiciel Philpac. Les transistors sont identiques à ceux utilisés dans le chapitre I, ce sont des MESFET GaAs de longueur $0.5 \text{ } \mu\text{m}$ modélisés sur Philpac.

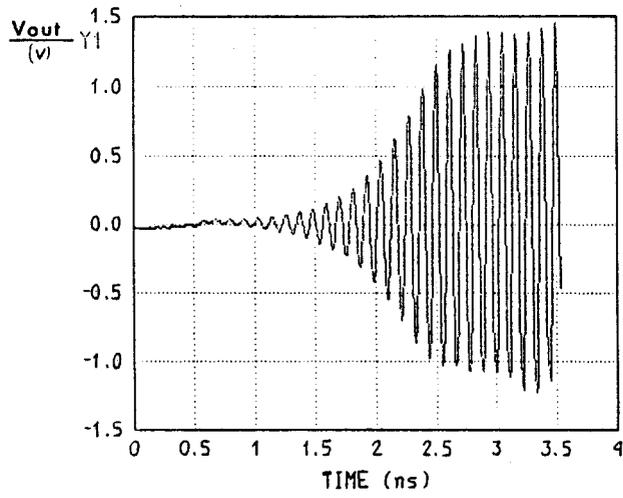


Figure III.10 : Démarrage des oscillations
(osc série)

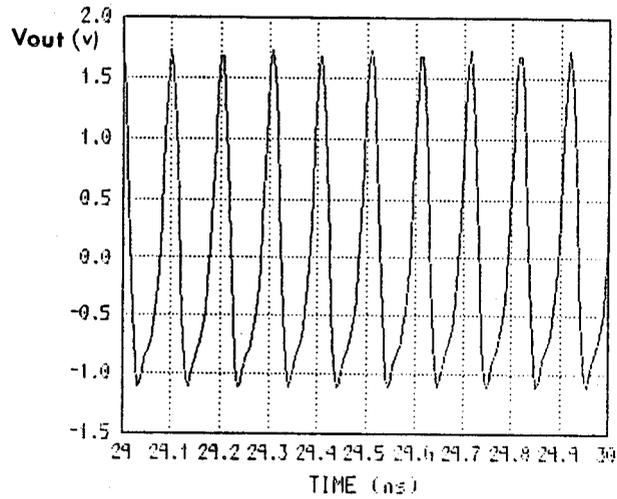


Figure III.11 : Régime établi des oscillations
(osc série)

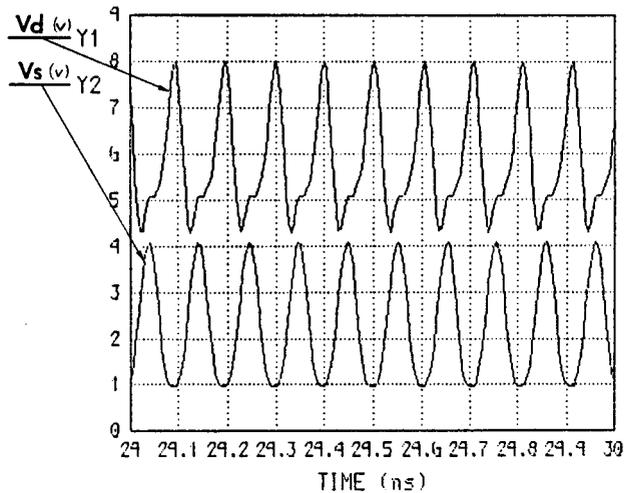


Figure III.12 : Tensions de drain et de source
du transistor d'oscillation

Pour cette simulation non-linéaire, nous avons également pris en compte tous les éléments parasites pouvant intervenir soit sur la puissance, soit sur la fréquence d'oscillation. Ainsi nous avons tenu compte :

1°) du schéma équivalent des selfs (Cf chapitre I)

2°) des plots d'alimentation dont la capacité équivalente est typiquement de 70 fF pour les plots de dimensions $80 \mu\text{m} \times 80 \mu\text{m}$ réalisés

3°) des capacités parasites des plots de transistors dont les valeurs sont :

- 10 fF pour les plots de grille, de drain et de source d'un transistor de largeur inférieure à $100 \mu\text{m}$

- 20 fF pour les transistors plus larges ($> 100 \mu\text{m}$)

4°) de la liaison par un fil d'or entre le plot de sortie du circuit et la ligne 50 ohms reliée à la charge, en introduisant dans la simulation une inductance de valeur telle que : $L = 1 \text{ nH} / \text{mm}$

Habituellement, on prend pour valeur d'inductance $L = 0,5 \text{ nH}$

5°) de la capacité parasite liée à la surface occupée par une capacité réalisée lorsque sa valeur est supérieure à 1 pF.

Nous avons observé précisément le régime transitoire sur un temps allant de 0 à 2 ns; le régime permanent est atteint au bout de 1,5 ns (figure III.10).

Les évolutions des tensions de drain et de source du transistor d'oscillation MESFET 2 ainsi que la tension aux bornes de la charge 50 ohms lorsque le régime permanent est atteint, sont présentés figure III.11 et III.12.

De cette étude nous pouvons déduire la fréquence d'oscillation qui est exactement de 10 GHz et la puissance de sortie estimée à 17 mW.

Il y a une distorsion de la tension de sortie lorsque celle-ci atteint $-1,1 \text{ v}$. Cette distorsion peut être réduite en polarisant la grille du transistor à une tension plus faible : $V_{gs} = -1,1 \text{ v}$ (au lieu de $-0,14 \text{ v}$), mais l'amplitude des oscillations diminue et n'atteint plus que 2 v crête à crête (au lieu de 2.6 v c à c).

Nous avons ensuite fait varier la charge pour que le TOS varie de 1 à 2 et nous avons noté la puissance obtenue pour trois valeurs de charge (la fréquence reste stable et égale à 10 GHz) :

Charge (Ohms)	25	50	75
Puissance (mW)	12,1	16,9	25,6

Ce tableau montre que plus la charge résistive est élevée et plus la puissance fournie à la charge augmente ; ceci provient du gain de boucle qui augmente avec la résistance de charge.

Remarque : nous verrons en II.4.2 (page III.16) que cette puissance diminue un peu lorsqu'on relie l'oscillateur au mélangeur mais dans tous les cas, elle reste supérieure à 10 mW.

II) OSCILLATEUR A RESONATEUR DIELECTRIQUE (D.R.O.)

II.1) Aspects théoriques du D.R.O.

L'intérêt d'utiliser un résonateur diélectrique (R.D.) provient de ses propriétés électriques ; il présente en effet un coefficient de qualité à vide très important (1500 à 4000) et donc une très grande sélectivité ainsi qu'une dérive en température bien contrôlée [réf 11, 12, 13].

On mesure l'importance de ces propriétés lorsque l'on sait qu'elles ont une influence directe sur la pureté spectrale et la stabilité en température de l'oscillateur.

II.2) Propriétés physiques et caractéristiques du résonateur diélectrique.

Le résonateur est une céramique comparable par ses caractéristiques à une cavité résonante métallique, de constante diélectrique très élevée (15 à 150) et dont les dimensions géométriques fixent la fréquence de résonance.

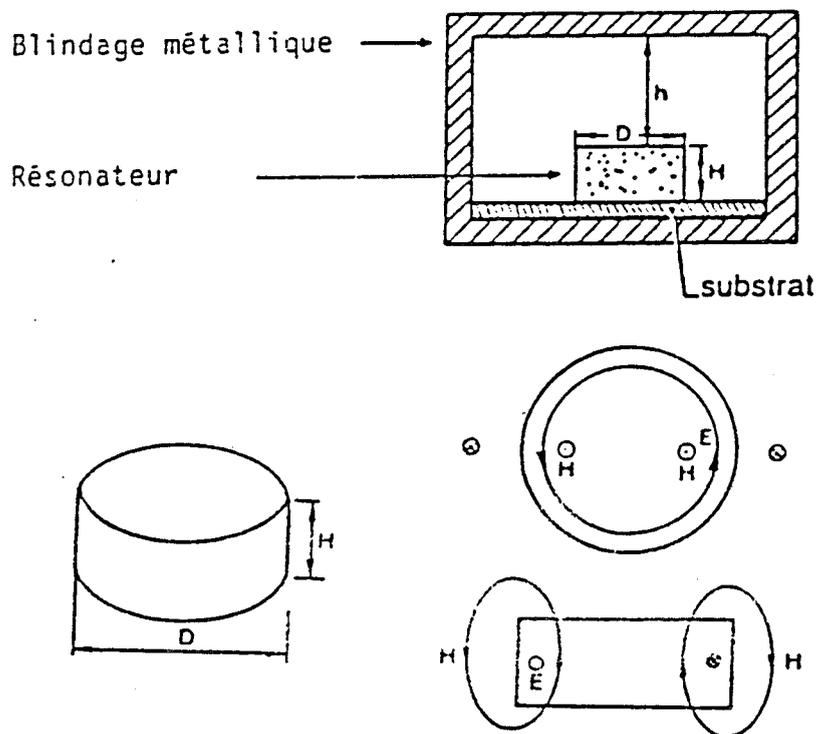


Figure III.13 : Résonateur diélectrique en mode $TE_{01\delta}$.

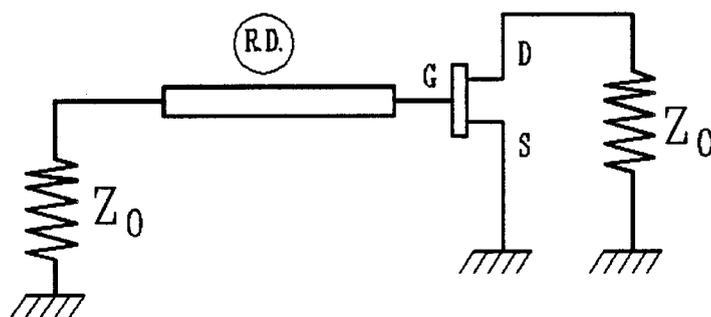


Figure III.14 : Structure de l'oscillateur à résonateur diélectrique.

Couplé à une ou deux lignes microrubans, il est excité suivant le mode fondamental $TE_{01\delta}$ qui est un mode dipolaire magnétique. Ce mode se couple magnétiquement très facilement à une ligne micro-ruban.

II.3) Fréquence de résonance du résonateur

Elle est déterminée par les dimensions géométriques du R.D. et par son environnement (figure III.13). A l'inverse, les dimensions du R.D. peuvent être calculées à partir de la fréquence d'oscillation désirée (cf annexe I).

II.4) Conception de l'oscillateur à résonateur

Il existe différentes structures d'oscillateurs [réf 14, 15], pour notre part, nous ne mettrons en oeuvre que la structure en réflexion (figure III.14).

Nous présentons les résultats de simulations des nouvelles réalisations ainsi que quelques rappels sur la méthodologie utilisée pour la conception et la réalisation des circuits intégrés, celle-ci ayant déjà fait l'objet d'une étude dans les chapitres précédents.

II.4.1) Simulation

La partie simulation, en linéaire d'abord, pour fixer les conditions de démarrage, puis en non-linéaire pour déterminer précisément la fréquence et la puissance des oscillations [réf 16], doit être effectuée avec plus de précautions que lors des précédentes réalisations. En effet, la mise au point des conditions de résonance sont délicates à mettre en oeuvre compte tenu des incertitudes de couplage et des pertes résistives qui existent entre le résonateur et la ligne de 50Ω . Dans cette configuration d'oscillateur à résonateur diélectrique, nous avons tenu compte dans les différentes simulations, des éléments parasites tels que les fils de connexions et les capacités parasites (plots d'alimentation et de masse, capacités > 1 pF)

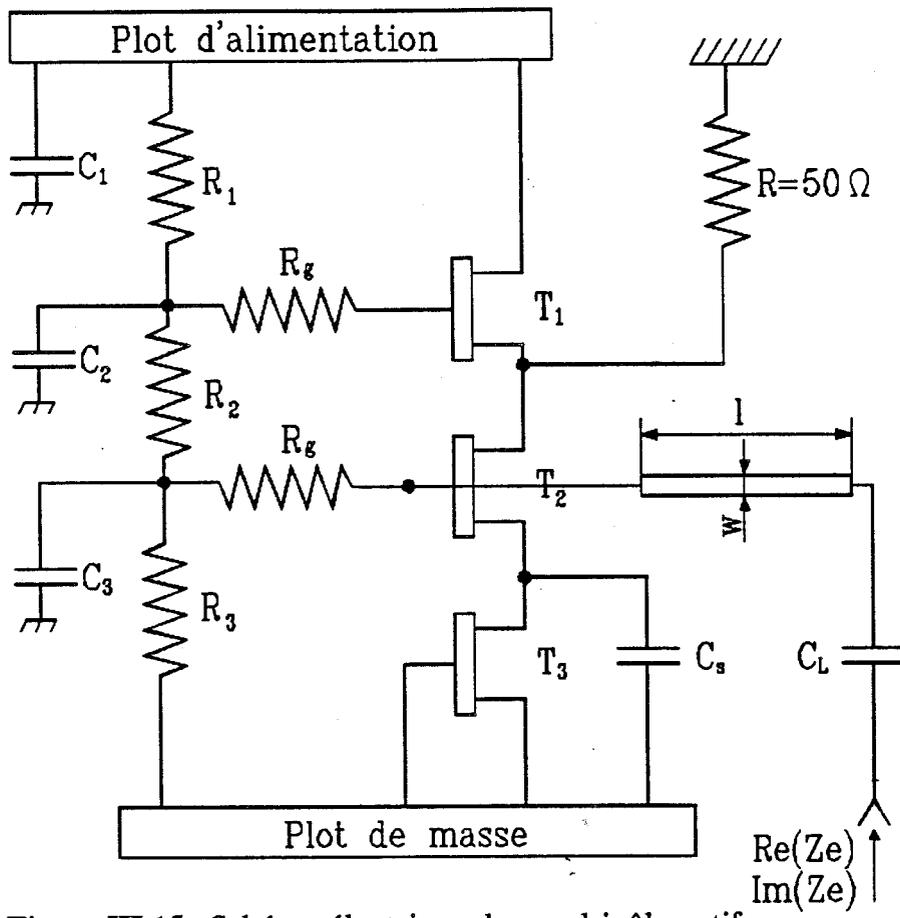


Figure III.15 : Schéma électrique du quadripôle actif

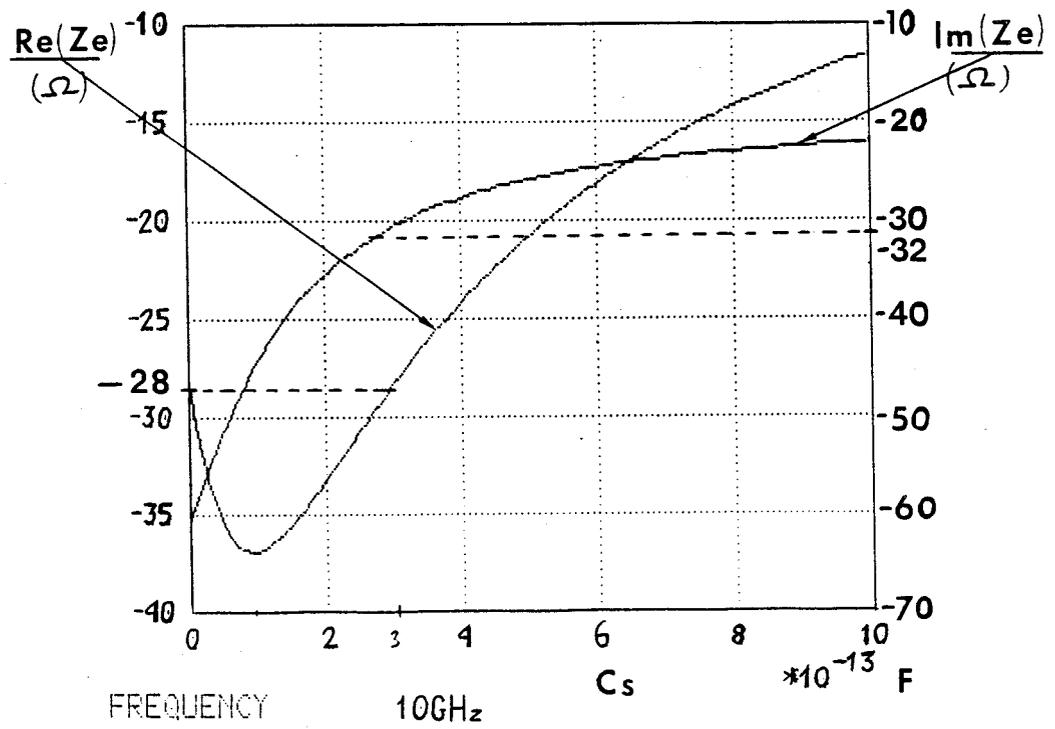


Figure III.16 : Réserve de résistance négative pour différentes valeurs de capacité Cs

a) Simulation linéaire

Les propriétés électriques du résonateur étant bien déterminées (annexe III), nous nous sommes attachés, après avoir mis au point la polarisation des transistors, à étudier d'une part, le quadripôle actif pour fixer une réserve de résistance négative suffisante à 10 GHz, et d'autre part le résonateur couplé à la ligne 50 Ω afin de déterminer sa position et son couplage β .

1°) Etude du quadripôle actif

Le montage que nous avons réalisé est présenté figure III.15

La structure est celle de l'oscillateur à contre-réaction série présentée au paragraphe précédent. Pour créer une résistance négative suffisante en entrée et en sortie du quadripôle actif, il faut placer une capacité en série appelée C_s sur la source du transistor d'oscillation.

Sur la grille de ce transistor T_2 , on place une ligne permettant de se relier à l'extérieur du circuit GaAs et on regarde l'impédance (partie réelle et imaginaire) à l'entrée de cette ligne.

La longueur de la ligne est la plus courte possible et la largeur $w = 15 \mu\text{m}$ forme une impédance faible à 10 GHz ($< 1 \Omega$) pour ne pas "consommer" de résistance négative.

Le circuit actif est optimisé : taille des transistors, polarisation, capacité C_s de contre-réaction, pour obtenir le maximum de résistance négative lorsque la phase s'annule à 10 GHz. L'étude de la réserve de résistance négative pour différentes valeurs de capacités C_s est représenté figure III.16. Nous remarquons que plus la source C_s est faible et plus la résistance négative est importante mais plus la réactance est élevée ; il sera donc plus difficile de compenser cette réactance pour obtenir une valeur nulle à 10 GHz.

Nous avons choisi $C_s = 0,3 \text{ pF}$. Dans ce cas, la résistance négative et la réactance sont :

$$R = - 28 \Omega$$

$$X = - 32 \Omega$$

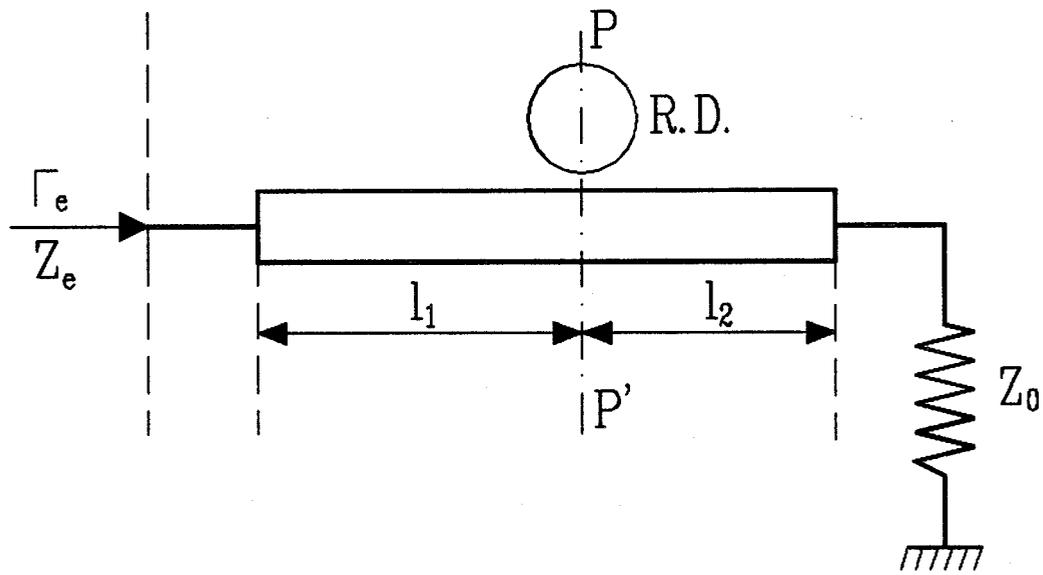


Figure III.17 : Circuit résonant

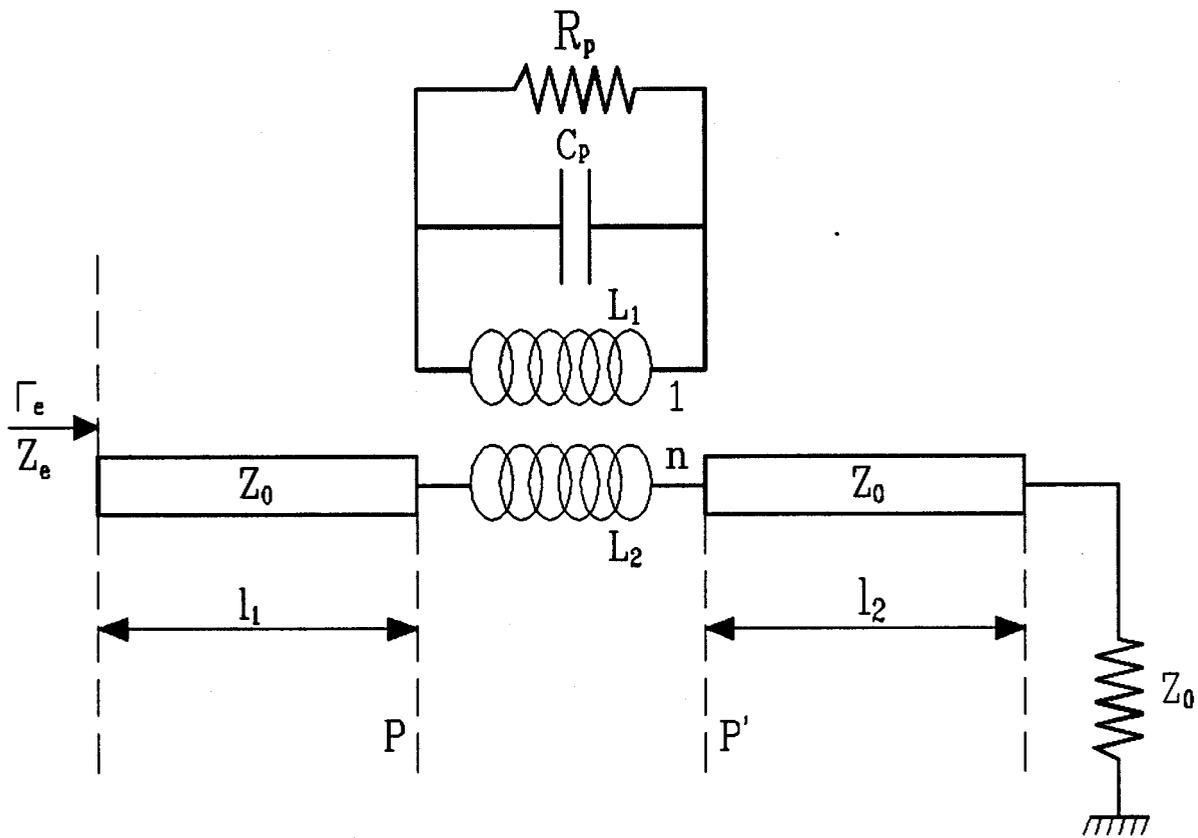


Figure III.18 : Schéma électrique dans le plan PP'
 $Z_0 = 50$ Ohms

Les transistors ont pour largeur :

$$T_1 : w = 150 \mu\text{m}$$

$$T_2 : w = 200 \mu\text{m}$$

$$T_3 : w = 150 \mu\text{m}$$

Il faut maintenant placer une réactance pure de 32Ω environ à 10 GHz sur l'entrée du quadripôle pour espérer obtenir une oscillation à condition que la résistance négative vue cette fois en sortie du quadripôle actif soit inférieure à -60Ω (cf Chapitre I).

2°) Circuit oscillant

Dans la configuration que nous avons choisi, le résonateur est couplé à une ligne microruban (figure III.17) [réf 17]. Il comprend :

- le circuit équivalent du R.D. ainsi que le couplage à la ligne représenté par les inductances mutuelles L_1 et L_2

- une ligne 50Ω entre le résonateur et le circuit de longueur l_1 modélisée sur un substrat de permittivité $\epsilon_r = 9,6$

- une ligne 50Ω de longueur l_2 après le résonateur modélisée sur le même substrat que la ligne l_1 et reliée à la masse par une résistance $Z_0 = 50 \Omega$

Ce schéma est équivalent d'un point de vue électrique au circuit de la figure III.18.

Le critères d'optimisation sont d'obtenir à la fréquence de 10 GHz :

- une impédance vue à l'entrée de la ligne 50Ω à partie réelle la plus faible possible de façon à ne pas diminuer la résistance négative du quadripôle actif

- une partie imaginaire égale à la partie imaginaire vue à l'entrée de ce même quadripôle.

L'étude de l'impédance d'entrée de la ligne associé au résonateur pour différentes positions du résonateur en fonction de la fréquence est représentée

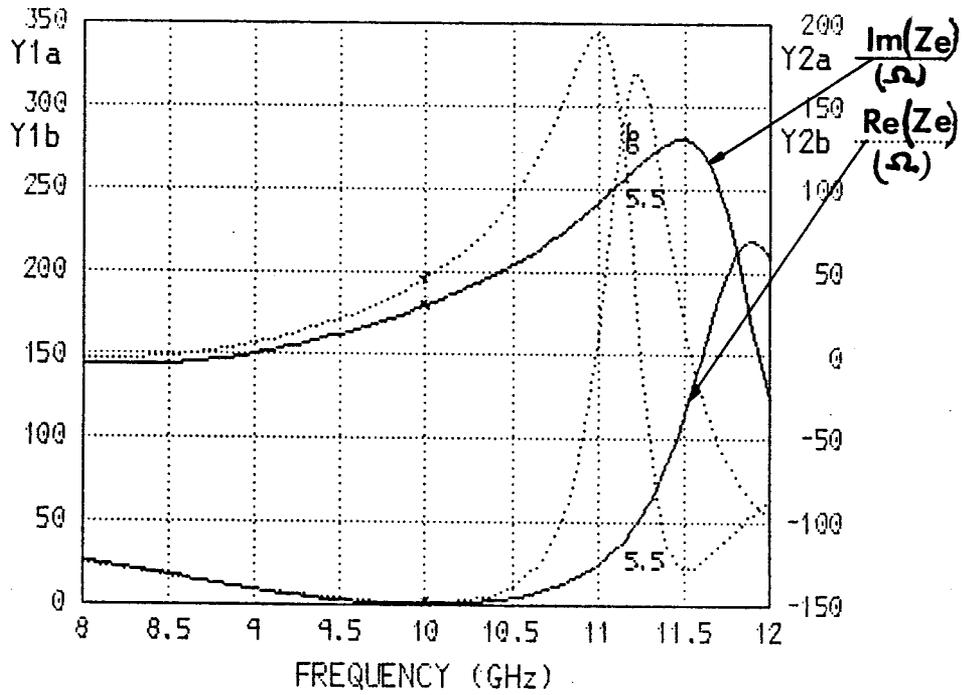


Figure III.19 : Impédance d'entrée du circuit résonant en fonction de la position du résonateur.

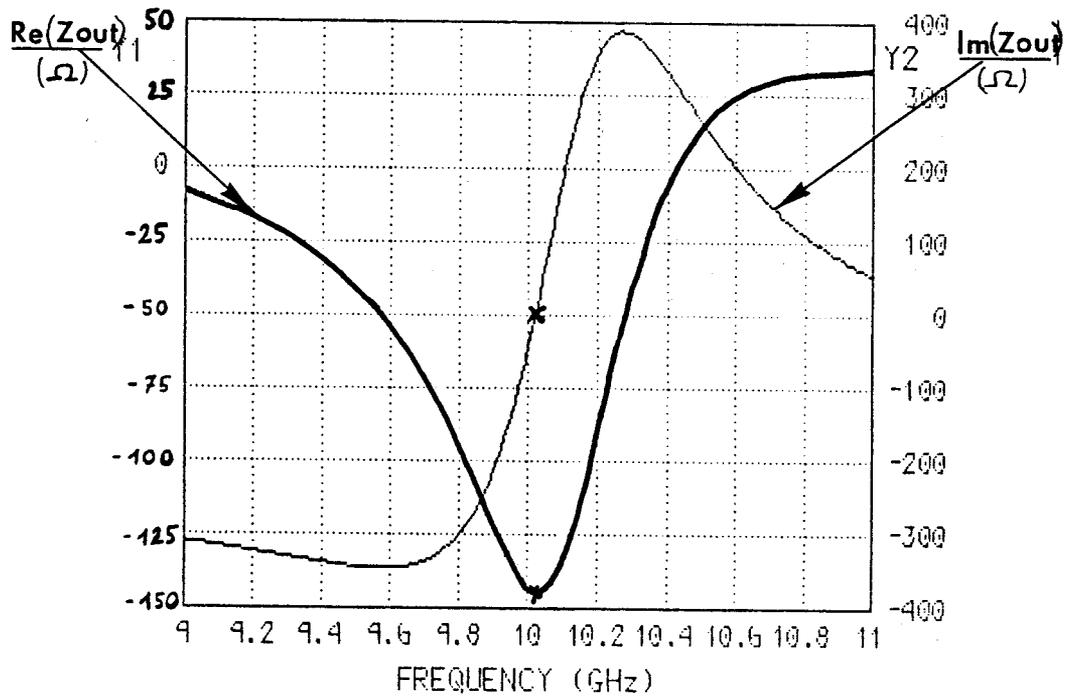


Figure III.20 : Variation de l'impédance de sortie de l'oscillateur en fonction de la fréquence. (D.R.O.)

figure III.19. Nous avons pour cela changé les longueurs de ligne 50Ω avant et après le circuit équivalent du résonateur.

Finalement, nous obtenons comme position du résonateur $l_1 = 5.6 \text{ mm}$ et un couplage $\beta = 1$ ce qui permet d'obtenir une susceptance $X \approx 32 \Omega$.

Les éléments du circuit équivalent du résonateur diélectrique ont pour valeurs :

$$L_1 = 0.01 \text{ nH}$$

$$L_2 = 1 \text{ nH}$$

$$R_p = 60 \text{ k}\Omega$$

$$C_p = 0.8 \text{ pF}$$

Lorsqu'on relie les deux parties de l'oscillateur, circuit résonant et quadripôle actif, l'impédance vue à la sortie de ce quadripôle présente une résistance négative suffisante à 10 GHz pour assurer le démarrage des oscillations (figure III.20).

b) Polarisation

Comme nous ne disposons que d'une seule tension d'alimentation, la polarisation des transistors est assurée par un pont de résistances R_1 , R_2 et R_3 :

$$R_1 = 6 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 7 \text{ k}\Omega$$

Les tensions de polarisations obtenues sont :

$$V_{gs1} = -0.4 \text{ V} \qquad V_{ds1} = 2.24 \text{ V}$$

$$V_{gs2} = -0.006 \text{ V} \qquad V_{ds2} = 3.5 \text{ V}$$

$$V_{gs3} = 0 \text{ V} \qquad V_{ds3} = 2.26 \text{ V}$$

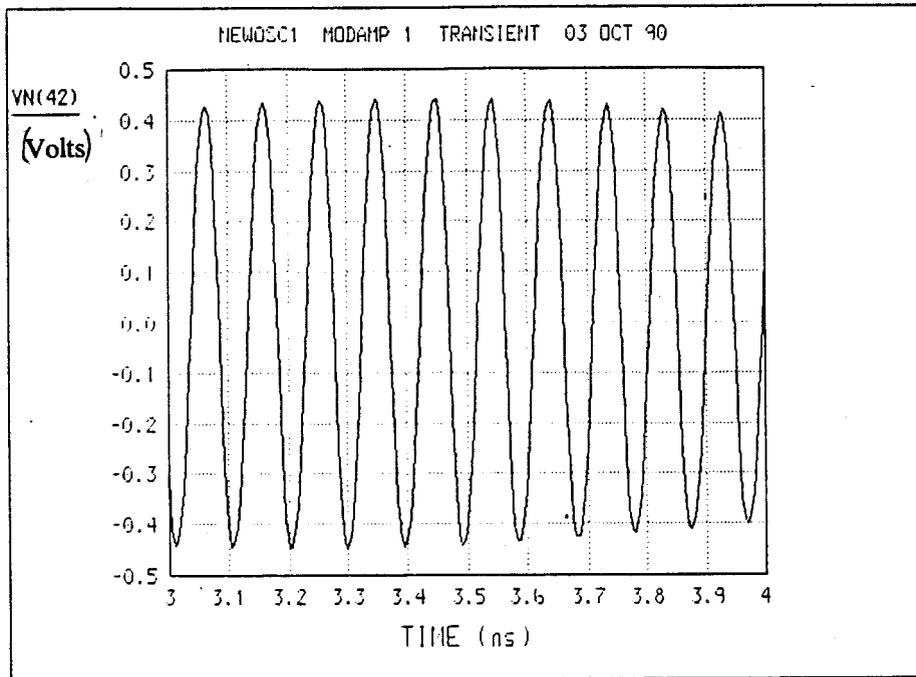


Figure III.21 : Régime permanent des oscillations
(D.R.O.)

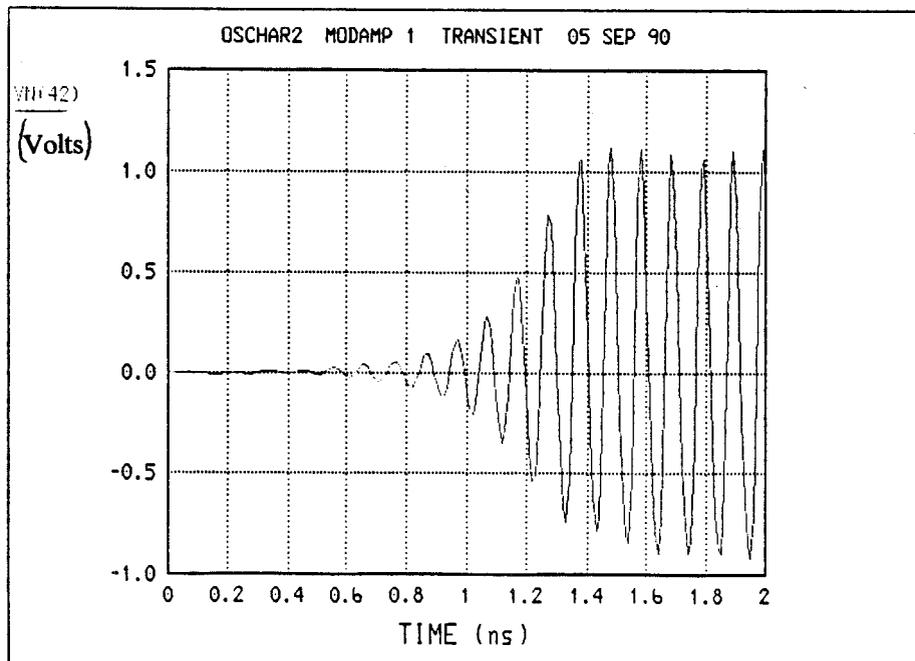


Figure III.22 : Régime transitoire de l'oscillateur
(D.R.O.)

Le découplage de l'alimentation est obtenu par les capacités C_1 , C_2 et C_3 . Les résistances R_g de valeurs élevées ($10 \text{ k}\Omega$), servent à limiter le courant dans les grilles des transistors T_1 et T_2 :

$$C_1 = 5 \text{ pF}$$

$$C_2 = 3 \text{ pF}$$

$$C_3 = 3 \text{ pF}$$

c) Simulation non-linéaire

Le passage à la simulation non-linéaire ne pose pas de problèmes. Les deux parties – circuit ligne résonateur et quadripôle actif à transistors – sont connectées. Les paramètres de couplage et de longueur de ligne sont ajustés pour obtenir la bonne fréquence d'oscillation :

$$\beta = 1.15$$

$$l_1 = 5.7 \text{ mm}$$

Les largeurs des transistors sont finalement :

$$T_1 : w = 200 \text{ }\mu\text{m} \text{ (4 doigts de grille)}$$

$$T_2 : w = 300 \text{ }\mu\text{m} \text{ (6 doigts de grille)}$$

$$T_2 : w = 200 \text{ }\mu\text{m} \text{ (4 doigts de grille)}$$

La figure III.21 montre les oscillations obtenues sur une dizaine de période. La puissance obtenue est de 10 mW sur $50 \text{ }\Omega$ et la fréquence est de 10 GHz . Le régime transitoire est représenté figure III.22. Le régime permanent est atteint au bout de 1.4 ns . Le temps de démarrage varie en fonction de C_s . Il atteint 4 ns pour $C_s = 0.6 \text{ pF}$.

II.4.2) Simulation de l'ensemble des circuits

Nous avons conçu deux types d'oscillateurs, l'un à contre-réaction série et ligne inductive dans la grille, et l'autre à résonateur diélectrique. Les performances désirées étant atteintes, les deux oscillateurs sont assemblés au mélangeur à transistor à effet de champ étudié au chapitre I pour ne former qu'un circuit unique intégrant toutes les fonctions de notre capteur (figure III.23).

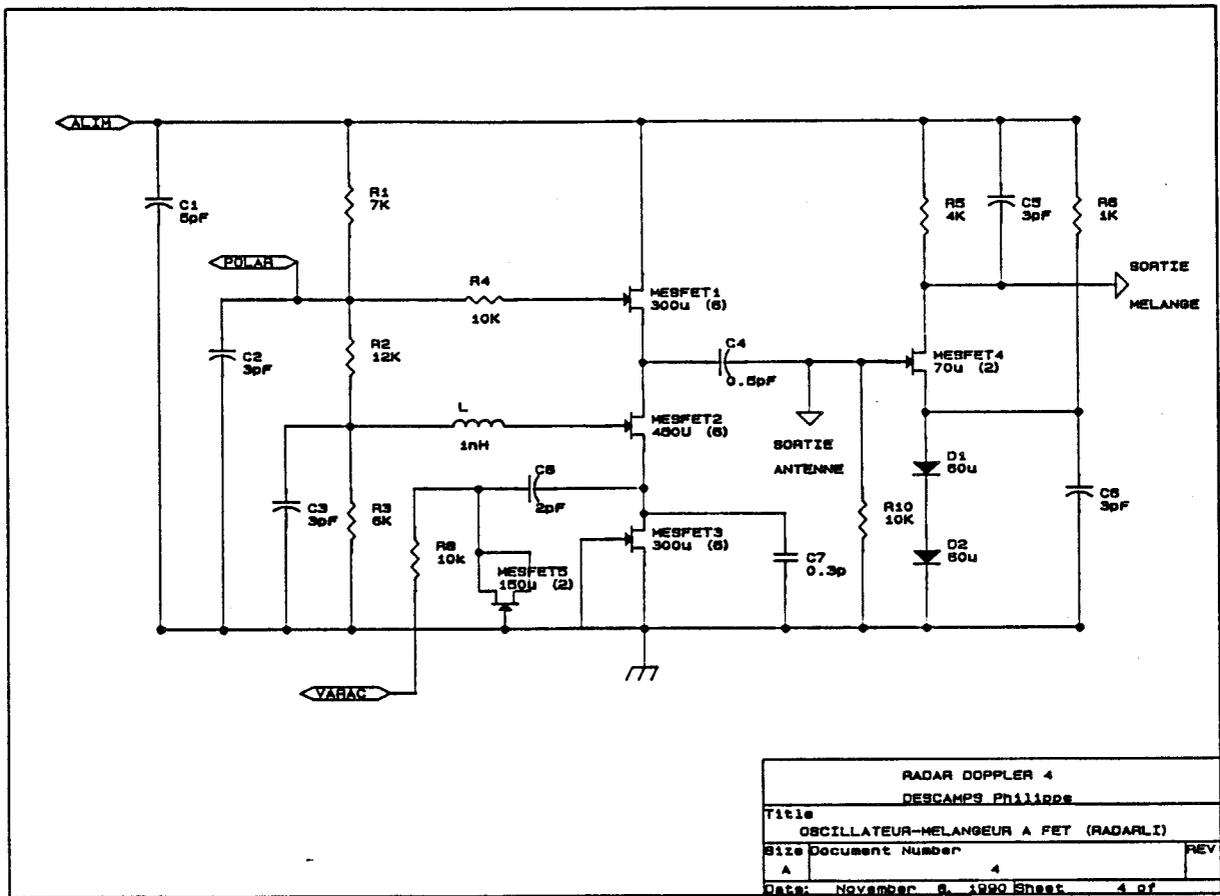
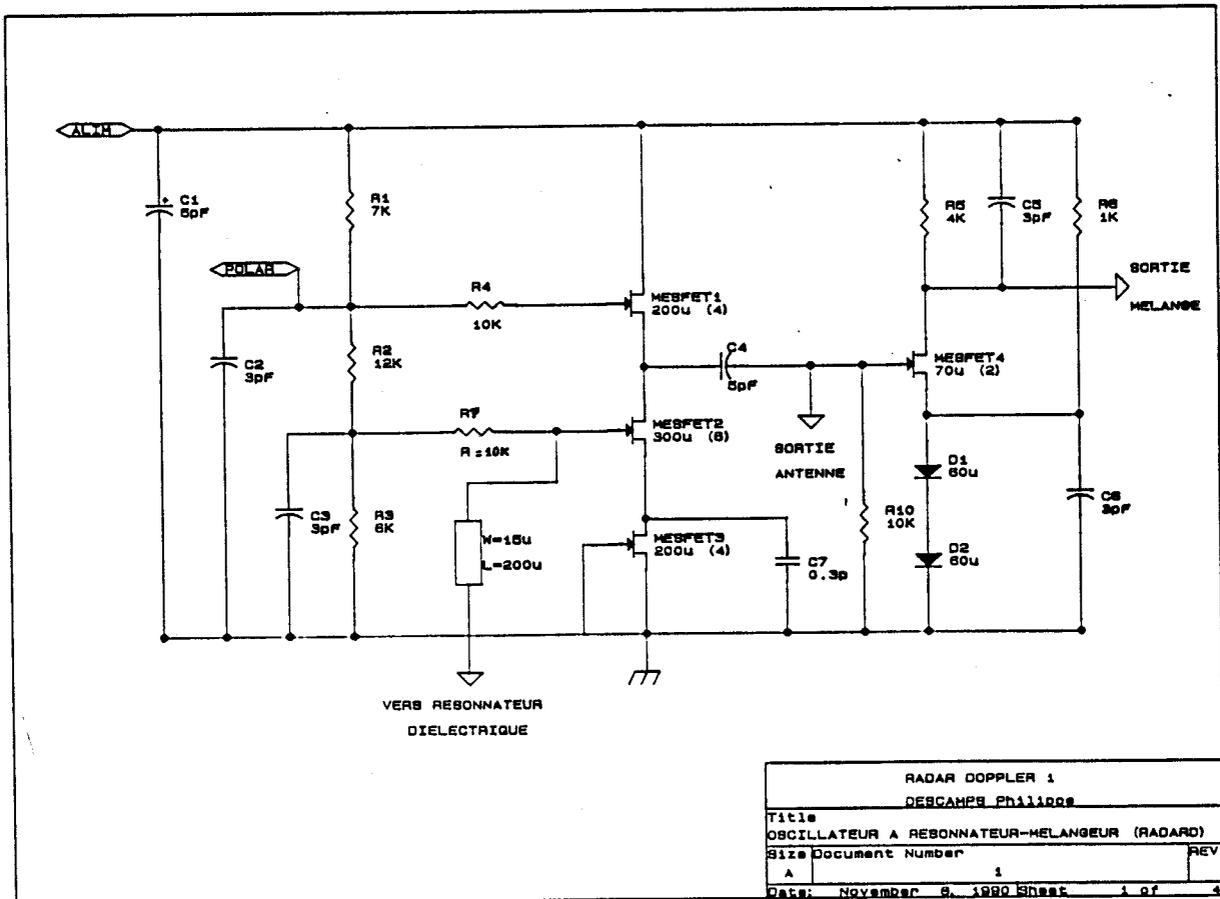


Figure III.23 : Oscillateur série- mélangeur à FET



D.R.O. - mélangeur à FET

Figure III.24 : Masque du circuit radar 1 – Oscillateur série

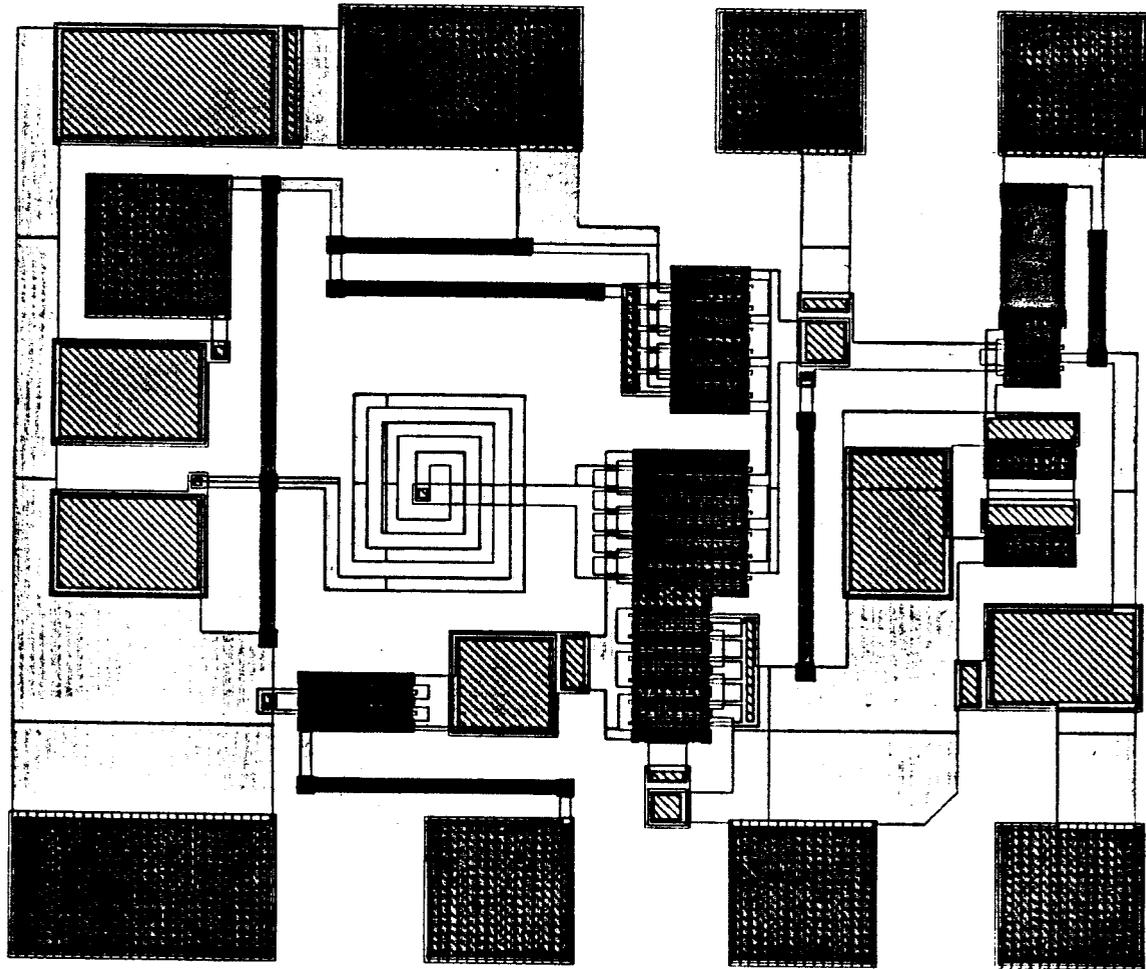
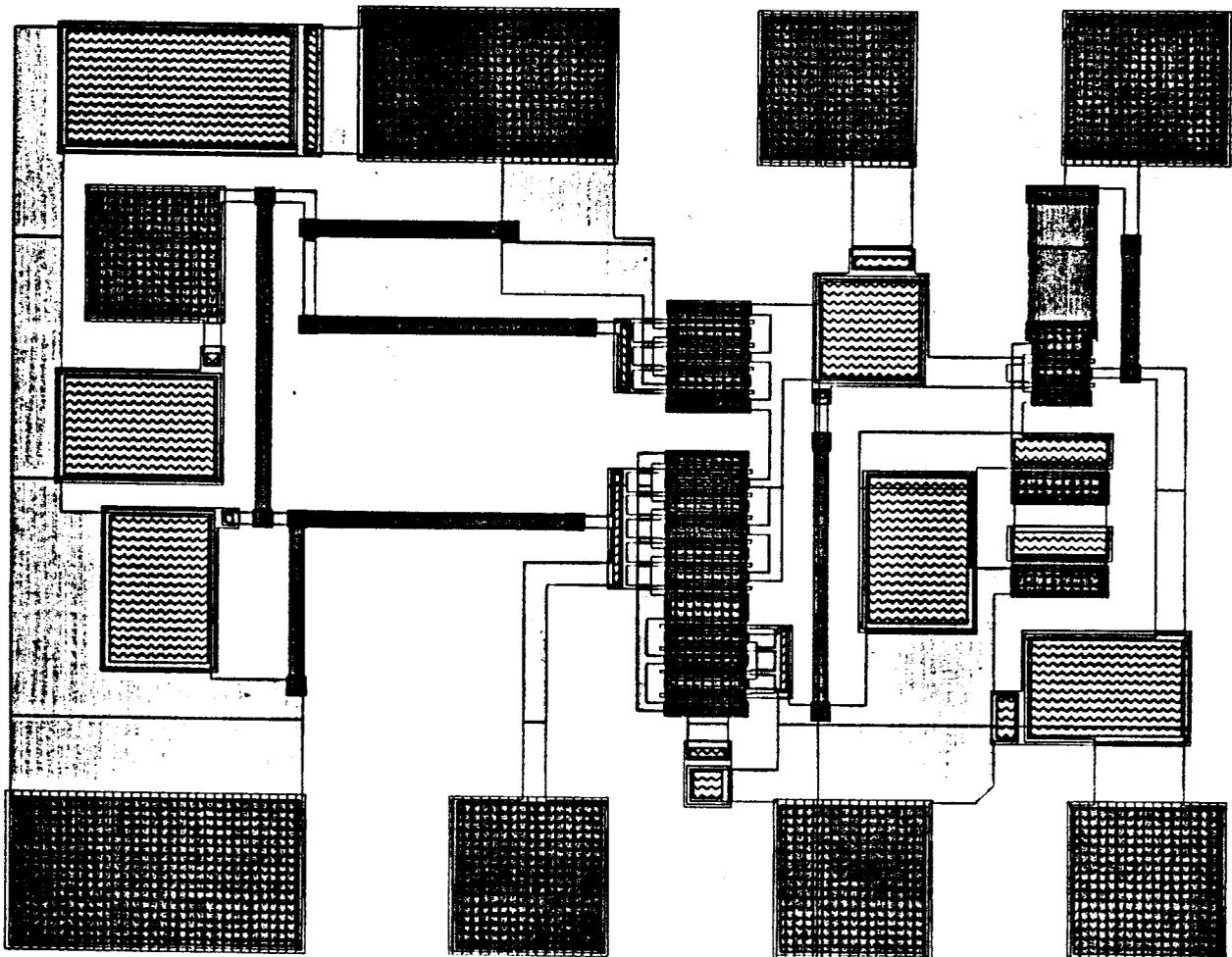


Figure III.25 : Masque du circuit radar 2 – D.R.O.



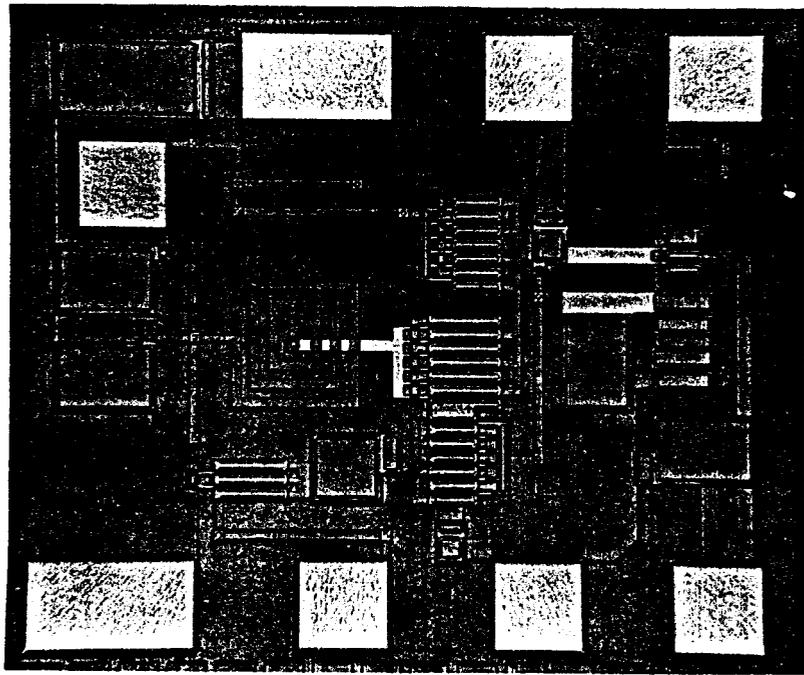


Figure III.26 : Photographie du circuit radar 1
(Oscillateur série)

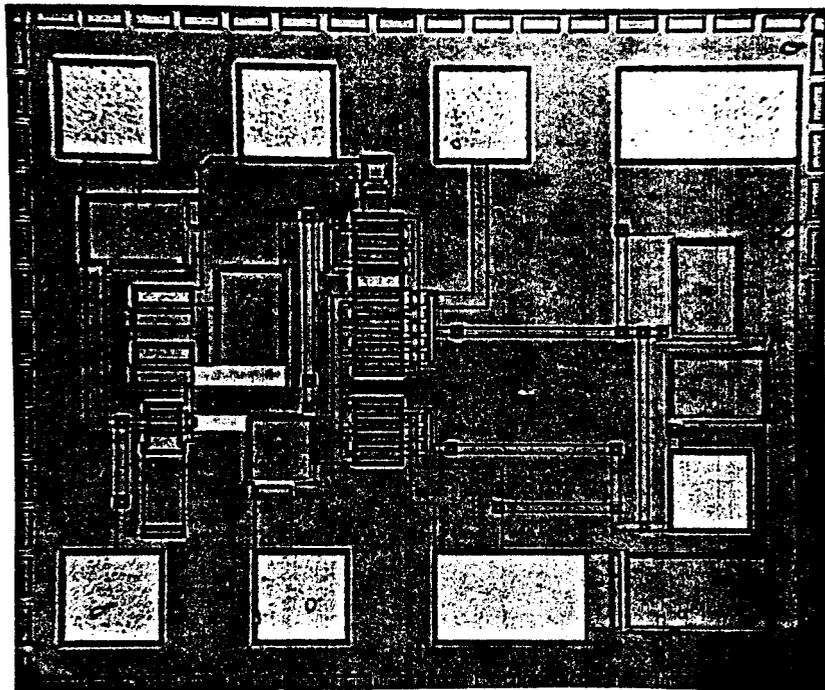


Figure III.27 : Photographie du circuit radar 2
(D.R.O.)

Les simulations en non-linéaire montrent après un ajustement de la largeur des transistors, que le système fonctionne parfaitement et donne les performances voulues lorsque le TOS varie de 1 à 2.

$$P > 10 \text{ mW} \quad (12 \text{ mW pour l'oscillateur série et } 10 \text{ mW pour le D.R.O.})$$

$$F_{\text{osc}} = 10 \text{ GHz}$$

Les valeurs exactes des éléments pour les deux circuits conçus sont donnés en annexe IV dans les listings des fichiers Philpac.

III) REALISATION

Les dessins des masques des deux circuits (oscillateur série et D.R.O.) sont donnés figures III. 24 et III.25. Une vérification des deux "lay-out" est réalisée à l'aide du logiciel "LOCAL" de P.M.L. afin de contrôler s'il n'y a pas d'erreurs de règle de dessin. Le même logiciel nous a donné un fichier obtenu à partir de ce "lay-out" et nous l'avons comparé au fichier de simulation Philpac. Enfin, nous avons modifié le "layout" pour que les deux fichiers soient identiques.

Afin de limiter les couplages entre les différents éléments, nous les avons éloignés au maximum ; la ligne d'inductance du circuit 1 est isolée au mieux des autres lignes pour ne pas créer des couplages parasites et diminuer l'effet inductif. Cette inductance est constituée d'une ligne spirale de trois tours et demi.

Les photographies des circuits sont présentées figures III.26 et III.27. La réalisation de ces circuits a été confiée à la fonderie GaAs P.M.L. (Philips Microwave Limeil) sur le site du L.E.P. Les dimensions de ces circuits sont respectivement de 0.66 x 0.77 mm pour le circuit 1 et de 0.61 x 0.77 mm pour le circuit 2.

La liste des éléments tests de la fonderie est donnée en annexe V. Sur cette seconde réalisation, le rendement de fabrication est supérieur à 90 % sur la plaquette GaAs réalisée.

Les deux résonateurs utilisés sont le Murata Resomics DRD 055 U C 024 et le Trans-Tech C8515-0215-Z-097-B dont les caractéristiques électriques et mécaniques sont données en annexe III.

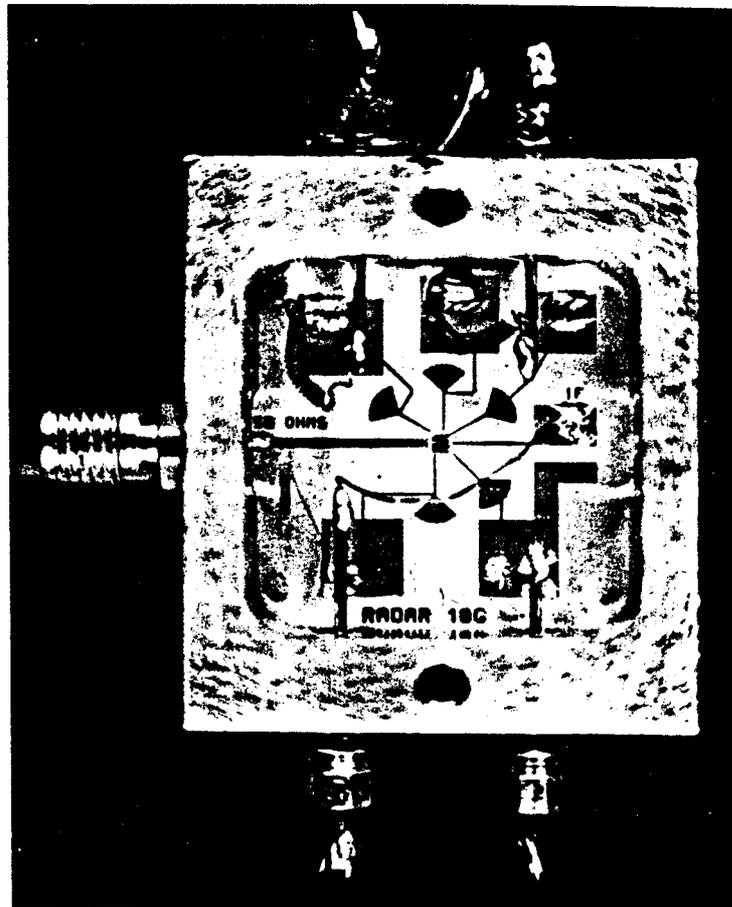


Figure III.28 : Photographie de la cellule hyperfréquence

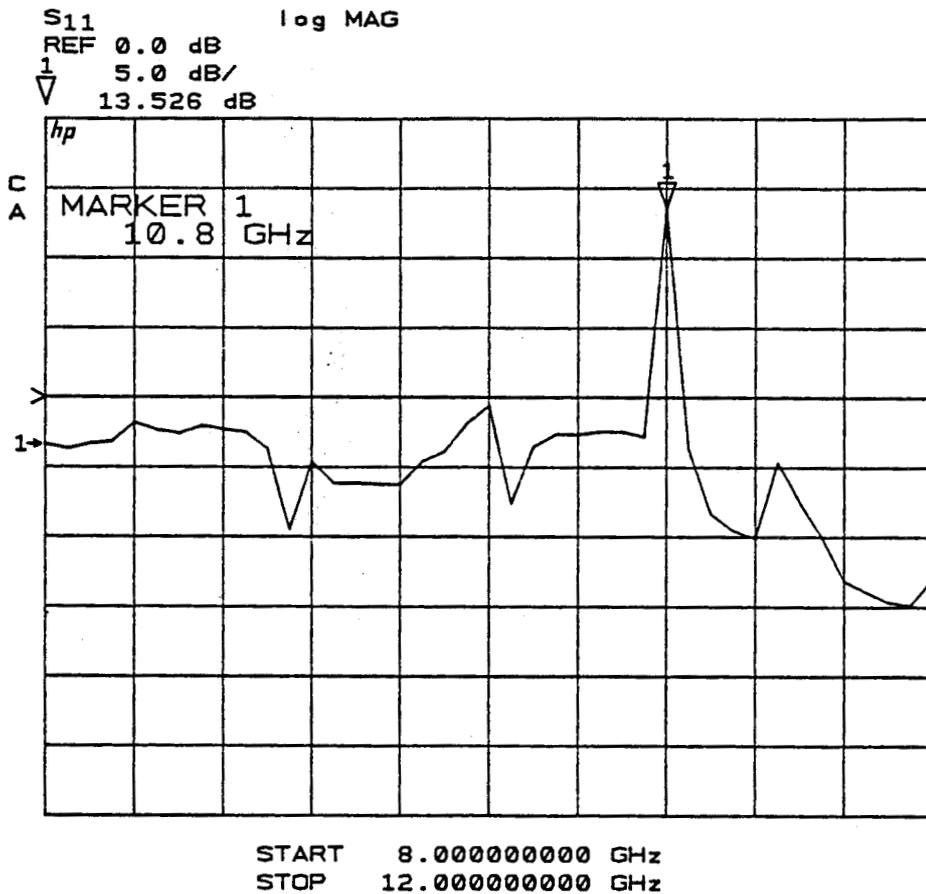


Figure III.29 : Mesure du coefficient de réflexion
 en sortie de l'oscillateur
 (Oscillateur série)

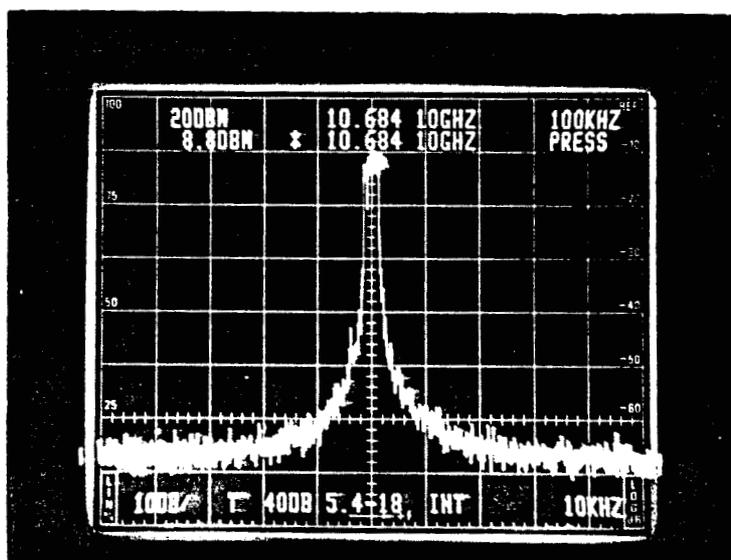


Figure III.30 : Spectre du signal de sortie
 (Oscillateur série)

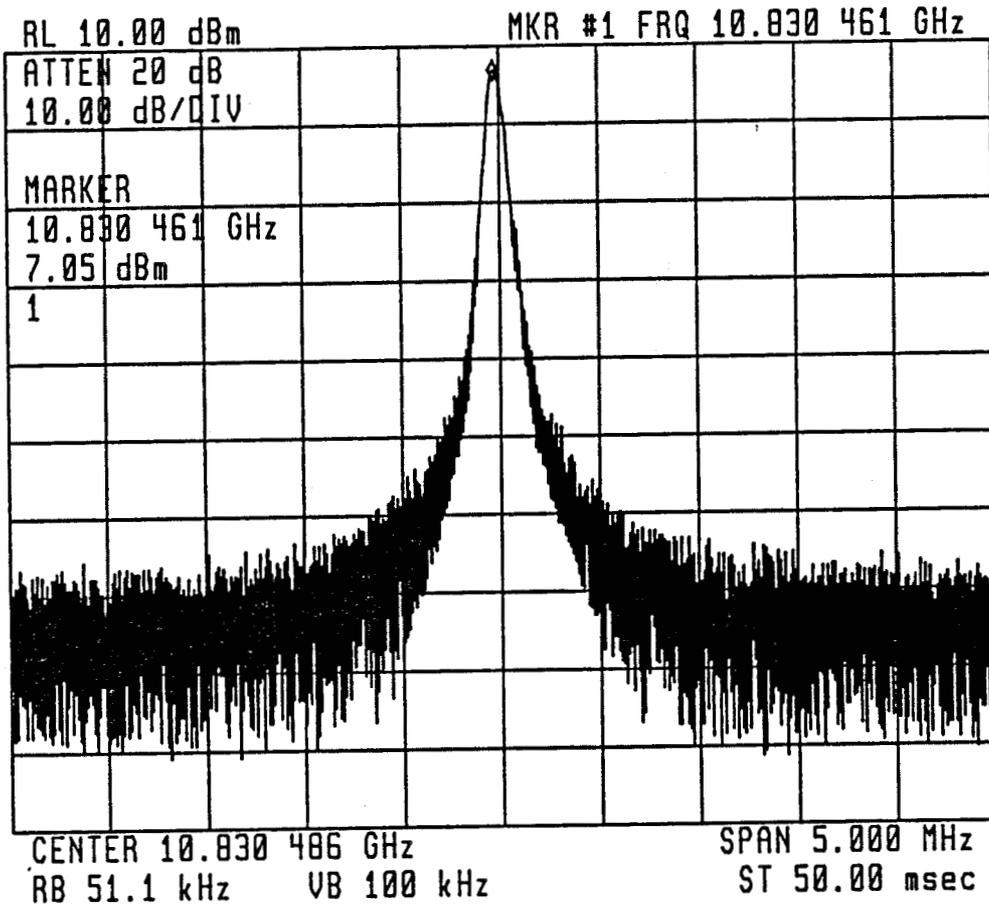


Figure III.31 : Spectre pour la mesure du bruit de phase de l'oscillateur
(Oscillateur série)

IV) RESULTATS EXPERIMENTAUX

Afin de caractériser les circuits réalisés, il est indispensable de les enfermer dans une enceinte métallique pour s'affranchir des perturbations électromagnétiques extérieures (figure III.28). Ce boîtier possède un accès hyperfréquence pour la sortie 50 Ω et quatre accès basse fréquence. Deux accès continus servent à la polarisation, le troisième permet d'appliquer la tension de contrôle d'oscillation. afin de délimiter la plage de variation de la fréquence d'oscillation. Le quatrième accès sert à la sortie du signal Doppler. Ce boîtier servant pour les deux circuits réalisés, il a été conçu de manière telle qu'il n'ait pas, ou peu d'influence sur les résultats obtenus. Ainsi, la hauteur H entre le capot et le plan du circuit a été prise suffisamment grande (≈ 8 mm) pour ne pas perturber les lignes de champ du résonateur diélectrique [réf 18].

Nous avons testé successivement la version oscillateur série et D.R.O.

IV.1) Oscillateur série

Une caractérisation précise en hyperfréquence sur un analyseur de réseau vectoriel Hewlett Packard 8510, a donné un coefficient de réflexion de 13,5 dB à la fréquence de 10.8 GHz (figure III.29) lorsque la phase s'annule. Ce résultat laisse présager une bonne oscillation à cette fréquence.

Dès la mise sous tension du circuit sous 8 Volts en continu, il est apparu une raie d'oscillation (figure III.30) sur l'analyseur de spectre TEKTRONIX 494AP à la fréquence :

$$F_0 = 10.75 \text{ GHz}$$

Le circuit consomme sous cette tension, un courant de 60 mA.

La première constatation que l'on puisse faire, est que l'oscillateur ne présente pas d'oscillations parasites. Une mesure plus précise du spectre avec un analyseur de spectre HEWLETT PACKARD est donnée figure III.31, la mesure est effectuée à 500 kHz de la porteuse.

Figure III.32 : Coefficient de qualité externe et variation de fréquence en fonction du TOS de la charge pour (Osc série) $F_{osc}=10.6$ GHz

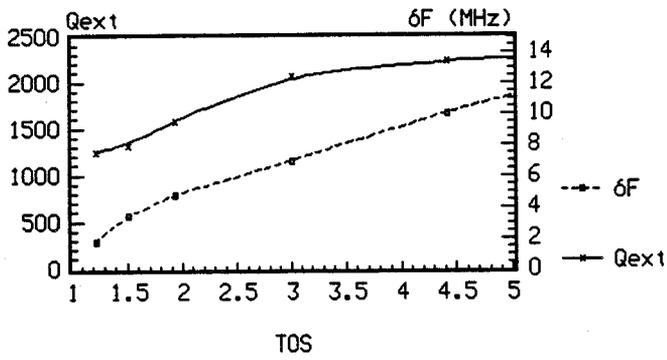


Figure III.33 : Fréquence en fonction de la température (Oscillateur série)

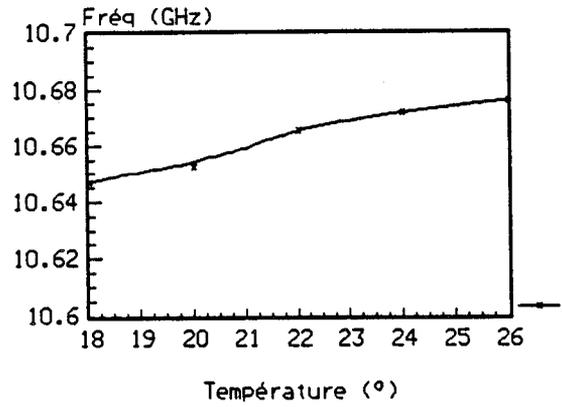


Figure III.34 : Fréquence en fonction de la tension d'alimentation pour l'oscillateur série.

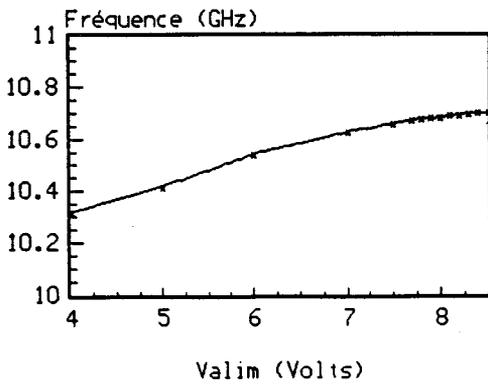


Figure III.35 : Puissance de sortie de l'oscillateur série en fonction de l'alimentation

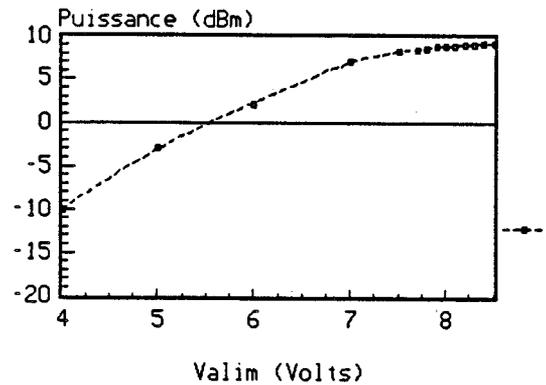
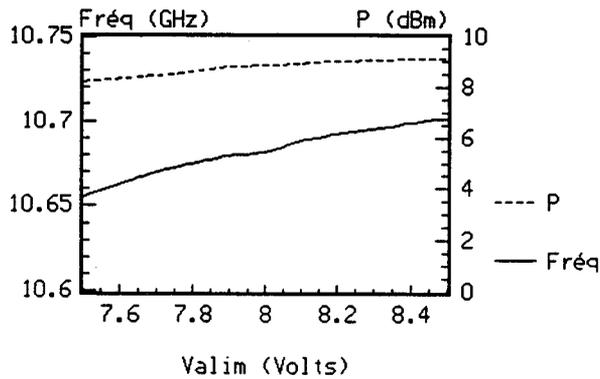


Figure III.36 : Fréquence et puissance de l'oscillateur série en fonction de l'alimentation



On relève un bruit de phase d'environ -105 dBc/Hz à 500 kHz de la porteuse, ce qui représente une bonne pureté spectrale pour ce type d'oscillateur [réf 19, 20].

Si la fréquence d'oscillation mesurée est centrée sur 10.684 GHz, il est possible grâce à la tension de contrôle, de faire varier cette fréquence.

On constate un bon fonctionnement du VCO puisque nous avons obtenu une plage de variation de fréquence de 200 MHz de part et d'autre de la fréquence centrale et la puissance est restée pratiquement constante.

Les performances obtenues avec ce circuit indiquent une bonne concordance avec les résultats de la simulation puisque la puissance atteint 9 dBm sous 8.2 V continu. Un autre circuit a été testé dans les mêmes conditions et a indiqué 12 dBm sous 9 V d'alimentation à la fréquence de 10.5 GHz.

Il est nécessaire pour compléter la caractérisation du circuit de vérifier que la variation de la charge ne modifie pas ou peu la fréquence de l'oscillateur [réf 21]. Le montage est identique à celui du chapitre II. La figure III.32 représente le pulling de l'oscillateur. Nous constatons que le coefficient de qualité externe est élevé : $Q_{ext} > 1000$.

La variation de fréquence en fonction de la température est donnée figure III.33 pour une température comprise entre 18° et 26°.

La mesure du pushing ou variation de la fréquence de l'oscillateur lorsque celui-ci voit sa tension d'alimentation varier est présenté figure III.34. La variation de fréquence est de l'ordre de 38 MHz/V lorsque la tension d'alimentation varie de 7.5 V à 8.5 V ; cette variation est linéaire.

La puissance de sortie est peu sensible aux variations de température. Sa variation est de l'ordre de 0.4 dBm autour de $P_0 = 8,8$ dBm.

La puissance est quasiment constante entre 7,5 et 8,5 V (0.7 dBm/V) et chute au dessous de 7 V (figure III.36). Le décrochement de l'oscillateur a lieu à 3,5 V (figure III.35).

Figure III.38 : Fréquence en fonction de la tension d'alimentation (D.R.O.)

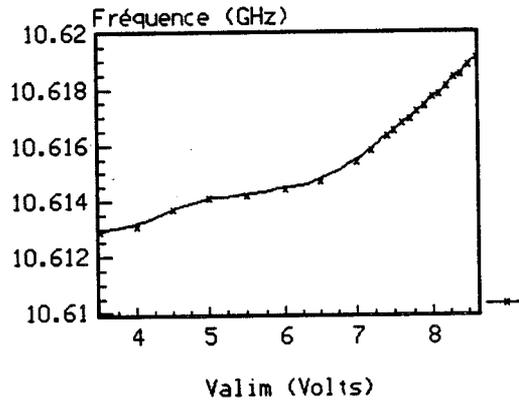


Figure III.39 : Puissance de sortie du D.R.O. en fonction de la tension d'alimentation

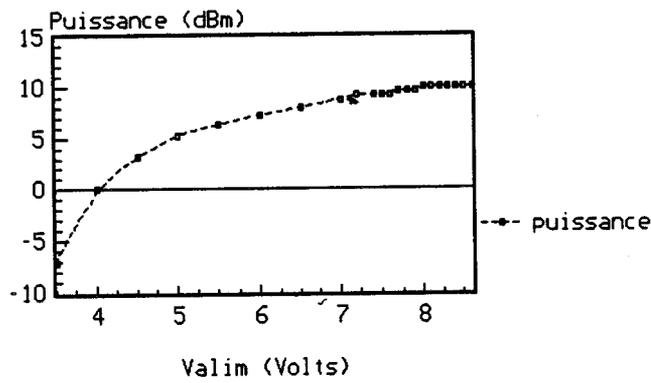


Figure III.40 : Puissance de sortie en fonction de la fréquence (D.R.O.)

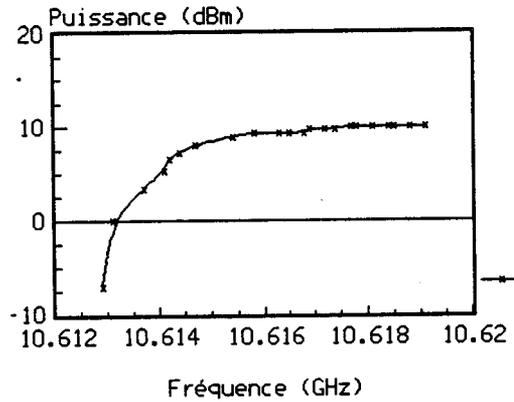
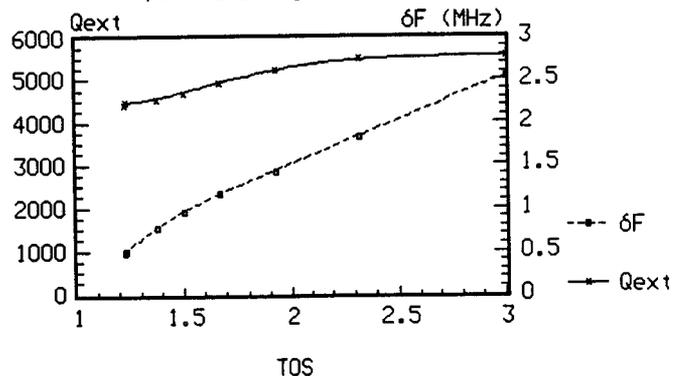


Figure III.41 : Q_{ext} et écarts de fréquence en fonction du TOS présenté par la charge (D.R.O.).



IV.2) Oscillateur à résonateur diélectrique

Le spectre obtenu sur l'analyseur est donné figure III.37. La fréquence est centrée sur $F_0 = 10.623$ GHz. La puissance obtenue est $P_0 = 9.6$ dBm. Il n'y a pas d'oscillations parasites ni d'harmoniques.

Le bruit de phase est relevé à 100 kHz de la porteuse. Comme on pouvait s'y attendre, on obtient un très bon bruit de phase puisqu'il est inférieur à -106 dBc/Hz.

Les courbes de variation de fréquence et de puissance de l'oscillateur en fonction de la tension d'alimentation sont présentées figures III.38 et III.39. De ces 2 courbes, on en déduit la courbe de puissance en fonction de la fréquence (figure III.40).

Les courbes de variation de fréquence et du coefficient de qualité externe correspondant sont données figure III.41. La fluctuation de fréquence est peu sensible pour ce type d'oscillateur. Ceci est dû au résonateur.

IV.3) Comparaison des résultats

Nous résumons dans le tableau suivant les principales performances obtenues pour les trois types de circuits testés :

	Simulation			Mesures			
	F_0 (GHz)	Puissance (dBm)	Q_{ext}	F_0 (GHz)	Puissance (dBm)	Q_{ext}	bruit de phase (dBc/Hz)
Colpitts	10	12.6	300	10.56	1.6	1500	- 57 (à 100 kHz)
Osc série	10	10.8	\	10.7	8.8	1500	- 105 (à 500 kHz)
D.R.O	10	10	\	10.6	9.6	5000	- 106 (à 100 kHz)

CONCLUSION

Ces prototypes, oscillateur série et D.R.O, présentent de meilleures performances hyperfréquences que le circuit de la première réalisation (chapitres I et II). En effet, les puissances fournies sont pratiquement celles désirées : 8,8 dBm pour l'oscillateur série et 9.6 dBm pour le D.R.O. et la fréquences sont respectivement de 10.68 GHz et 10.6 GHz au lieu de 10 GHz prévu.

Le facteur de pulling est aussi faible sans étage tampon ($Q_{\text{ext}} > 1000$) et les bruits de phase sont respectivement de -105 dBc/Hz à 500 kHz de la porteuse et -106 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse pour le circuit série et le D.R.O.

Les dimensions du circuit sont très faibles puisqu'elles sont inférieures à 1 mm^2 et la consommation de puissance n'excède pas 480 mW en continu.

Les résultats obtenus avec ces oscillateurs montrent une très bonne concordance entre les résultats de simulation et les mesures. Le but final est atteint avec cette dernière réalisation. Nous avons en effet deux types de capteur, l'un possédant un oscillateur très stable fournissant une puissance de 10 mW sur 50Ω à la fréquence de 10 GHz, ayant un bruit de phase meilleur que -106 dBc/Hz à 100 kHz et un coefficient de surtension externe très élevé ($Q_{\text{ext}} > 4000$), et l'autre ayant un V.C.O permettant une variation de 200 MHz de part et d'autre de la fréquence centrale.

Dans ce chapitre, nous avons également montré qu'une parfaite concordance entre le "lay-out" et le fichier de simulation est nécessaire afin de tenir compte des principaux éléments ayant une influence sur le comportement du circuit et ainsi de prévoir le mieux possible le fonctionnement réel du circuit intégré.

BIBLIOGRAPHIE DU TROISIEME CHAPITRE

- [1] : **W. A. El Kamali,**
"Limitations de la Bande de Fréquence des oscillateurs Monolithiques
Microondes Accordables par Varactor",
Thèse de Doctorat E.N.S.T., Février 1987.
- [2] : **Ph. Baratier,**
"Contribution à l'étude de la stabilité des oscillateurs à la mise sous tension",
Thèse Docteur Ingénieur, L.E.S.T. Brest.
- [3] : **A. S. Khanna,**
"Une nouvelle approche pour la réalisation d'oscillateurs à transistors à effet
de champ",
Journées nationales micro-ondes, Lille, Juin 1979.
- [4] : **R. A. Pucel,**
"Design considerations for monolithic microwave circuits",
IEEE M.T.T., Vol. 29, N°6, June 1981.
- [5] : **J. F. Sautereau,**
"Oscillateurs micro-ondes à TEC AsGa",
Thèse Doctorat d'Etat, Université Paul Sabatier, Toulouse 1981.
- [6] : **C. Rauscher,**
"Large signal technique designing single frequency and voltage controlled
GaAs FET oscillators",
IEEE MTT, Vol 29, N°4, April 1987.
- [7] : **V. Pauker, M. Binet,**
"Amplificateurs large bande intégrés sur GaAs",
Revue annuelle L.E.P., 1983.
- [8] : **E. Reese, Jr and John M. Beall,**
"Optimized X and Ku band MMIC varactor tuned FET oscillators",
IEEE MTT S. Digest 1988

- [9] : **G. Pataut, D. Pavlidis,**
"X band varactor tuned monolithic GaAs FET oscillators"
International Journal of Electronics 1988.
- [10] : **Bentley N. Scott, G. E. Breihm,**
"Monolithic voltage controlled oscillator for X and Ku bands",
IEEE M.T.T., Vol. 30, N°12, December 1985.
- [11] : **C. Tsironis, V. Pauker,**
"Temperature stabilisation of GaAs MESFET oscillator"
IEEE , N°3, March 1983, p 312.
- [12] : **Hiroyuki, Takayama,**
"A Highly stabilised low-noise GaAs FET integrated oscillator"
IEEE , N°3 , March 1978, p 156.
- [13] : **A Singh Khanna,**
"Oscillateurs microondes stables intégrés à transistors et résonateurs
diélectriques",
Thèse Doctorat d'Etat, Université de Limoges, 1981.
- [14] : **C. Tsironis,**
"Highly stable dielectric resonator FET oscillator",
IEEE , N°4, April 1985, p 310.
- [15] : **Galani,**
"Analysis and design of a single-resonator GaAs FET oscillator"
IEEE M.T.T., N°12, December 1984, p 1556.
- [16] : **J. Obregon,**
"Non-linear analysis and design of microwave circuits",
Proceedings 15th EuMC, Paris 1985.
- [17] : **C. Tsironis, C. Kermarrec, J. Faguet, P. Harrop,**
"Stable monolithic GaAs FET oscillator",
Electronics Letters, Vol. 18, N°8, 15th April 1982.

- [18] : **R. K. Hoffmann,**
"Handbook of microwave integrated circuits"
Artech House Microwave Library, 1987.
- [19] : **S. Hamilton,**
"FM and AM noise in microwave oscillators",
Microwave Journal, June 1978, pp105-109.
- [20] : **L. Kreischer,**
"Noise tuning of GaAs-MESFET oscillators
Electronics Letters, Vol. 26, N°5, 1st March 1990.
- [21] : **A.P.S. Khanna, Y. Garault,**
"Determination of loaded, unloaded and external quality factor of D.R.",
IEEE M.T.T., N°3, May 1983, p 261.

CHAPITRE IV

ESSAIS DE VALIDATION

DU CAPTEUR MMIC

Introduction	IV.1
I) Présentation de la tête hyperfréquence	IV.2
II) Description des essais	IV.3
II.1) Essais sur banc de simulation	IV.3
II.2) Essais sur site routier	IV.5
Conclusion	IV.7

INTRODUCTION

Nous disposons à présent de plusieurs circuits intégrés monolithiques sur GaAs : un circuit issu de la première réalisation (chapitres I et II) et deux circuits obtenus lors de la seconde réalisation (chapitre III).

L'application envisagée dans le cadre de ce travail consiste à utiliser ces circuits intégrés micro-ondes comme composants de capteurs cinémométriques pour automobiles.

Dans ce but, nous les avons incorporés dans un radar Doppler, et nous avons réalisé des essais d'une part sur bancs de simulation et d'autre part sur site routier.

Dans la première partie de ce chapitre, nous décrivons brièvement l'ensemble du capteur cinémométrique que nous allons mettre en oeuvre.

Une seconde partie sera consacrée aux essais sur banc de laboratoire. Dans le but de vérifier et de valider ces résultats expérimentaux, nous les avons comparés aux mesures obtenues en utilisant le prototype de radar Doppler réalisé précédemment en structure hybride au laboratoire [réf 1, 2, 3, 4].

Nous avons ensuite installé les capteurs sur un véhicule automobile et nous avons procédé à quelques essais en situation réelle ; ces résultats sont décrits dans la troisième partie.

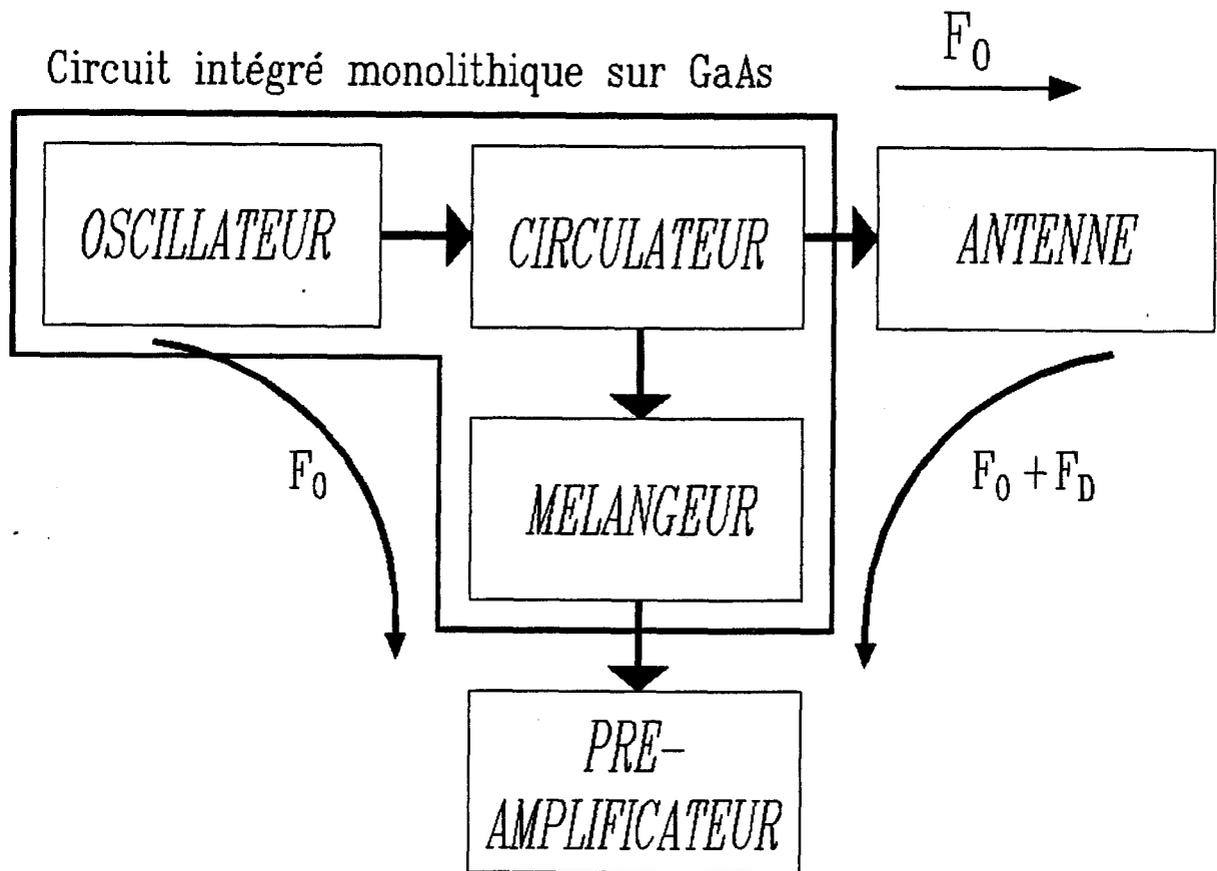


Figure IV.1: Schéma bloc du capteur

I) PRESENTATION DE LA TETE HYPERFREQUENCE

Le schéma synoptique de la tête hyperfréquence complète est représenté figure IV.1 . On peut distinguer trois parties:

- 1°) le circuit radar à 10 GHz intégré en monolithique
- 2°) une antenne plaquée à 48 éléments
- 3°) un pré-amplificateur basse fréquence

1°) Le circuit intégré utilisé est l'un des prototypes décrit dans les chapitres précédents [réf 5, 6, 7]. Il réalise les fonctions de génération, de séparation et de mélange des signaux micro-ondes émis et reçus. L'ensemble du circuit est placé dans le boîtier décrit au chapitre II. La sortie vers l'antenne s'effectue au moyen d'une fiche SMA.

2°) L'antenne utilisée (figure IV.2) est une antenne plaquée à 48 éléments rayonnants qui a été réalisée sur un substrat diélectrique de type Duroïd 5870. Ce substrat présente :

- * une permittivité relative de 2,35
- * une hauteur de diélectrique $h = 0,762$ mm
- * une épaisseur de métallisation $t = 17,5$ μm
- * un facteur de perte $\text{Tan}(\delta) = 1,2 \times 10^{-3}$

Cette antenne a été décrite dans la thèse de M. El Bekkali [réf 8, 9].

Ses principales performances sont :

- * un angle d'ouverture à 3 dB dans le plan H de 10° et dans le plan E de 13°
- * un rapport des lobes secondaires sur lobe principal L_s/L_p de -26 dB dans le plan E et de -28 dB dans le plan H

3°) le préamplificateur est celui décrit au chapitre II.

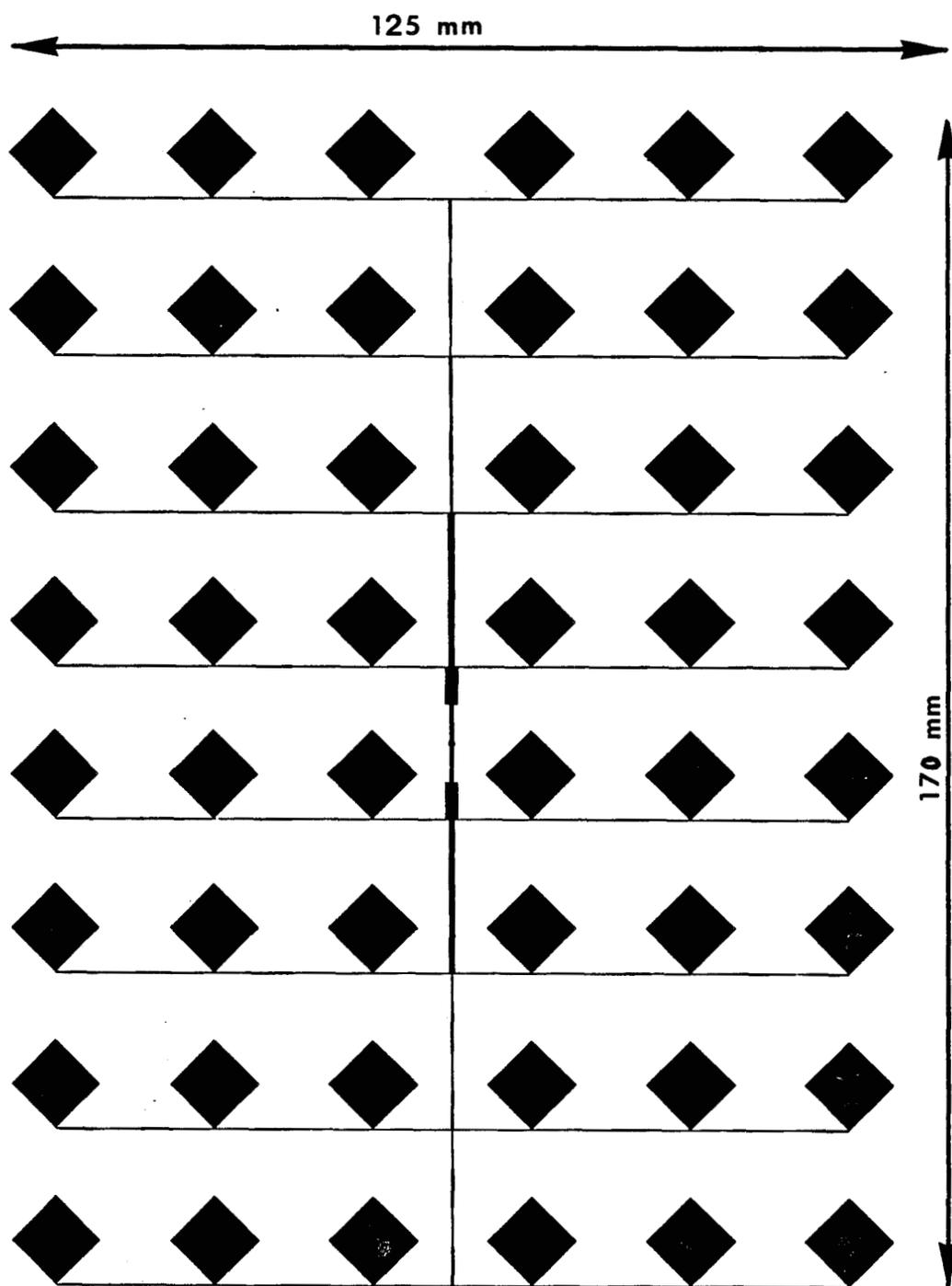


Figure IV.2 : masque de l'antenne réseau 48 éléments

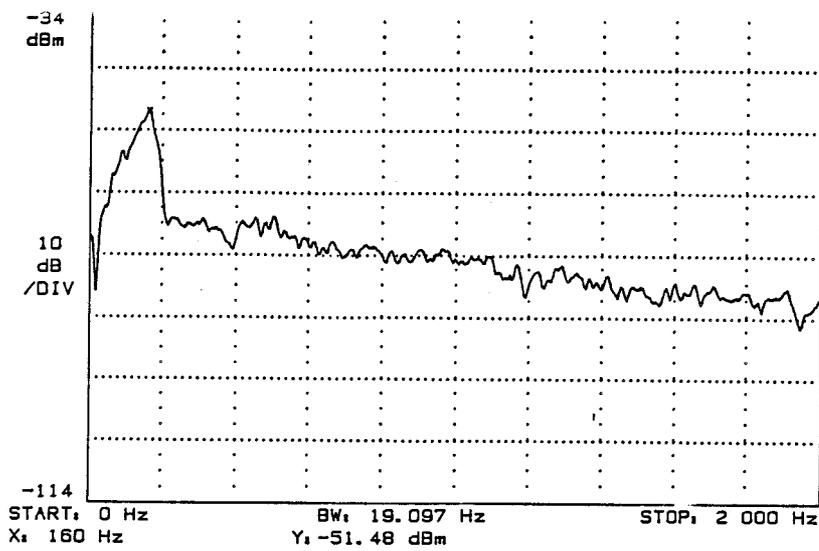


Figure IV.3 : Spectre Doppler ; radar MMIC (faible granulométrie)
essais en laboratoire ; V = 10 km/h

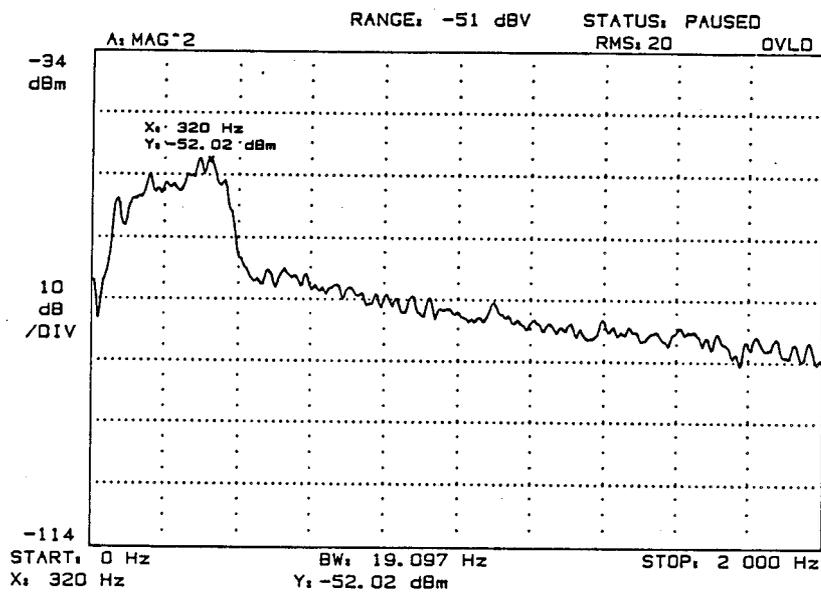


Figure IV.4 : Spectre Doppler ; radar MMIC (faible granulométrie)
essais en laboratoire ; V = 20 km/h

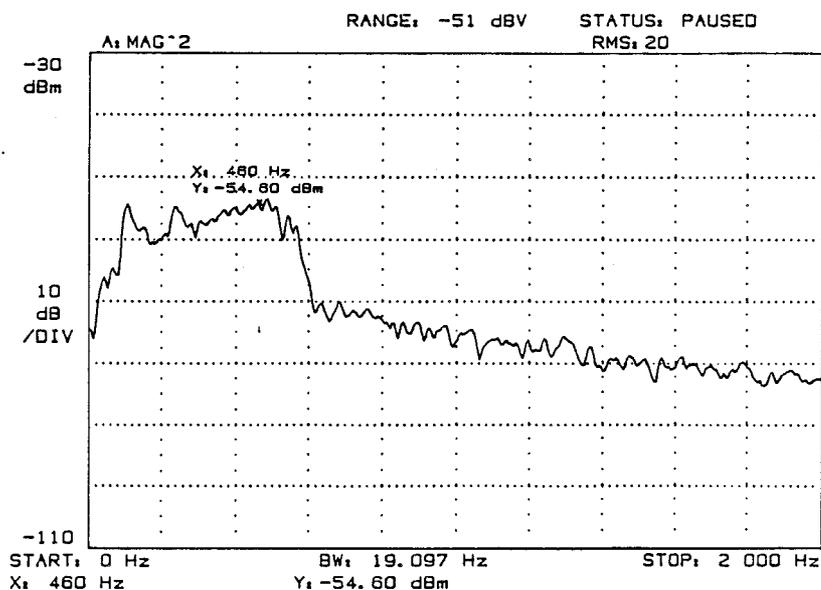


Figure IV.5 : Spectre Doppler ; radar MMIC (faible granulométrie)
essais en laboratoire ; V = 30 km/h

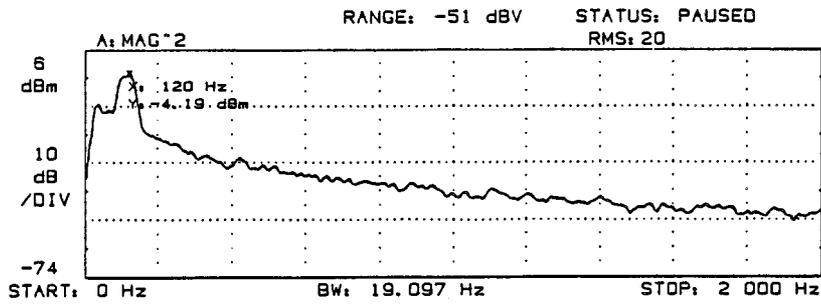


Figure IV.6 : Spectre Doppler ; radar MMIC (granulométrie élevée)
essais en laboratoire ; V = 7.5 km/h

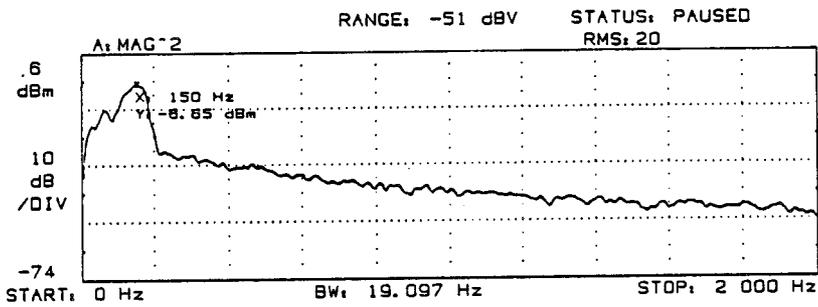


Figure IV.7 : Spectre Doppler ; radar MMIC (granulométrie élevée)
essais en laboratoire ; V = 10 km/h

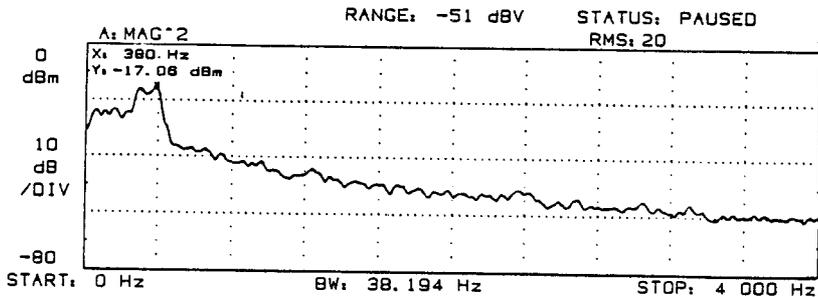


Figure IV.8 : Spectre Doppler ; radar MMIC (granulométrie élevée)
essais en laboratoire ; V = 23 km/h

II) DESCRIPTION DES ESSAIS

II.1) Essais sur banc de simulation

L'ensemble du capteur décrit au paragraphe précédent a d'abord été évalué sur un banc de simulation routier disponible au LEP .

Ce banc de mesure permet d'accéder à des vitesses allant de 0 à 50 km/h. Un système de référence permet de connaître à tout instant la vitesse. Les signaux disponibles à la sortie du préamplificateur sont analysés par un analyseur de spectre BF Hewlett Packard.

Des exemples de spectres Doppler relevés dans ces conditions sont présentés figures IV.3, IV.4 et IV.5 pour une granulométrie au sol donnée (béton lisse). Nous avons effectué des essais pour trois vitesses différentes : 10 km/h, 20 km/h et 30 km/h. Les spectres Doppler correspondants sont présentés pour chacune de ces vitesses.

Nous avons dans une deuxième série d'essais, éparpillé des petits cailloux de façon aléatoire sous le parcours du capteur et nous avons effectué de nouvelles mesures aux mêmes vitesses que précédemment. La granulométrie étant dans ce cas supérieure, il en sera de même de l'amplitude du signal rétrodiffusé. Les signaux Doppler obtenus pour cette nouvelle granulométrie sont représentés figures IV.6, IV.7 et IV.8 . On constate une nette amélioration de la qualité des signaux : le spectre Doppler est beaucoup plus étroit.

Pour mettre en évidence la qualité du spectre Doppler, nous avons effectué une comparaison de ces résultats avec ceux obtenus à l'aide d'une tête hyperfréquence hybride précédemment réalisée au laboratoire [réf 10, 11, 12, 13] (figure IV.9). Les mesures sont réalisées dans les mêmes conditions pour les mêmes vitesses de déplacement.

Les représentations fréquentielles et temporelles des signaux sont présentées figure IV.10, IV.11 et IV.12 pour les trois vitesses testées.

En comparant les spectres obtenus avec les deux circuits (tête hybride et circuit MMIC), nous observons que le spectre Doppler fourni par le nouveau radar est un peu moins bon. Ceci peut être attribué au fait que la puissance délivrée par le

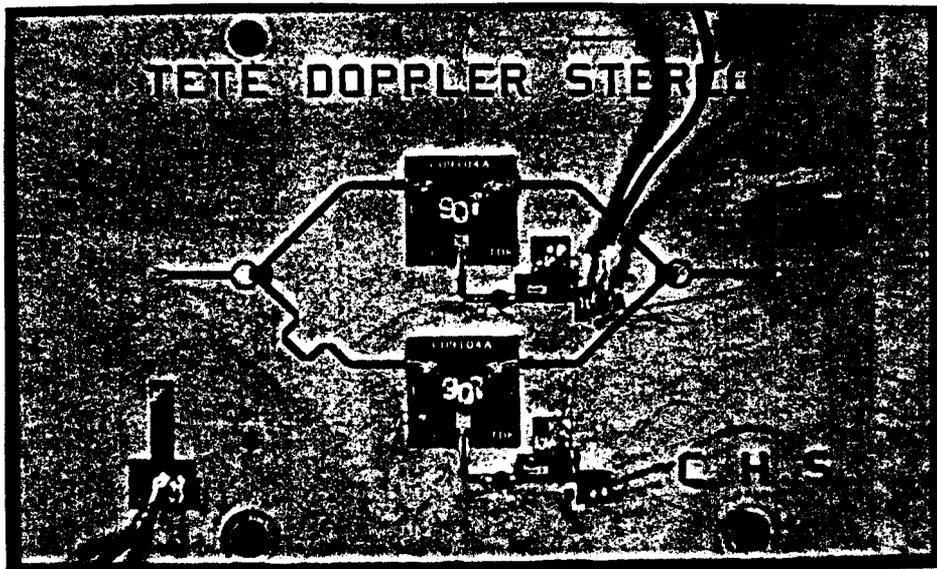


Figure IV.9 : photographie du radar hybride

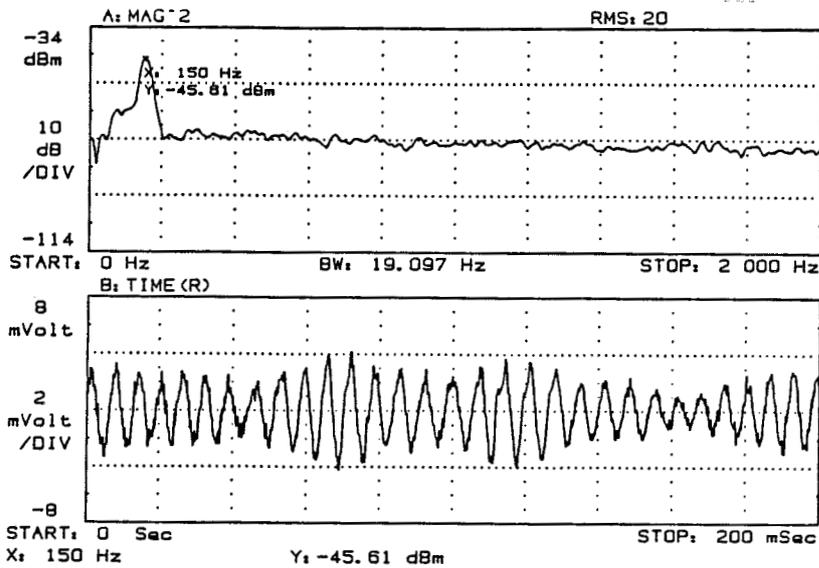


Figure IV.10 : Signal Doppler ; radar hybride
essais en laboratoire ; V = 10 km/h

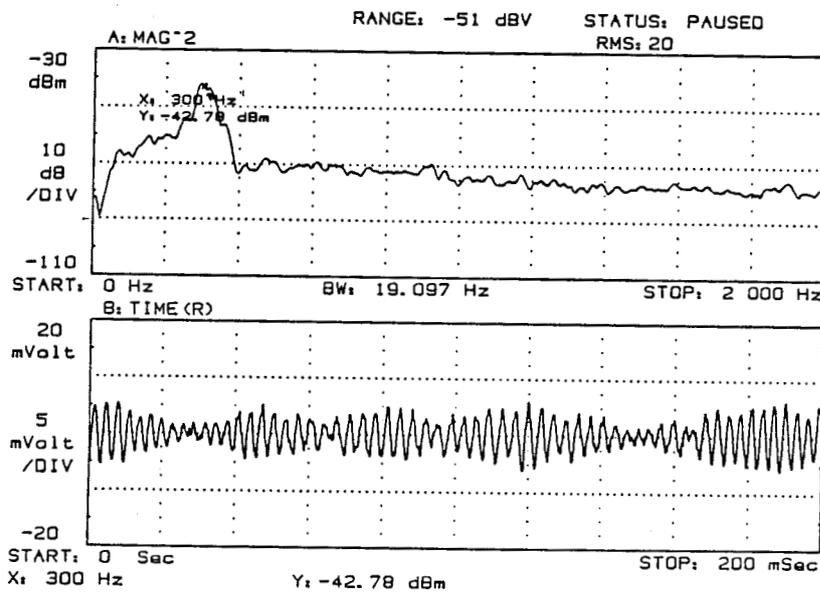


Figure IV.11 : Signal Doppler ; radar hybride
essais en laboratoire ; V = 20 km/h

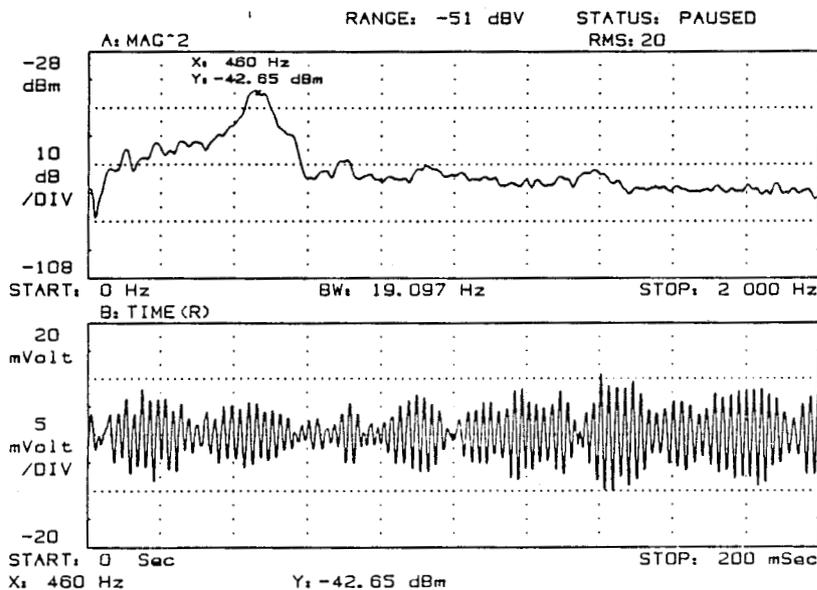


Figure IV.12 : Signal Doppler ; radar hybride
essais en laboratoire ; V = 30 km/h

MMIC (1,6 dBm) est nettement inférieure à celle délivrée par la source hybride (\approx 13 dBm) et qu'en conséquence le rapport S/B est moins favorable. Néanmoins, dans les deux cas, on peut vérifier que les maxima des spectres correspondent, et que la vitesse que l'on en déduit est bien la vitesse réelle de déplacement indiquée par le système de référence.

De plus, le signal Doppler dans le domaine temporel est suffisamment clair pour être exploité par un système de traitement de signal afin d'extraire les informations vitesse et distance parcourue.

Nous avons également vérifié que les signaux obtenus indiquaient bien la bonne vitesse de déplacement. Pour cela, nous avons appliqué les signaux enregistrés, avec la collaboration du L.E.P., à l'unité de traitement numérique de signal conçue et réalisée par le L.R.P.E., suivie d'une unité d'affichage des grandeurs distance et vitesse (Miniac) [réf 14, 15].

Les mesures sont résumées dans le tableau ci-après :

Vitesse théorique (consigne)	Capteur MMIC + Traitement de signal	Codeur du banc de simulation
10 km/h	9.2 / 10.1 (km/h)	9.8 / 10.5 (km/h)
20 km/h	18.6 / 20.3 (km/h)	20.1 / 20.9 (km/h)
30 km/h	28.4 / 30.5 (km/h)	30.2 / 31.1 (km/h)

Ces résultats indiquent une bonne concordance entre les valeurs obtenues à l'aide du codeur et celles du capteur intégré. Les fluctuations de vitesse sont plus importantes avec le capteur ; ceci provient de signaux parasites issus des réflexions multiples sur les murs qui ne possèdent pas d'absorbant et qui se trouvent, suivant la position du radar, à moins d'un mètre de celui-ci.

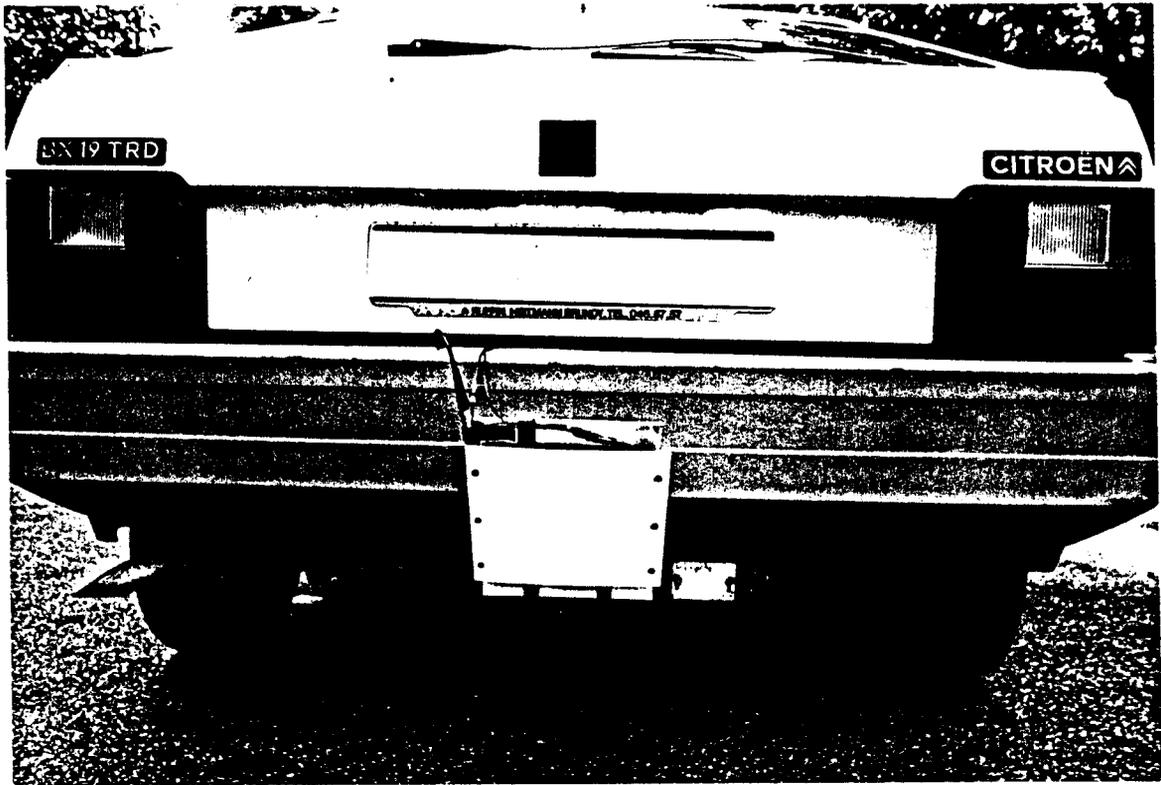


Figure IV.13 : Radar Doppler monté sur véhicule automobile

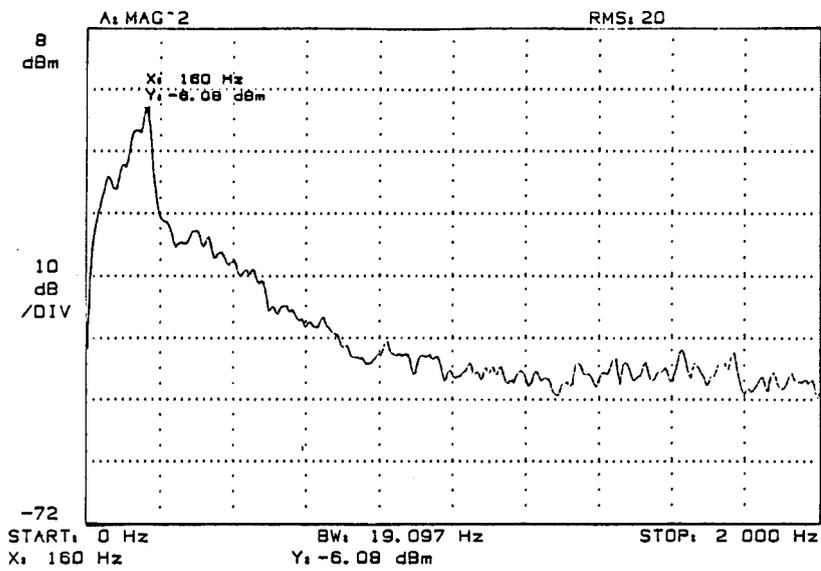


Figure IV.14 : Spectre Doppler ; radar MMIC ; essais sur route
 $V = 10 \text{ km/h}$

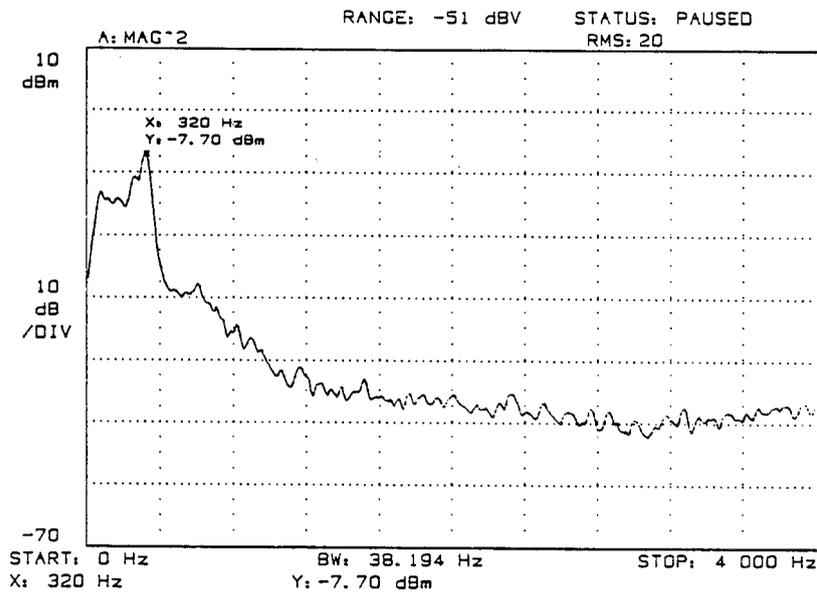


Figure IV.15 : Spectre Doppler ; radar MMIC ; essais sur route
 $V = 20 \text{ km/h}$

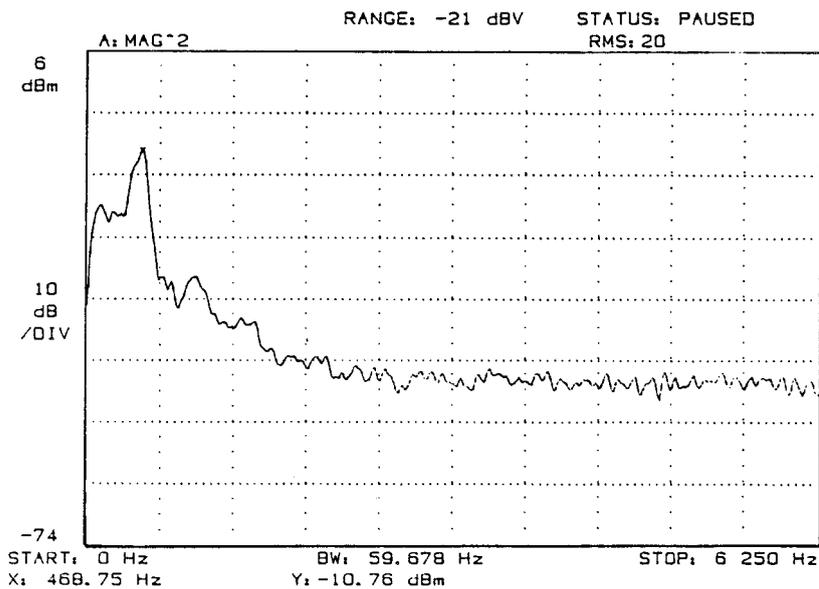


Figure IV.16 : Spectre Doppler ; radar MMIC ; essais sur route
 $V = 30 \text{ km/h}$

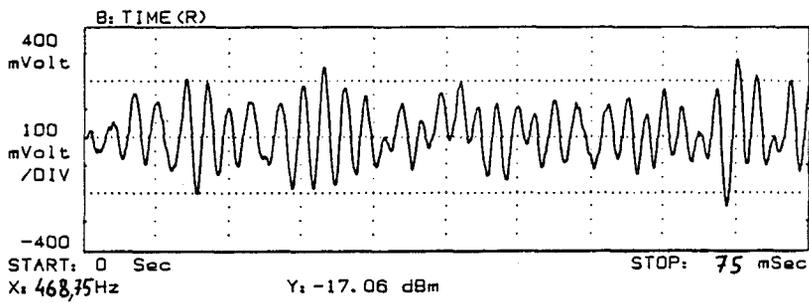
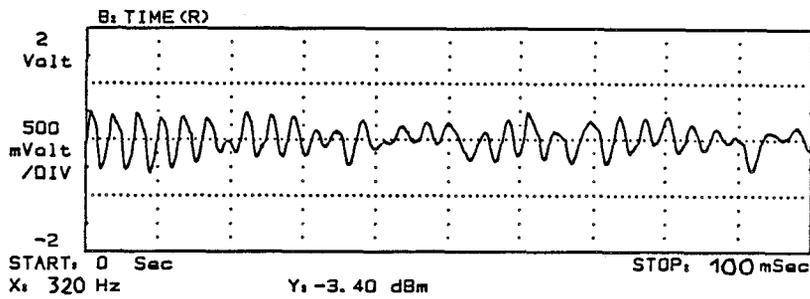
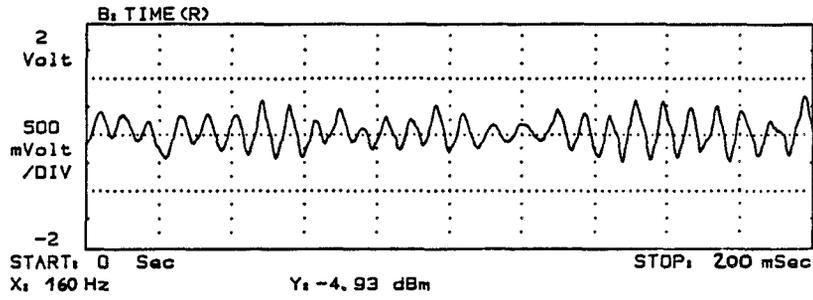


Figure IV.17 : Signal temporel pour trois vitesses de déplacement
 $V = 4,7 \text{ km/h}$; $V = 10 \text{ km/h}$; $V = 23,7 \text{ km/h}$

II.2) Essais sur site routier

Pour compléter nos essais, il est intéressant d'évaluer le comportement du nouveau capteur Doppler en situation réelle, en l'installant sur un véhicule routier.

Le boîtier-capteur hyperfréquence permettant d'obtenir le signal Doppler est monté à l'arrière d'un véhicule automobile, sur l'attache caravane et expérimenté sur route (figure IV.13).

Le centre du radôme de l'antenne est à 40 cm du plan de roulement et l'axe de l'antenne est incliné de 30° par rapport à l'horizontale. La chaussée est bien rétrodiffusante mais comporte cette fois de nombreux défauts, ce qui provoque des secousses du véhicule et engendre des variations de l'amplitude du signal Doppler.

Les relevés des mesures ont été effectués uniquement dans un but qualitatif et la vitesse nous servant de référence n'est autre que l'indication du compteur de vitesse du véhicule qui est très imprécise à basse vitesse.

Les signaux Doppler recueillis lors de ces essais pour des vitesses allant de 5 km/h à 40 km/h ont été enregistrés puis exploités en laboratoire sur un analyseur de spectre BF. Des exemples de ces signaux sont représentés dans le domaine fréquentiel figures IV.14, IV.15 et IV.16.

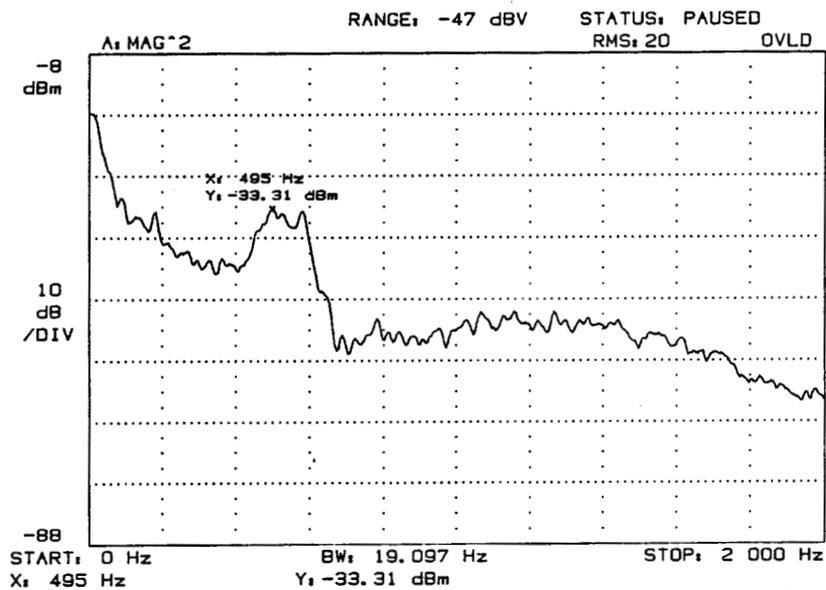
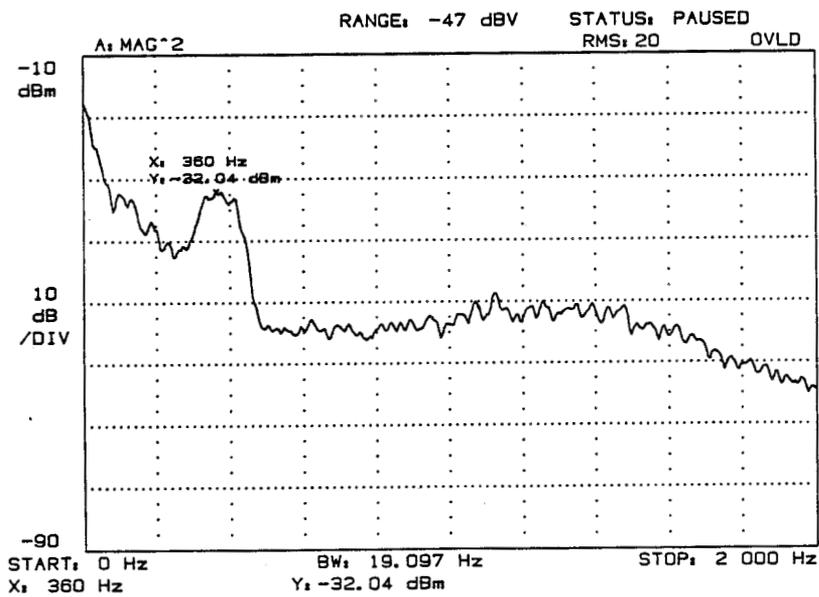
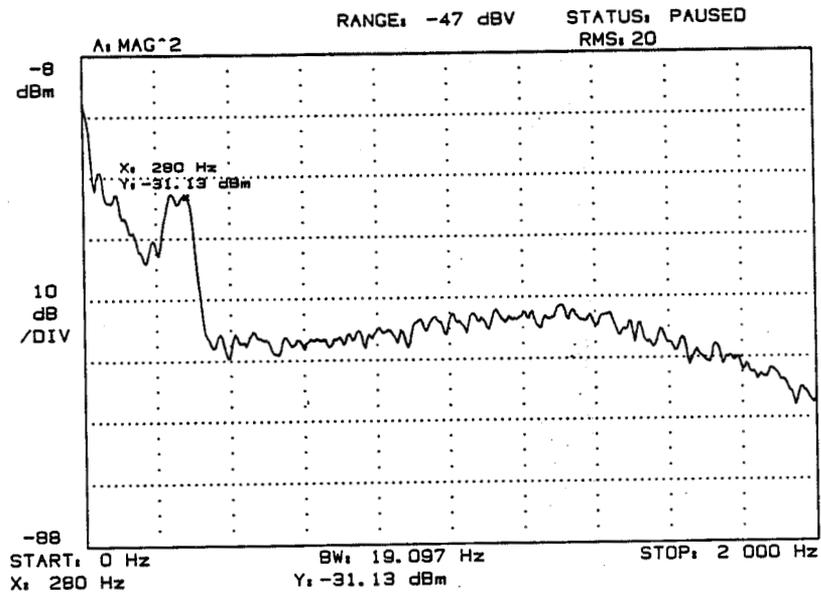
Cette fois, nous constatons que les spectres relevés sont plus étroits et que les signaux temporels sont plus clairs et moins bruités, comparés à ceux obtenus précédemment (figure IV.17).

Nous avons également constaté qu'un passage sur une plaque métallique provoque une diminution de l'amplitude du signal mais ne provoque pas de variations de vitesse anormale.

En outre, des mesures en marche arrière ne font apparaître aucune modification notable du signal Doppler.

Nous avons également appliqué les signaux Doppler à l'unité de traitement de signal et d'affichage et nous avons retrouvé, avec un écart constant inférieur à 5%, les mêmes vitesses que celles indiquées par le compteur de vitesse de la voiture.

Figure IV.18 : Exemples de spectres Doppler obtenus avec le radar D.R.O. pour différentes vitesses.



Compte tenu des imprécisions de mesure du compteur mécanique, nous pouvons conclure que le nouveau capteur micro-ondes fonctionne parfaitement sur site routier.

Enfin, des premiers essais ont été effectués avec la seconde version MMIC incluant le résonateur diélectrique. Les spectres représentés figure IV.18 montrent que la qualité est identique à celle obtenue avec le radar hybride.

CONCLUSION

Le MMIC associé à une antenne montre qu'il est possible d'obtenir un cinémomètre micro-onde miniaturisé, de faible coût et performant [réf 16].

Afin d'étudier le comportement réel du circuit, des essais ont été réalisés, dans un premier temps, sur bancs de simulation, puis sur site routier. Pour cela, le circuit dans le boîtier de caractérisation a été relié à une antenne plane 6 x 8 éléments étudiée précédemment au C.H.S.

De ces essais, nous pouvons conclure que ce nouveau capteur hyperfréquence fonctionne parfaitement puisque les signaux obtenus dans la configuration d'un cinémomètre à effet Doppler sont parfaitement lisibles et exploitables par un système de traitement analogique et numérique du signal à microprocesseur tel que celui réalisé par le L.R.P.E.

La comparaison des spectres et des signaux temporels obtenus avec le MMIC et la tête hybride a permis de mettre en évidence que la pureté de la raie d'oscillation et surtout la puissance émise par l'oscillateur sont deux points essentiels pour un bon fonctionnement du cinémomètre.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV

- [1] : **P. Descamps, M. El Bekkali, J. Vindevoghel,**
"An integrated microwave Doppler cinemometer for transport applications",
Review of Scientific Instruments, August 1991
- [2] : **J. Vindevoghel, M El Bekkali, P. Descamps, E. Constant,**
"Integrated microwave Doppler cinemometer",
20th EuMC, Budapest, September 1990
- [3] : **C.H.S. : J. Vindevoghel, M. El Bekkali, P. Descamps,**
L.R.P.E. : R. Gabillard, J. Baudet, N. El Saleous, C. Semet,
"Cinémomètre à effet Doppler à tête hyperfréquence intégrée en vue
d'application à la S.N.C.F."
Rapport final du contrat M.E.L.A.T.T. 226 – 75 – 01 – 1987, Octobre 1990
- [4] : **P. Descamps,**
"Etude et réalisation d'une Tête Hyperfréquence à Effet Doppler pour
l'Application : Détermination du Sens de Marche d'un Véhicule"
D.E.A., Lille, Juillet 1989
- [5] : **L.E.P. : R. Polaert, P. Izard,**
C.H.S. : P. Descamps,
L.R.P.E. : J. Baudet,
"Développements Technologiques Récents, Miniaturisation, et Application à
l'Automobile d'un Cinémomètre à Effet Doppler"
Journées micro-ondes GRRT, USTL FA, INRETS CRESTA, 24 Octobre 1991
- [6] : **C.H.S. : P. Descamps, J. Vindevoghel, J.L. Oszustowicz, E. Constant,**
L.E.P./P.M.L. : V. Pauker,
"Intégration Monolithique sur GaAs d'un Radar 10 GHz"
J.N.M., Grenoble, Mars 1991
- [7] : **C.H.S. : P. Descamps, J. Vindevoghel,**
L.E.P./P.L.M. : V. Pauker
" A 10 GHz GaAs MMIC for radar applications"
21st EuMC, Stuttgart, September 1991

- [8] : **M. El Bekkali,**
"Capteurs cinémométriques à antennes plaquées en bande X – Applications"
Thèse d'Université, Lille, Juillet 1991.
- [9] : **M. El Bekkali, J. Vindevoghel, G. Dumoulin,**
"Antennes plaquées pour application radar Doppler"
J.N.M., Montpellier, Juin 1989
- [10] : **C.H.S. : J. Vindevoghel, L. Dhalluin, M. El Bekkali, P. Descamps,**
L.R.P.E. : J. Baudet, N. El Saleous, Y. Empis., S. Deronne,
C.R.E.S.T.A. : P. Deloof,
"Cinémomètre à effet Doppler à tête hyperfréquence intégrée en vue
d'application à la S.N.C.F."
Phase B1 : "Premiers essais sur site commercial"
Phase B2 : "Configuration du prototype à réaliser"
Rapport de contrat M.E.L.A.T.T. 226 – 75 – 01 – 1987, Octobre 1989
- [11] : **G. Dumoulin,**
"Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour
applications ferroviaires",
Thèse Docteur de l'Université, Lille, Février 1989.
- [12] : **L. Dhalluin, J. Vindevoghel, P. Descamps, J. Baudet**
"Détermination du sens de marche d'un véhicule terrestre utilisant l'effet
Doppler en bande X",
J.N.M. Montpellier, Juin 1989
- [13] : **N. El Saleous,**
"Etude et réalisation d'un traitement de signal pour cinémomètre Doppler"
Thèse d'Université, Lille, Décembre 1989
- [14] : **J. Baudet,**
"Traitement du signal du cinémomètre S.N.C.F."
Rapport de contrat M.E.L.A.T.T. 226 – 75 – 01 – 1987, 1988
- [15] : **C.H.S. : J. Vindevoghel, M. El Bekkali**
L.R.P.E. : C. Semet, J. Baudet,
"Réalisation d'un premier prototype, première évaluation expérimentale"
Rapport de contrat M.E.L.A.T.T. 226 – 75 – 01 – 1987, Avril 1989

- [16] : **L.E.P. : P. Iazard, V. Pauker, R. Polaert,**
U.S.T.L.F.A – C.H.S. : P. Descamps, M. El Bekkali, J. Vindevoghel,
I.N.R.E.T.S – C.R.E.S.T.A. : Y. David, P. Deloof,
"Conception et réalisation monolithique de capteurs micro-ondes pour
automobiles"
Rapport final M.R.T., Octobre 1991

CHAPITRE V

CAPTEUR MINIATURE A 10 GHz

Introduction	V.1
I) Antenne à lobe incliné	V.2
II) Liaison du circuit intégré à l'antenne	V.3
III) Etude du boîtier hyperfréquence	V.4
Conclusion	V.6

INTRODUCTION

Dans le cadre de l'application "capteur pour automobile", il est nécessaire de miniaturiser l'ensemble du capteur.

En particulier, il est souhaitable que l'antenne d'émission-réception soit disposée à plat sous la voiture de façon à offrir le moins de prise au vent et à présenter un encombrement minimal. L'utilisation d'antennes à lobe incliné se justifie donc.

Compte-tenu des très faibles dimensions du circuit intégré, inférieures au mm^2 , nous proposons de placer ce circuit dans un boîtier n'affectant pas les performances hyperfréquences du MMIC et de faible coût. Ce boîtier sera placé directement sur l'antenne.

La mise en boîtier est un problème très important à résoudre, spécialement pour les applications automobiles où il existe des conditions d'environnement très diverses.

Le couplage du circuit à l'antenne d'émission/réception, l'étude d'un boîtier fiable et performant ainsi que l'association du circuit à une antenne à lobe incliné étudiée au C.H.S. font l'objet de ce chapitre.

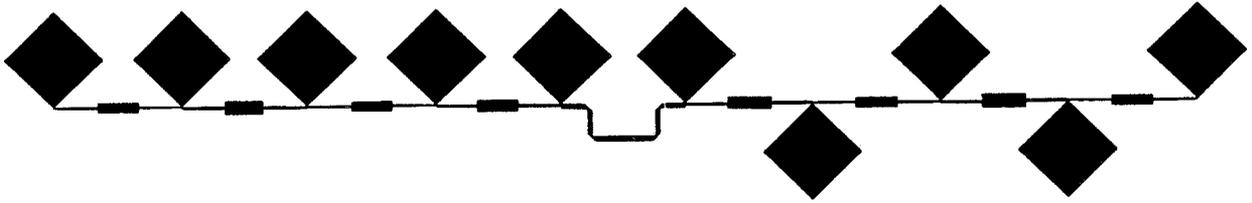
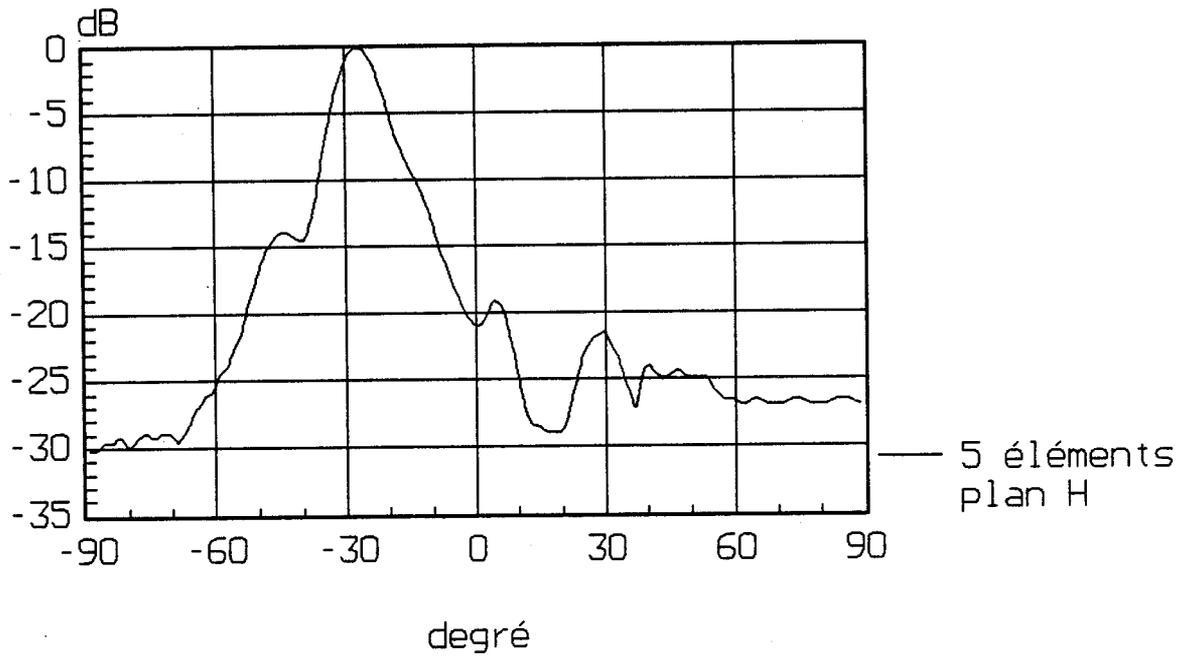


Figure V.1 : Masque du réseau linéaire à lobe incliné

Figure V.2
Réseau linéaire à lobe incliné
Diagramme pratique



I) ANTENNE A LOBE INCLINE

Une étude a été effectuée au C.H.S. afin d'obtenir une antenne plane ayant un lobe principal unique incliné à 30° par rapport à la normale au plan de l'antenne à la fréquence de 10 GHz [réf 1].

Dans un premier temps, un réseau linéaire plan H à 10 éléments a été calculé et réalisé sur substrat Duroïd ($\epsilon_r = 2.35$). Le masque de l'antenne est donné figure V.1. Les dimensions de cette antenne sont 3×17 cm. Le diagramme de rayonnement plan H obtenu en pratique est présenté figure V.2. Les caractéristiques obtenues pour ce réseau linéaire sont :

- un lobe principal positionné à 28° par rapport à la normale.
- une ouverture angulaire à 3 dB de $10,5^\circ$ dans le plan H.
- des lobes secondaires bien atténués. Le rapport lobe secondaire/lobe principal est de -20 dB dans le plan H.
- un gain mesuré de 10 dB.

Dans un deuxième temps, un réseau bidimensionnel composé de 60 éléments rayonnants a été calculé et réalisé à 10 GHz [réf 1]. Les dimensions sont 13×17 cm (figure V.3). Les diagrammes de rayonnement montrent un lobe principal incliné de 30° dans le plan E par rapport à la normale (figure V.4), et de 0° dans le plan H (figure V.5), une ouverture à 3 db de 16° dans le plan E et de 14° dans le plan H, un lobe secondaire/lobe principal de -20 dB dans le plan E et de -20 dB dans le plan H, un gain de 17 dB.

Des essais en cinémomètre Doppler avec les deux antennes à lobe unique incliné (antenne linéaire et réseau bidimensionnel) ont été réalisés sur le banc de simulation routier du C.H.S. Ces essais effectués à 1 m/s ont permis de comparer les spectres des signaux et de valider ce concept d'antenne à lobe incliné.

Ils ont montré qu'il n'est pas nécessaire pour les applications automobiles d'avoir simultanément une directivité importante dans les plans E et H. De ce fait, nous avons retenu le réseau linéaire dont la directivité est élevée dans le seul plan H et dont l'encombrement est faible.

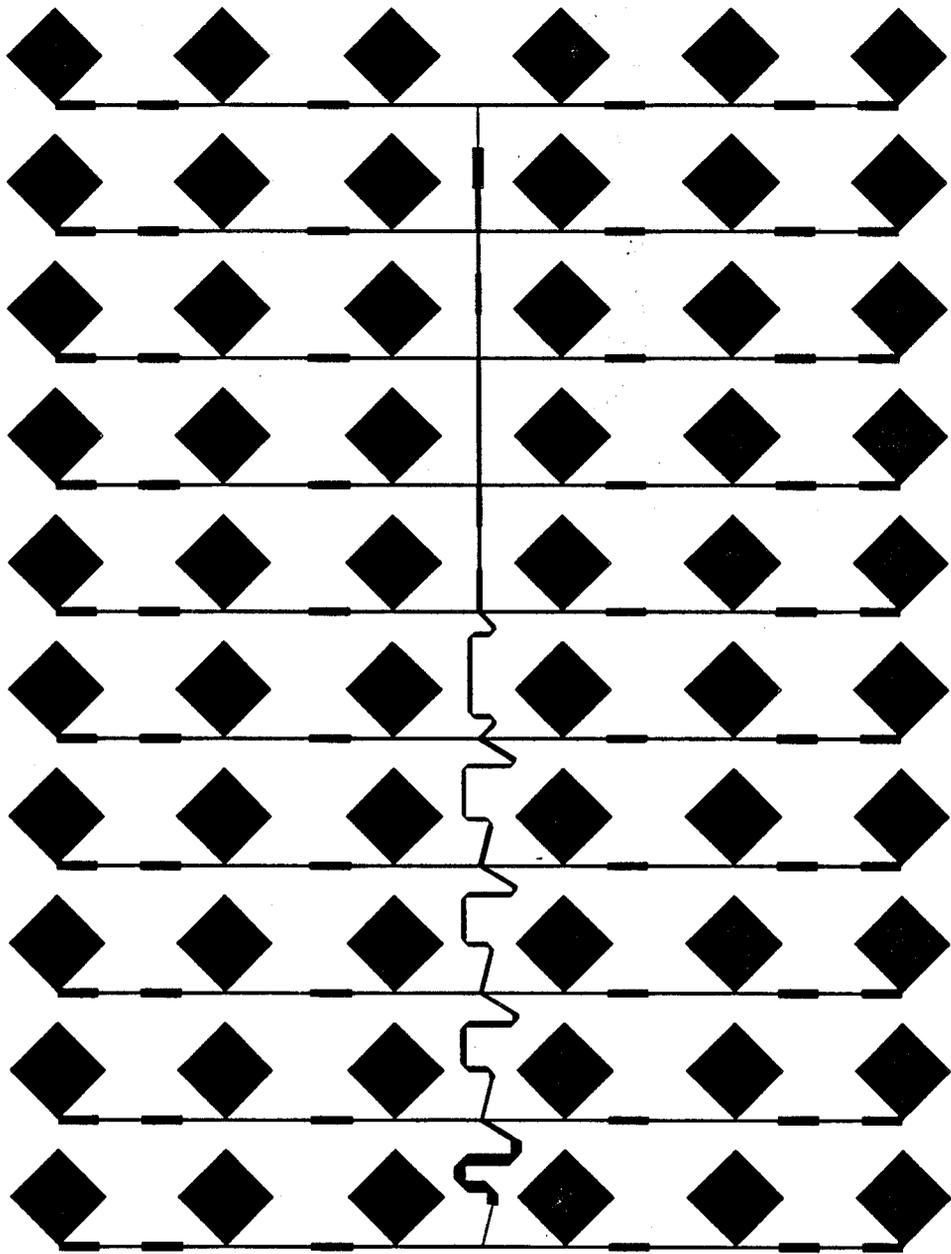


Figure V.3 : Masque du réseau directif à lobe incliné

Figure V.4

Réseau directif à lobe incliné
Diagramme pratique

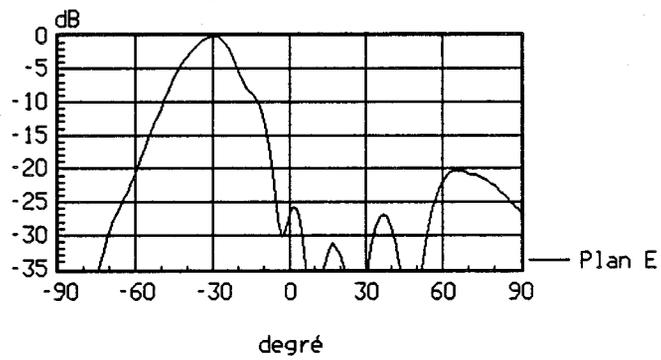
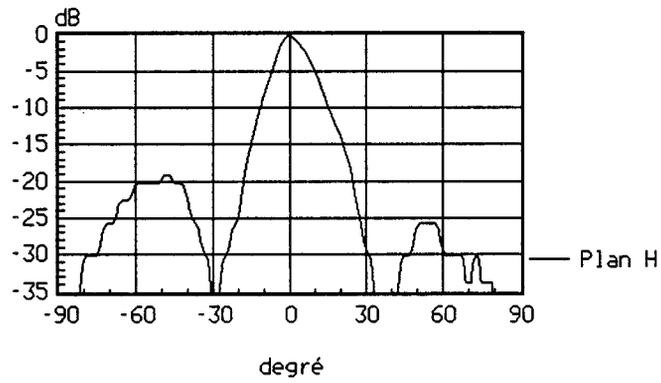


Figure V.5

Réseau directif à lobe incliné
Diagramme pratique



II) LIAISON DU CIRCUIT INTEGRE A L'ANTENNE

Les essais exposés au chapitre IV ont montré que le capteur intégré permet d'obtenir des informations de vitesse fiables. Cependant nous pouvons faire plusieurs remarques :

– plus la qualité de rétrodiffusion du sol est importante, et plus la qualité du signal issu de l'antenne et reçu par le capteur est bonne. Ceci implique que la granulométrie soit suffisante ; il en est ainsi d'une route goudronnée.

– il est nécessaire de posséder un capteur dont la puissance d'émission soit suffisamment élevée (une puissance de 10 mW est une valeur suffisante pour les situations rencontrées) afin de pouvoir extraire le signal basse fréquence du bruit et des signaux parasites.

– de façon à diminuer les pertes de puissance, il faut minimiser la longueur de la liaison entre l'antenne et le circuit intégré monolithique sur GaAs, et soigner sa qualité.

Afin de supprimer les pertes dues à la transition MMIC-antenne, nous avons envisagé de placer le circuit intégré directement sur l'antenne. Il existe alors deux solutions possibles :

a) le circuit est placé du côté rayonnant de l'antenne. Cette solution présente l'avantage de pouvoir connecter directement le circuit à la ligne d'alimentation des éléments de l'antenne par des fils thermocompressés, et de minimiser ainsi les pertes. Cependant, aucune antenne actuelle n'est prévue pour loger le circuit sur cette face. De plus les effets sur les diagrammes de rayonnement de l'antenne n'ont pas encore été étudiés.

b) une autre solution consiste à placer le circuit du côté du plan de masse de l'antenne. La liaison à l'antenne est réalisée au moyen d'une connexion directe à travers le substrat de l'antenne, à l'aide d'une broche conductrice dorée. Cette solution présente l'avantage d'être facile à mettre en oeuvre et permet d'utiliser un substrat tel que le P.T.F.E. (Duroïd 6010, $\epsilon_r = 10.5$) présentant moins de pertes par rayonnement que le substrat de l'antenne.

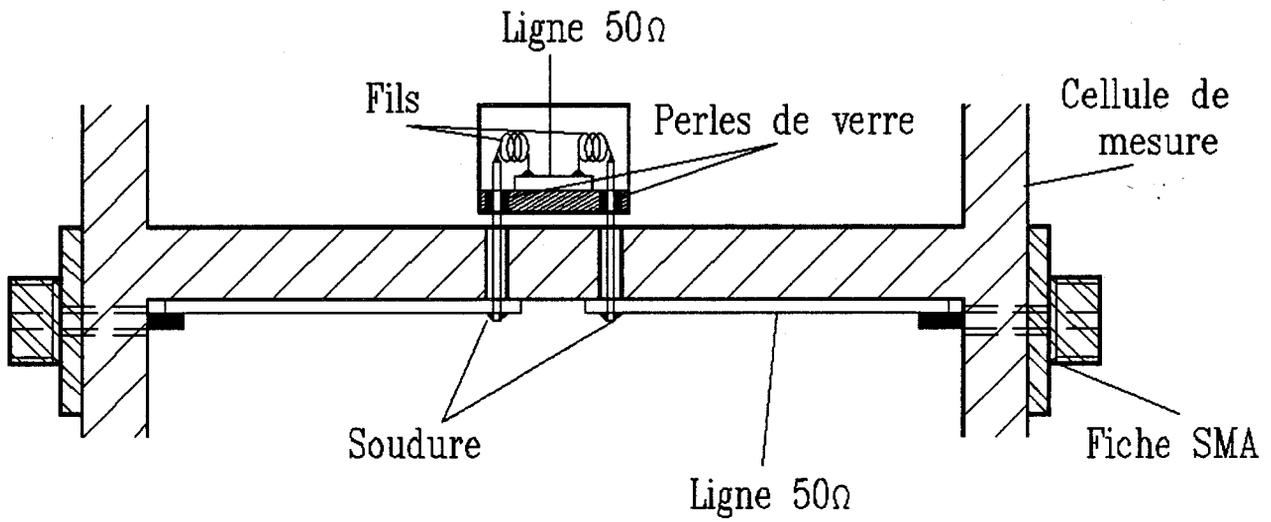
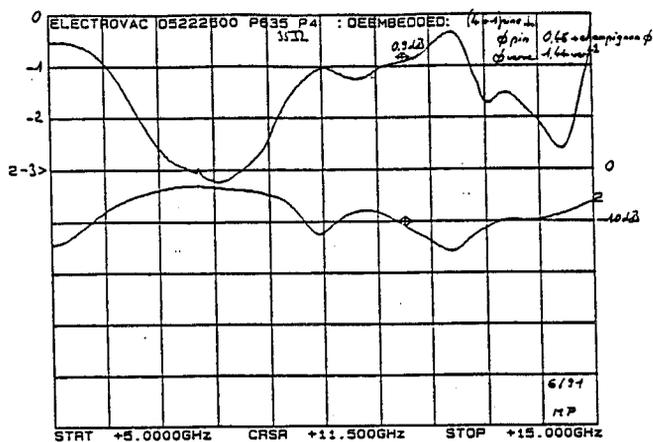


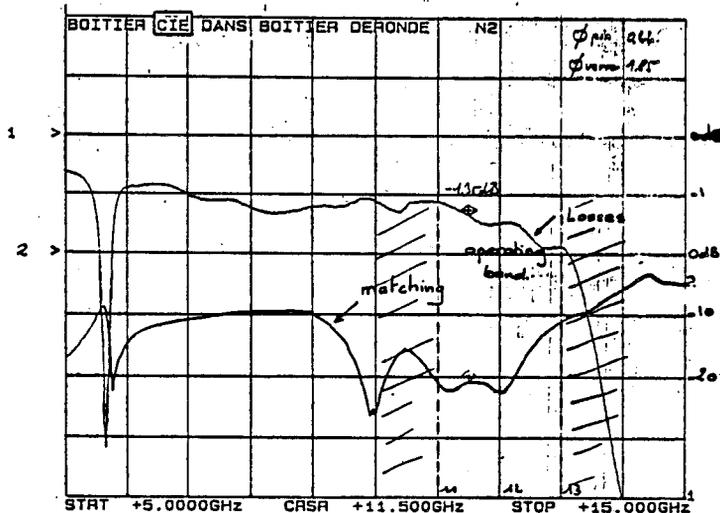
Figure V.6 : Montage pour la mesure
des pertes du boîtier
et de l'adaptation

CH1: A/R-M - .91 dB CH2: S/R-M - 10.91 dB
 1.0 dB/ REF + 3.00 dB 10.0 dB/ REF - 10.00 dB



CH1: A/R-M - 1.35 dB
 1.0 dB/ REF + 1.00 dB

CH2: S/R-M - 20.88 dB
 10.0 dB/ REF - 10.00 dB



CH1: A/R-M - 1.25 dB
 1.0 dB/ REF + 1.00 dB

CH2: S/R-M - 18.32 dB
 10.0 dB/ REF - 10.00 dB

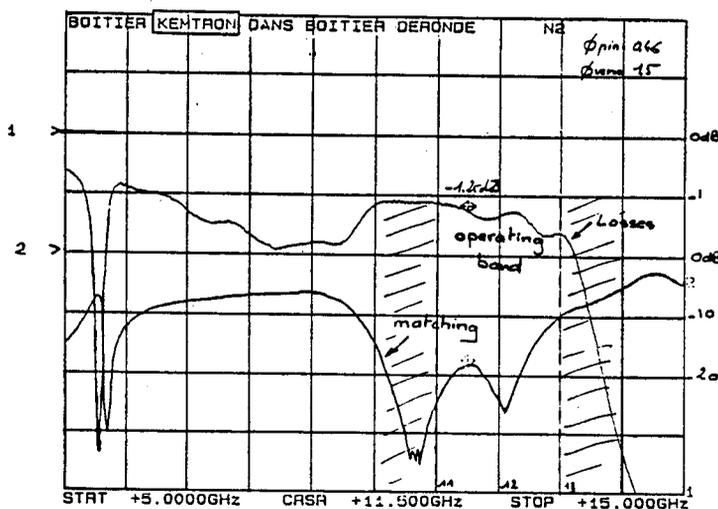


Figure V.7 : Paramètres [S] du boîtier

III) ETUDE DU BOÎTIER HYPERFREQUENCE

Pour assurer le fonctionnement du radar par tous les temps, il est nécessaire de protéger le circuit intégré GaAs très fragile, non seulement de l'environnement (vibrations et écarts de température), mais également des interférences par un boîtier n'affectant pas les performances du MMIC et de coût le plus faible possible.

Les faibles dimensions du circuit nous permette d'envisager l'utilisation d'un boîtier tel que le T08.

Ce boîtier est traversé par quatre broches conductrices dorées via quatre perles de verre. Deux de ces broches sont utilisées pour alimenter le circuit, la troisième permet de recueillir le signal Doppler basse fréquence et la quatrième sert à transmettre le signal hyperfréquence à l'antenne.

Cette dernière broche traverse le substrat de l'antenne pour atteindre la ligne d'alimentation de l'antenne.

Il est important d'effectuer une caractérisation précise du boîtier afin de connaître l'adaptation $[S_{11}]$ et les pertes en transmission $[S_{12}]$ occasionnées par la traversée des perles de verre. Cette caractérisation a été effectuée grâce à la collaboration de L.E.P./P.M.L. Deux étapes successives sont nécessaires :

1^{ère} étape : établissement de la référence au moyen d'une ligne 50Ω .

2^{ème} étape : mesure des paramètres $[S]$ du boîtier (figure V.6).

Les mesures des paramètres $[S]$ sont représentées figure V.7 pour des fréquences comprises entre 5 et 15 GHz et pour trois boîtiers différents. Ces mesures montrent que le boîtier présentant le moins de perte en transmission et une adaptation proche de 50Ω pour des fréquences comprises entre 10 GHz et 11 GHz est le boîtier KEMTRON. En effet, d'après les mesures, nous obtenons pour ce boîtier et pour des fréquences comprises entre 10 GHz et 11 GHz :

$$- 1.35 \text{ dB} < |S_{12}| < - 1 \text{ dB}$$

$$|S_{11}| < - 20 \text{ dB}$$

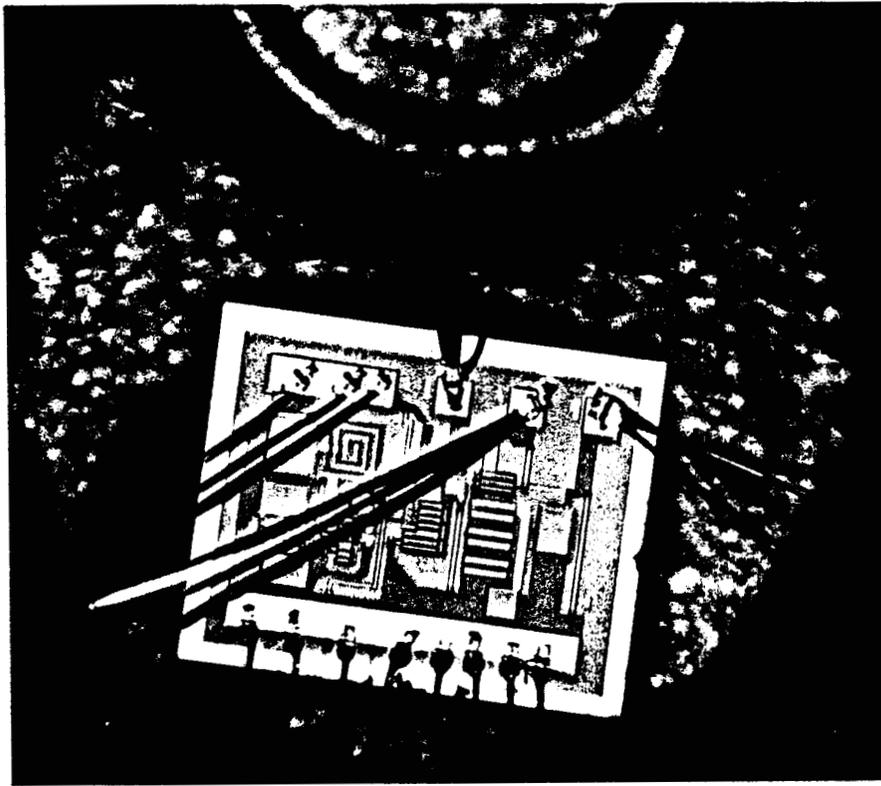


Figure V.8 : Circuit radar dans son boîtier

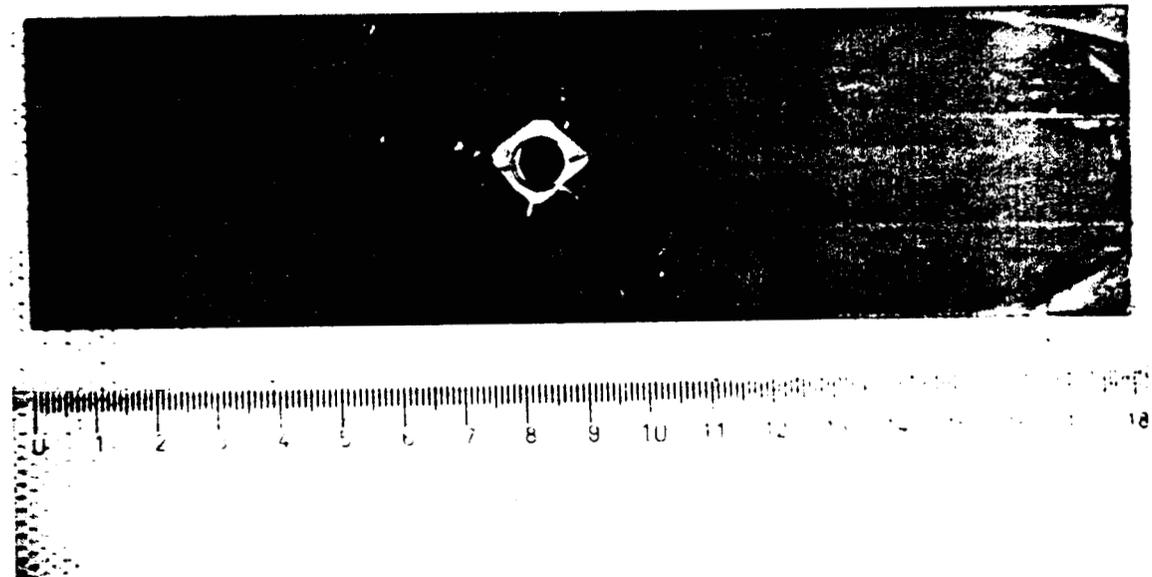


Figure V.9 : Boîtier du radar sur l'antenne

Ce boîtier convient donc bien pour nos applications.

Nous avons utilisé ce boîtier et nous avons collé le circuit intégré sur GaAs du radar sur le plan de masse, le plus près possible de la broche allant à l'antenne (figure V.8).

Le boîtier est maintenu par de la colle conductrice au point de contact de la broche et de la ligne 50Ω de l'antenne.

Ainsi, nous disposons d'un circuit hyperfréquence incluant toutes les fonctions nécessaires pour le radar, et protégé par un boîtier hyperfréquence n'excédant pas 1 cm^2 (figure V.9).

Remarque : il est important de vérifier que l'encapsulation métallique n'a pas d'effets sur les paramètres de transmission des lignes microrubans [réf 2].

Un second boîtier ayant les mêmes dimensions que le boîtier de caractérisation décrit au chapitre III a été réalisé et collé sur le plan de masse d'une antenne. La liaison hyperfréquence est réalisée au moyen d'un contact amovible à perle de verre. Cette réalisation permet d'utiliser un substrat telle que le P.T.F.E. (Duroïd 6010, $\epsilon_r = 10,5$) présentant moins de pertes par rayonnement que le substrat de l'antenne ($\epsilon_r = 2,35$).

CONCLUSION

L'utilisation d'une antenne à lobe incliné s'avère indispensable de manière à réduire l'encombrement de l'ensemble du capteur hyperfréquence et à pouvoir le placer sous le véhicule.

Nous avons étudié plusieurs solutions pour la liaison entre le circuit intégré et l'antenne :

- une liaison à travers le substrat de l'antenne par une broche
- un couplage direct sur la face imprimée de l'antenne. Cette solution présente l'avantage d'être plus simple à réaliser, mais elle nécessite une étude de faisabilité [réf 3].

Enfin, l'étude de boîtiers hyperfréquences miniatures a permis d'en sélectionner un pour protéger le MMIC sans en diminuer les performances et assurer la liaison micro-onde à l'antenne.

BIBLIOGRAPHIE DU CINQUIEME CHAPITRE

- [1] : **M. El Bekkali,**
"Capteurs cinémométriques à antennes plaquées en bande X - Applications"
Thèse d'Université, Lille, Juillet 1991.
- [2] : **Reinmut K. Hoffmann,**
"Handbook of microwave integrated circuits",
Artech House, Boston. London, 1987
- [3] : **F. Bouazza,**
"Etude préliminaire d'une antenne plaquée linéaire directive à lobe incliné de
60° par rapport à la verticale"
D.E.A., Lille, Juillet 1991

CONCLUSION

CONCLUSION

L'utilisation de capteurs de vitesse et de déplacement d'un véhicule automobile sans contact physique est indispensable afin d'obtenir des informations fiables et indépendantes des phénomènes parasites du véhicule (patinage, glissement ...).

Depuis plusieurs années, le C.H.S. a étudié et développé des têtes micro-ondes à 10 GHz réalisées en technologie micro-ruban et utilisées dans le domaine des transports guidés. L'utilisation de ces dispositifs dans le domaine de l'automobile nécessite une diminution de leur encombrement et leur diffusion à grande échelle implique également une diminution du coût de ces radars.

Le remplacement de la partie active du capteur par un MMIC nous semble être la solution idéale pour répondre aux spécifications des applications envisagées.

Une intégration monolithique sur GaAs de l'ensemble des circuits micro-ondes inclus dans la partie active du radar, a été développée en collaboration avec le L.E.P./P.M.L. en faisant appel aux technologies les mieux éprouvées en fonderie GaAs et en utilisant une filière standard reproductible et de très faible coût.

Ces capteurs micro-ondes, de très petites tailles (moins de 1 mm²) et à faibles consommations, associés à des antennes plaquées, sont maintenant disponibles et peuvent être incorporés sur des cinémomètres fonctionnant par effet Doppler, afin d'obtenir des informations fiables à la fois sur la vitesse instantanée et sur la distance parcourue par un véhicule. Ces systèmes hyperfréquences destinés à automatiser la conduite et à accroître la sécurité, peuvent également assurer le fonctionnement correct de nouveaux dispositifs qui équipent les véhicules modernes tels que l'antiblocage des roues (A.B.R.), l'antipatinage, le contrôle actif de la suspension, le péage automatique, l'anticollision, les dispositifs à quatre roues directrices, etc...

La conception et la réalisation d'une première version de circuit intégré sur GaAs, en bande X, comprend un oscillateur de type Colpitts fonctionnant à 10 GHz, un amplificateur-buffer et un mélangeur actif à transistors à effet de champ permettant l'obtention d'un gain de conversion. Les résultats des mesures effectuées

sur l'oscillateur indiquent que les principaux objectifs visés sont atteints : la fréquence d'oscillation du modèle réalisé est proche de 10 GHz, et le facteur de qualité externe (Q_{ext}) dépasse 1000. Par ailleurs, des essais en laboratoire sur bancs de simulation, ont permis de mettre en évidence la faisabilité de ce nouveau type de radar intégré : les performances sont satisfaisantes et les informations Doppler sont tout à fait exploitables bien que la puissance du signal hyperfréquence envoyée sur l'antenne soit relativement faible.

Compte tenu des applications envisagées et de la nécessité d'assurer un fonctionnement fiable du radar dans des conditions climatiques diverses, il nous a paru intéressant d'étudier d'autres circuits. Bénéficiant des résultats du premier prototype et d'un second "RUN" fonderie, l'élaboration d'une seconde version de capteur hyperfréquence a été entreprise et réalisée, également en collaboration avec les laboratoires Philips et la fonderie P.M.L. Les modifications ont été essentiellement apportées à l'oscillateur afin d'améliorer ses performances hyperfréquences et d'envisager la possibilité d'un accord de la fréquence et d'une stabilisation en température en ayant recours à un moyen extérieur tel que le résonateur diélectrique. Deux configurations d'oscillateur ont été réalisées :

- un oscillateur à contre-réaction série avec une capacité sur la source du transistor générant le signal hyperfréquence. L'accord de la fréquence est prévu par une source de tension extérieure (V.C.O.)

- un oscillateur très stable à fréquence fixe et à résonateur diélectrique.

Les résultats des mesures sont très satisfaisants puisque tous les objectifs ont été atteints : puissance de 9 dBm, fréquence proche de 10 GHz, coefficient de qualité externe supérieur à 1000.

Les différentes versions du nouveau radar ont été testées en cinémomètre Doppler dans des conditions réelles d'utilisation sur site routier. Ces essais nous ont permis de conclure que les mesures sont parfaitement cohérentes avec l'indication du compteur de vitesse de la voiture.

L'adaptation du radar aux véhicules non-guidés et sa localisation sous la voiture sont rendues possibles grâce à l'association du micro-capteur réalisé et d'une antenne à lobe incliné réalisée précédemment au laboratoire. Pour une meilleure utilisation et afin d'améliorer encore les performances du capteur, il est intéressant

de pouvoir séparer les signaux émis et reçus par un circulateur qui pourrait être intégré au MMIC, ce qui fait l'objet d'une étude en cours au C.H.S.

Enfin, il n'est pas exclu d'utiliser une fréquence plus élevée de façon à obtenir une meilleure précision des mesures, à réduire la taille du radar et plus particulièrement celle de l'antenne.

ANNEXES

ANNEXE I

MESURES "CASCADE" DES FETS PCM

PROJET	LEP06	FILIERE	D05AL
LOT	0077	FETS	4 x 50µm
PLAQUE	900301	Date	25/06/90

Schéma équivalent hyperfréquences: valeurs brutes pour 1mm

$V_{gs} = 0.00 V \quad V_{ds} = 0.0 V \quad R_s = 0.3 \Omega \quad R_d = 0.3 \Omega \quad R_g = 85 \Omega \cdot NBD^2$												
PCM	Gm	Cgs	Cds	Cgd	Rgs	Rgd	Rds	τ	Ggs	Ft	Ids	Idss
Unit.	mS	fF	fF	fF	Ω	Ω	Ω	ps	mS	GHz	mA	mA
1	179	1283	269	126	1.00	0.00	79	2.5	0.0	22.4	145	145
2	184	1295	269	126	1.01	0.00	76	2.4	0.0	22.8	144	144
3	178	1269	270	127	1.06	0.00	75	2.4	0.0	22.6	138	138
4	183	1287	270	123	1.02	0.00	76	2.4	0.0	22.8	152	153
5	180	1297	268	123	1.05	0.00	80	2.4	0.0	22.3	149	149
6	169	1220	267	133	1.03	0.00	80	2.4	0.0	22.2	139	139
7	183	1308	273	127	1.06	0.00	74	2.4	0.0	22.5	150	151
8	190	1331	275	124	0.96	0.00	75	2.4	0.0	22.9	153	153
9	186	1310	272	122	1.01	0.00	74	2.5	0.0	22.8	156	156
Moy	183	1297	271	125	1.02	0.00	76	2.4	0.0	22.6	148	149

-6% -45%
Fourchettes standard

-4% -17%

MIN	129	625	243	46	0.23	0.00	32	0.7	0.0	19.0	-	77
TYP	184	1366	311	126	1.33	0.00	81	2.3	0.0	23.0	-	146
MAX	238	2106	379	205	2.43	0.01	131	3.8	0.0	27.0	-	214

Rendement PCM ("-" = non comptabilisé)

*/9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	-	9
-----	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

GaAs FOUNDRY**PHILIPS MICROWAVE****Limeil Brévannes**

Customer : L.E.P.	Date : 900627
Mask Name : LEP 06	Batch : 0077
Process : D05AL	Wafer : 900302

PCM Wafer probing report

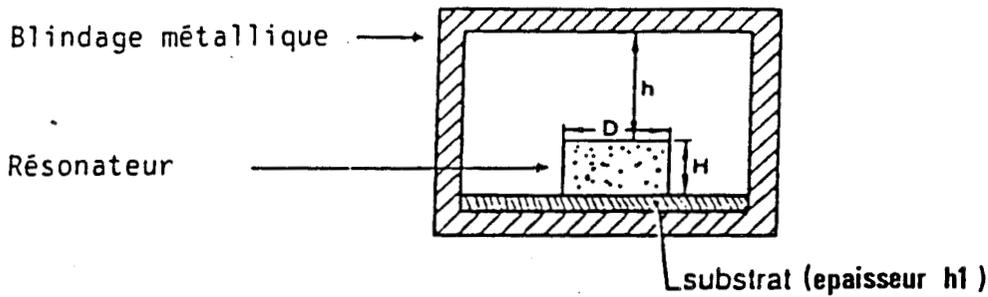
PCM Unité	R \square N Ω/\square	RcN Ω .mm	Roh Ω/\square	Rgm Ω/\square	Rin Ω/\square	OH-IN Ω/int	GM-IN Ω/int	C MIM pF/mm ²	Idss mAmm	Vt V	Gm0 mSmm	Vbdg V
1	533	.503	1.67	.0723	.0308	1.27	.108	402	139	-1.31	185	-6.47
2	551	.428	1.68	.072	.0311	1.26	.108	401	154	-1.34	195	-6.29
3	548	.317	1.61	.072	.0311	1.24	.109	400	132	-1.3	195	-6.36
4	544	.404	1.7	.0727	.0317	1.27	.111	398	145	-1.33	191	-6.45
5	548	.328	1.57	.074	.0317	1.28	.111	398	143	-1.3	193	-6.82
6	533	.349	1.65	.0737	.0314	1.29	.11	399	Def	Def	Def	Def
7	528	.315	1.71	.0737	.0322	1.29	.111	389	150	-1.37	193	-6.36
8	535	.517	1.71	.075	.0325	1.29	.113	390	Def	Def	Def	Def
9	544	.453	1.69	.0733	.0325	1.28	.113	391	158	-1.43	193	-6.25

Guaranteed specifications

Min	450			.05	.02			320	70	-1.8	150	
Typ.	550	.4	1.7	.075	.03			400	150	-1.3	190	-8.5
Max	650	1	2.7	.1	.04	3	.3	480	230	-.8	230	-6

Yield/9	9	9	9	9	9	9	9	9	7	7	7	7
---------	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

ANNEXE II



Le diamètre D sera choisi dans l'intervalle.

$$\frac{5,4}{k_0 \sqrt{\epsilon_2}} > D > \frac{5,4}{k_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

ϵ_2 permittivité relative du substrat

ϵ_r permittivité relative du résonateur

On calcule h :

$$h = \frac{4,81}{D} + \frac{Y_0}{1,2025 D \left(1 + \frac{2,43}{Y_0} + 0,291 Y_0\right)}$$

$$\text{où } Y_0 = \sqrt{\left(k_0 \frac{D}{2}\right)^2 (\epsilon_r - 1) - (2,405)^2}$$

k_0 constante de propagation en espace libre.

La hauteur h du résonateur est calculée d'après l'équation :

$$H = \frac{1}{B} \left(\text{Arctg} \left(\frac{\alpha_1}{B} \coth \alpha_1 h \right) + \text{Arctg} \left(\frac{\alpha_2}{B} \coth 2\alpha_2 h \right) \right)$$

$$\text{où } \alpha_1 = \sqrt{h^2 - k_0^2}$$

$$\alpha_2 = \sqrt{h^2 - k_0^2 \epsilon_2}$$

B constante de propagation pour le mode TE₀₁ vaut :

$$B = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - h^2}$$

ANNEXE III

Figures 14 and 15 present a brief comparative overview of the temperature compensated dielectric resonators available from Trans-Tech.

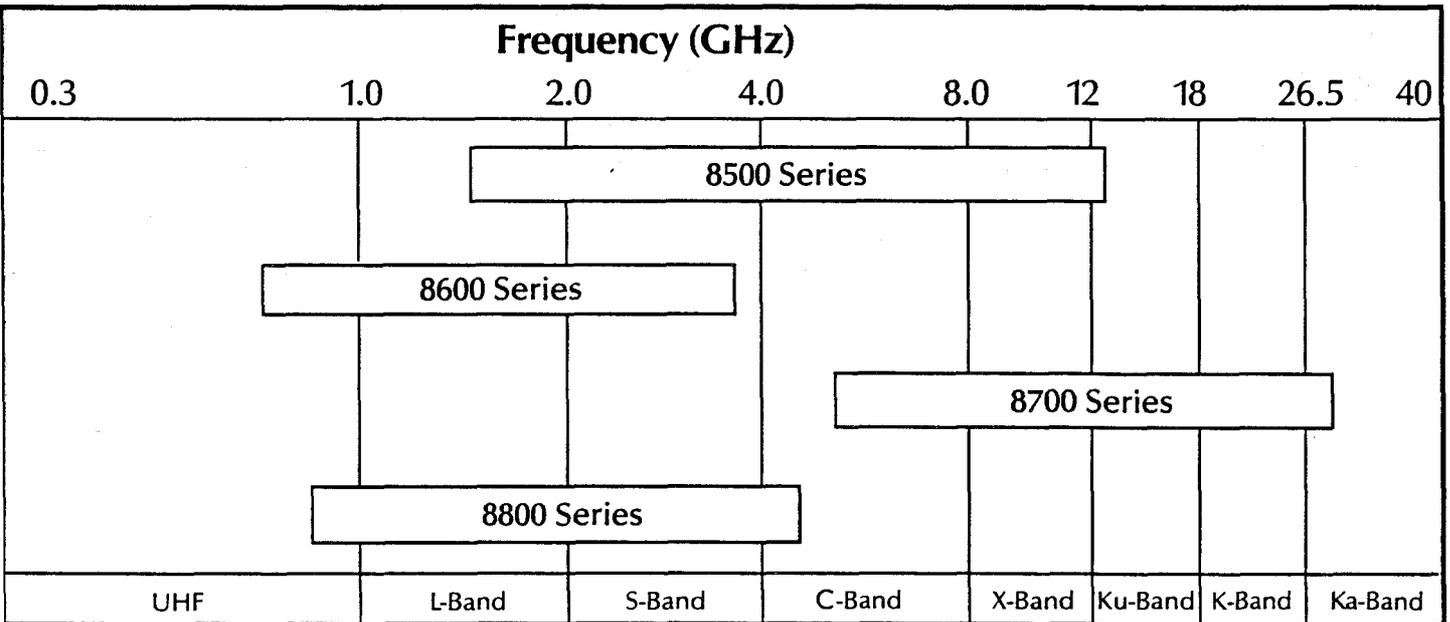
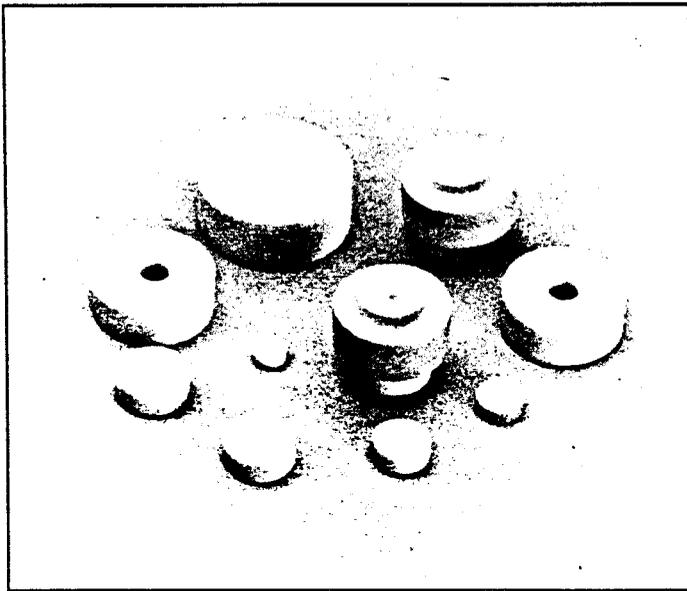


Figure 14. Frequency Chart of Dielectric Resonator Applications

Product Characteristics		Series			
		8500	8600	8700	8800
Dielectric Constant		35.9-36.9	80.0	27.6-30.6	37.5-38.6
Q(1/tanδ)		>10,000 at 4.5 GHz	>3,000 at 3.0 GHz	>10,000 at 10.0 GHz	>6,000 at 4.5 GHz
Frequency Range (MHz)	Disc Type	1450-13570	700-3618	5550-32150	790-5210
	Cylinder Type	1450-8860	967-3618	5550-10535	1390-5210
	Assembly Type	2085-8860	1397-3618	5550-10535	2015-5210
Available τ_f (ppm/°C)		9/6/3/0/-3	9/6/3/0/-3/-6	4/2/0/-2/-4	4/2/0
Available τ_f Tolerance (ppm/°C)		$\pm 2.0/1.0/0.5$	$\pm 2.0/1.0$	$\pm 2.0/1.0/0.5$	$\pm 2.0/1.0/0.5$
Composition		(ZrSn)TiO ₄	(BaLa)Ti Oxide	BaZnTaTi Oxide	Ba Titanium Oxide

Figure 15. Dielectric Resonator Characteristic Selection Chart

8500 Series Temperature Stable Resonators



Features

- High ϵ' (36)
- High Q
- Wide Range of τ_f
- Tight τ_f Tolerance
- Long Term Stability

Benefits

- Small Size
- Reduced Weight
- > 10,000 at 4.5 GHz
- High Stability DRO Design
- Ease of Temperature Compensation for Temperature Drift
- Repeatability in Design
- Negligible Aging Effects

General

The 8500 series is designed for frequency operation from 1.4 GHz to 13.5 GHz. This series offers a wide selection of temperature coefficients of resonant frequency for the most demanding circuit requirements. Q is greater than 10,000 at 4.5 GHz.

Material Characteristics

Dielectric Constant	35.9 - 36.9
Temperature Coefficient of Resonant Frequency (τ_f) (ppm/°C)	-3 to +9
Q (1/tan δ) Min.	> 10,000 at 4.5 GHz
Insulation Resistance (ohm cm)	> 10 ¹³
Thermal Expansion (ppm/°C) (20-200°C)	6.5
Thermal Conductivity (cal/cm sec°C) at 25°C	0.005
Specific Heat (cal/g°C)	0.15
Density (g/cm)	5.20
Water Absorption (%)	< .01
Vickers Hardness No. (kg/mm)	900
Flexural Strength (psi)	13,000
Composition	(ZrSn)TiO ₄
Color	Cream

Typical Applications

- TVRO/DBS
- GPS
- Radar Detectors
- DRO's
- Microwave Filters
- Telemetry

Temperature Characteristics

Series	Type	Dielectric Constant ±1.5%	Temperature Coefficient of f_o (τ_f)	Q at 4.5 GHz
D/C/A85	17	36.4	+9ppm/°C	> 10,000
D/C/A85	13	36.9	+6ppm/°C	> 10,000
D/C/A85	14	36.0	+3ppm/°C	> 10,000
D/C/A85	15	36.0	0ppm/°C	> 10,000
D/C/A85	16	35.9	-3ppm/°C	> 10,000

Note: Old P/N 8512, new P/N 8812 series (see pages 28-33 for details).

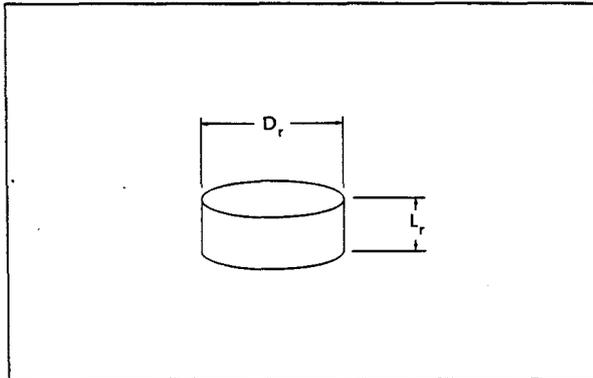
τ_f Tolerance

τ_f Type	Tolerance (ppm/°C)
Z	±2.0
Y	±1.0
X	±0.5

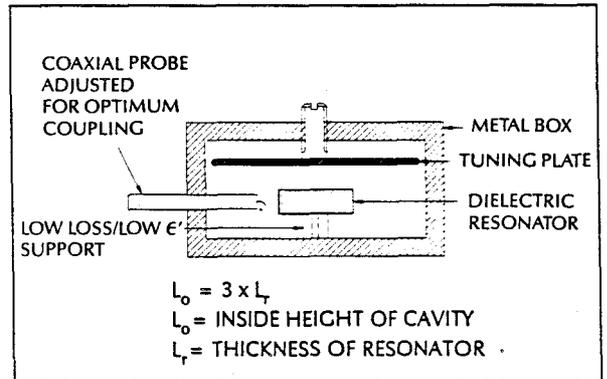
Note: τ_f is measured from 25°C to 60°C

D8500 Series - Disc Type

Mechanical Configuration



Test Set-up



Dimensions and Frequency

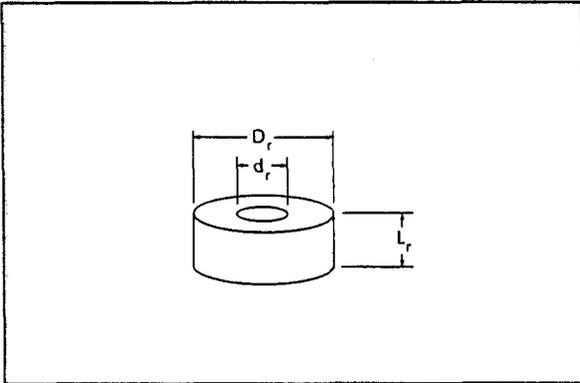
Units (inches)

Part Number	D_r	L_r	Frequency Range (MHz)
D85()-1400(-)-630(-)	1.400 ± .002	.630 ± .002	> 1450 to 1560
D85()-1300(-)-585(-)	1.300 ± .002	.585 ± .002	> 1560 to 1675
D85()-1210(-)-545(-)	1.210 ± .002	.545 ± .002	> 1675 to 1800
D85()-1125(-)-506(-)	1.125 ± .002	.506 ± .002	> 1800 to 1940
D85()-1045(-)-470(-)	1.045 ± .002	.470 ± .002	> 1940 to 2085
D85()-0975(-)-439(-)	0.975 ± .002	.439 ± .002	> 2085 to 2240
D85()-0905(-)-407(-)	0.905 ± .001	.407 ± .001	> 2240 to 2415
D85()-0840(-)-378(-)	0.840 ± .001	.378 ± .001	> 2415 to 2590
D85()-0785(-)-353(-)	0.785 ± .001	.353 ± .001	> 2590 to 2780
D85()-0730(-)-329(-)	0.730 ± .001	.329 ± .001	> 2780 to 2995
D85()-0675(-)-304(-)	0.675 ± .001	.304 ± .001	> 2995 to 3225
D85()-0630(-)-284(-)	0.630 ± .001	.284 ± .001	> 3225 to 3460
D85()-0585(-)-263(-)	0.585 ± .001	.263 ± .001	> 3460 to 3735
D85()-0545(-)-245(-)	0.545 ± .001	.245 ± .001	> 3735 to 4010
D85()-0505(-)-227(-)	0.505 ± .001	.227 ± .001	> 4010 to 4315
D85()-0470(-)-212(-)	0.470 ± .001	.212 ± .001	> 4315 to 4650
D85()-0435(-)-196(-)	0.435 ± .001	.196 ± .001	> 4650 to 5010
D85()-0405(-)-182(-)	0.405 ± .001	.182 ± .001	> 5010 to 5395
D85()-0375(-)-169(-)	0.375 ± .001	.169 ± .001	> 5395 to 5805
D85()-0350(-)-158(-)	0.350 ± .001	.158 ± .001	> 5805 to 6235
D85()-0325(-)-146(-)	0.325 ± .001	.146 ± .001	> 6235 to 6680
D85()-0305(-)-137(-)	0.305 ± .001	.137 ± .001	> 6680 to 7130
D85()-0285(-)-128(-)	0.285 ± .001	.128 ± .001	> 7130 to 7650
D85()-0265(-)-119(-)	0.265 ± .001	.119 ± .001	> 7650 to 8250
D85()-0245(-)-110(-)	0.245 ± .001	.110 ± .001	> 8250 to 8860
D85()-0230(-)-104(-)	0.230 ± .001	.104 ± .001	> 8860 to 9455
D85()-0215(-)-097(-)	0.215 ± .001	.097 ± .001	> 9455 to 10140
D85()-0200(-)-090-B	0.200 ± .001	.090 ± .001	> 10140 to 10790
D85()-0190(-)-086-B	0.190 ± .0005	.086 ± .0005	> 10790 to 11370
D85()-0180(-)-081-B	0.180 ± .0005	.081 ± .0005	> 11370 to 12020
D85()-0170(-)-077-B	0.170 ± .0005	.077 ± .0005	> 12020 to 12750
D85()-0160(-)-072-B	0.160 ± .0005	.072 ± .0005	> 12750 to 13570

Notes: Frequency is measured under the condition $L_r/L_o = .33$. Worst case tolerance unit to unit, lot to lot, is $< \pm 2.5\%$. Optional marking is available for this type of resonator. Other shapes and sizes are available on request. Please contact factory. L_r can be varied between .45 D_r to .35 D_r .

C8500 Series - Cylinder Type

Mechanical Configuration



Features

Disc Type with
Cylindrical Hole

Benefits

- Further Separates f_o from first spurious mode
- Screw mountable
- Provides flexibility in tuning
- Repeatability of design

Dimensions and Frequency

Units (inches)

Part Number	D_r	$d_r \pm .004$	L_r	Frequency Range (MHz)
C85()-1400-()-630-B-162	1.400 \pm .002	.162	.630 \pm .002	> 1450 to 1560
C85()-1300-()-585-B-162	1.300 \pm .002	.162	.585 \pm .002	> 1560 to 1675
C85()-1210-()-545-B-162	1.210 \pm .002	.162	.545 \pm .002	> 1675 to 1800
C85()-1125-()-506-B-162	1.125 \pm .002	.162	.506 \pm .002	> 1800 to 1940
C85()-1045-()-470-B-162	1.045 \pm .002	.162	.470 \pm .002	> 1940 to 2085
C85()-0975-()-439-B-162	0.975 \pm .002	.162	.439 \pm .002	> 2085 to 2240
C85()-0905-()-407-B-162	0.905 \pm .001	.162	.407 \pm .001	> 2240 to 2415
C85()-0840-()-378-B-162	0.840 \pm .001	.162	.378 \pm .001	> 2415 to 2590
C85()-0785-()-353-B-162	0.785 \pm .001	.162	.353 \pm .001	> 2590 to 2780
C85()-0730-()-329-B-122	0.730 \pm .001	.122	.329 \pm .001	> 2780 to 2995
C85()-0675-()-304-B-122	0.675 \pm .001	.122	.304 \pm .001	> 2995 to 3225
C85()-0630-()-284-B-122	0.630 \pm .001	.122	.284 \pm .001	> 3225 to 3460
C85()-0585-()-263-B-122	0.585 \pm .001	.122	.263 \pm .001	> 3460 to 3735
C85()-0545-()-245-B-083	0.545 \pm .001	.083	.245 \pm .001	> 3735 to 4010
C85()-0505-()-227-B-083	0.505 \pm .001	.083	.227 \pm .001	> 4010 to 4315
C85()-0470-()-212-B-083	0.470 \pm .001	.083	.212 \pm .001	> 4315 to 4650
C85()-0435-()-196-B-083	0.435 \pm .001	.083	.196 \pm .001	> 4650 to 5010
C85()-0405-()-182-B-083	0.405 \pm .001	.083	.182 \pm .001	> 5010 to 5395
C85()-0375-()-169-B-083	0.375 \pm .001	.083	.169 \pm .001	> 5395 to 5805
C85()-0350-()-158-B-083	0.350 \pm .001	.083	.158 \pm .001	> 5805 to 6235
C85()-0325-()-146-B-083	0.325 \pm .001	.083	.146 \pm .001	> 6235 to 6680
C85()-0305-()-137-B-083	0.305 \pm .001	.083	.137 \pm .001	> 6680 to 7130
C85()-0285-()-128-B-083	0.285 \pm .001	.083	.128 \pm .001	> 7130 to 7650
C85()-0265-()-119-B-083	0.265 \pm .001	.083	.119 \pm .001	> 7650 to 8250
C85()-0245-()-110-B-083	0.245 \pm .001	.083	.110 \pm .001	> 8250 to 8860

Notes: Frequency is measured under the condition $L_r/L_o = .33$. Worst case tolerance unit to unit, lot to lot, is $< \pm 2.5\%$. Optional marking is not available for this resonator type. L_r can be varied between $.45 D_r$ to $.35 D_r$.

8500 Series Temperature Stable Resonators

Temperature Characteristics

Series	Type	Dielectric Constant $\pm 1.5\%$	Temperature Coefficient of f_o (τ_f)	Q at 4.5 GHz
D/C/A85	17	36.4	+9ppm/°C	>10,000
D/C/A85	13	36.9	+6ppm/°C	>10,000
D/C/A85	14	36.0	+3ppm/°C	>10,000
D/C/A85	15	36.0	0ppm/°C	>10,000
D/C/A85	16	35.9	-3ppm/°C	>10,000

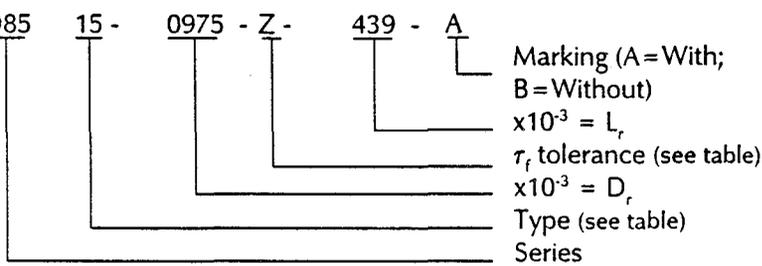
τ_f Tolerance

τ_f Type	Tolerance (ppm/°C)
Z	± 2.0
Y	± 1.0
X	± 0.5

Note: τ_f is measured from 25°C to 60°C

Ordering Information

Disc Type Example: D8515-0975-Z-439-A

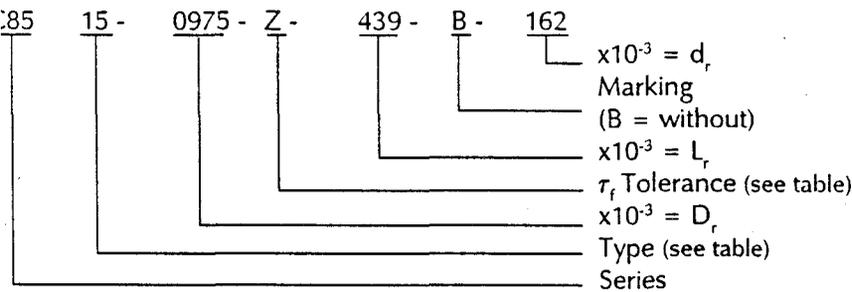


Optional Marking (Disc Type Only)

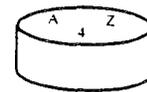
Optional coding of dielectric product is offered for disc type resonators with a diameter > .215 inches.

Type	τ_f (ppm/°C)	Tol (ppm/°C)
A = 8500 Series	9 = +9 4 = 0 8 = +6 2 = -3 6 = +3	Z = ± 2.0 Y = ± 1.0 X = ± 0.5

Cylinder Type Example: C8515-0975-Z-439-B-162

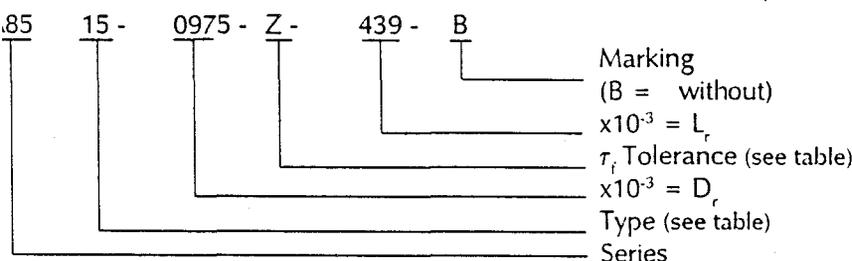


Example:



A = 8500 Series
 4 = 0 ppm/°C
 Z = ± 2.0 ppm/°C

Assembly Type Example: A8515-0975-Z-439-B



RESOMICS CERAMICS FOR MICROWAVE APPLICATIONS

Ceramic dielectrics with high permittivity are known to be excellent resonators for microwave oscillators and filters. Murata Erie microwave ceramics (Resomics) have high dielectric constants, extremely high temperature stability, and high Q that enables the design of stable microwave oscillators and filters. High dielectric materials and associated products are also available for custom application requirements.

FEATURES

- High unloaded Q
- High Temperature stability
- High dielectric constant
- Wide temperature coefficient range: -4 to +10ppm/°C
- Wide frequency range: 1 to 28 GHz (Consult Murata Erie for extended frequency ranges.)

SYSTEM APPLICATIONS

- TVRO (SHF TV Down Converters)
- Burglar Alarms
- Microwave Communications
- Radar
- Speed Guns
- Fire Control and Detection
- CATV Converters
- Measuring Equipment
- VCO (Voltage Controlled Oscillators)

CIRCUIT APPLICATIONS

- Microwave Oscillators
- MIC (Microwave Integrated Circuits)
- Discriminators
- Filters
- Tank Circuits

BASIC RESOMIC THEORY

Unloaded Q

The high dielectric constant confines the electromagnetic field to the geometry of the dielectric resonator material. With radiation losses virtually eliminated, the unloaded Q is determined essentially by the material's internal loss and by the copper loss of the case. Since there are no significant magnetic losses in the dielectric material, the losses are determined by electric losses—i.e., the loss tangent and

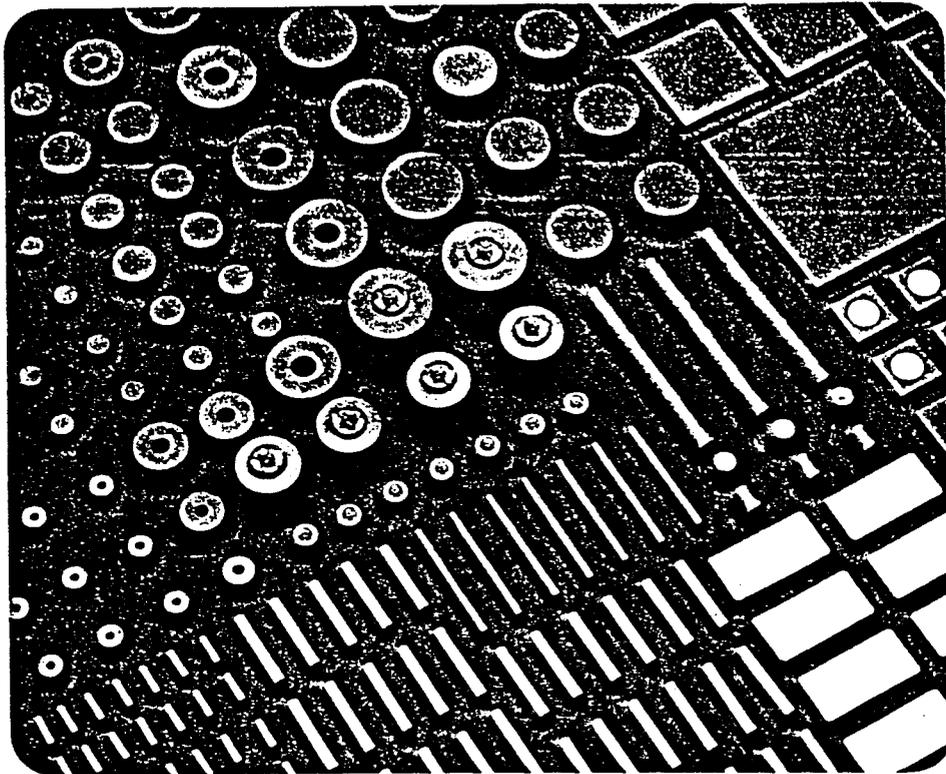
$$Q = \frac{1}{\tan \delta}$$

Resonator Dimensions

Note that

$$\lambda g = \frac{\lambda}{\sqrt{k}}$$

where λ = the free air wave length and k = the resonator dielectric constant, so that size reduction is proportional to the



inverse square root of the dielectric constant (i.e., $1/\sqrt{k}$).

Finally, in order to minimize shielding effects of the case, the case dimensions should be approximately twice that of the resonator.

Temperature Coefficient

The temperature coefficient of the resonant frequency is designated as

$$\tau_f \cong -\alpha - \frac{\tau_k}{2}$$

where τ_f is the temperature coefficient of the resonant frequency, α is the expansion coefficient of the resonator, and τ_k is the temperature coefficient of the dielectric constant.

Configuration of the Resonator

The disc-shaped (DRD series) and the cylinder-shaped (DRT series) are the most feasible from an applications point of view.

- a. The lowest resonant mode exists as shown in Fig. 1 on page 6.
- b. Fig. 2 illustrates resonant frequency changes as a function of the ratio of L/D and shows that maximum fundamental-spurious mode separation occurs for an L/D ratio of 0.408.*

Typical Applications

Fig. 3, 4 and 5 are typical examples of operating principles, substrate layout and circuit diagrams. These can achieve temperature stabilities of ± 200 KHz from -20 to +60 degrees C at operational frequencies of 9 to 14 GHz (Fig. 6).**

Numerous papers have been written describing dielectric resonator materials and their applications for oscillators, filters, and other circuits. Articles listed below are illustrative.

1. "Dielectric Resonators, Past, Present and Future," *Microwave Journal*, July, 1981.
2. "Basic Principles of Dielectric Waveguides and Resonators," *MSN*, May, 1983.
3. "Application of Dielectric Resonators in Microwave Components," *MTT-29*, No. 8, Aug. 1981 (Ploude, et.)

* The measuring method was developed by Hakki and Coleman. See "A Dielectric Resonator Method of Measuring Inductive Capacities in the Millimeter Range," *IRE Trans. on MTT* (1960).

** See T. Mori, "A Highly Stabilized GaAs FET Oscillator Using a Dielectric Resonator Feedback Circuit in the 9-14 GHz Range," *IEEE80 MTT-S*.

DESIGN CONSIDERATIONS



I. DIMENSIONAL

	Material		
	S	U	K
Diameter	$Dr \times fo = 60.2$	$Dr \times fo = 53.3$	$Dr \times fo = 36$
Height	$Lr \times fo = 23.6$	$Lr \times fo = 26.5$	$Lr \times fo = 14$
Lr/Dr Ratio	0.32 to 0.44	0.32 to 0.44	0.32 to 0.44

- NOTES:
1. Dr, Lr in Millimeters
fo in GHz.
 2. Find standard part number dimensions for first approximation.
 3. Frequency will vary with the support height (i.e., boundary conditions). The formula is quite accurate when support height equals the resonator thickness.

II. Q FACTOR

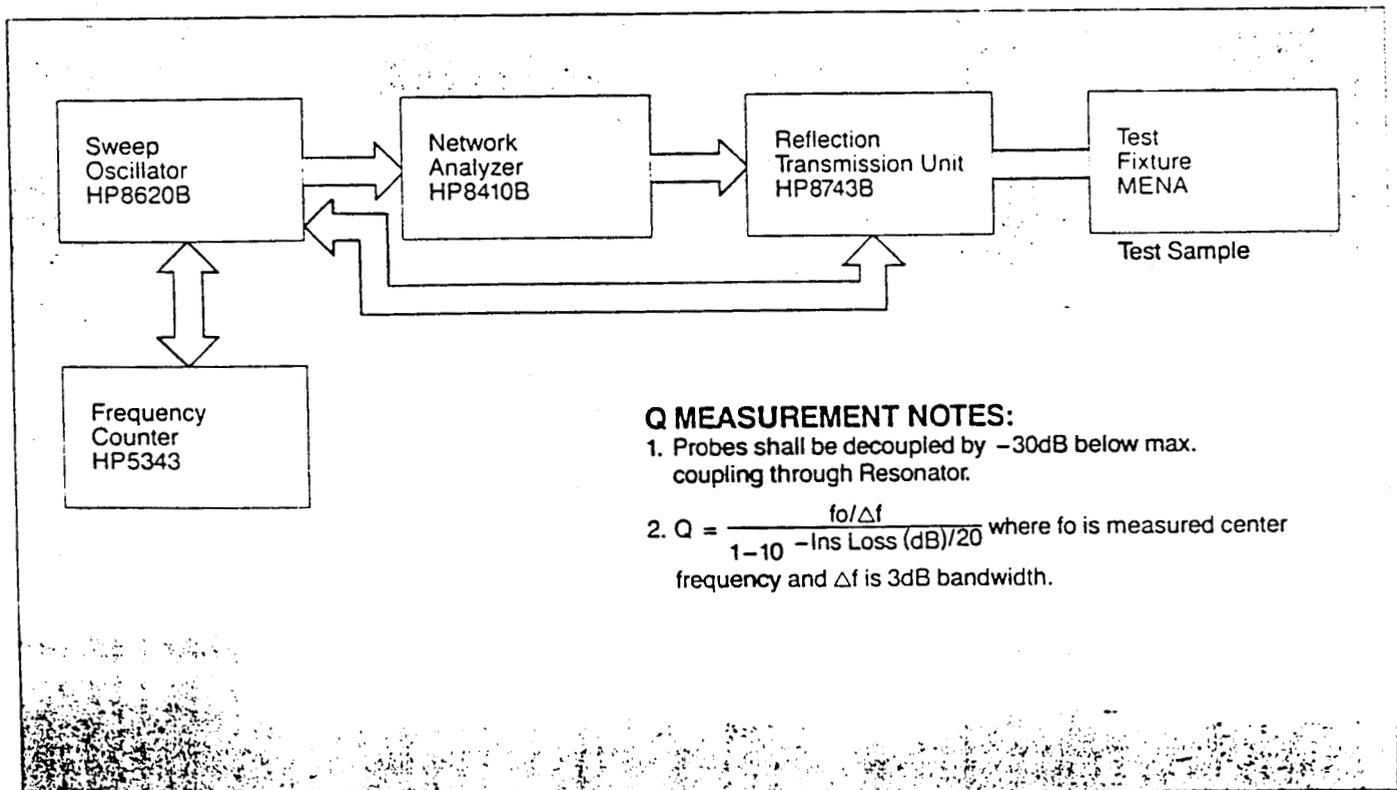
Q	Material		
	S	U	K
	$\approx \frac{100,000}{1.1 \times fo}$	$\approx \frac{100,000}{2.0 \times fo + 2.6}$	$\approx \frac{10,000}{1.6 \times fo + 1.0}$

Note: fo (GHz)

FREQUENCY MEASUREMENT

Cavity P/N	Dimensions (mm)				Applicable P/N's
	Cavity		Support		
	Do	Lo	Ds	Ls	
DRG0443-00	16.5	7.3	3.0	2.2	DRD046 to 055
DRG0443-01	23.1	10.2	4.2	3.1	DRD060 to 077
DRG0443-02	32.3	14.3	5.9	4.3	DRD084 to 107
DRG0443-03	45.1	20.0	8.2	6.0	DRD117 to 150
DRG0443-04	63.0	27.9	11.5	8.4	DRD163 to 210
DRG0443-05	88.1	39.1	16.0	11.7	DRD228 to 293

Dimensions in mm



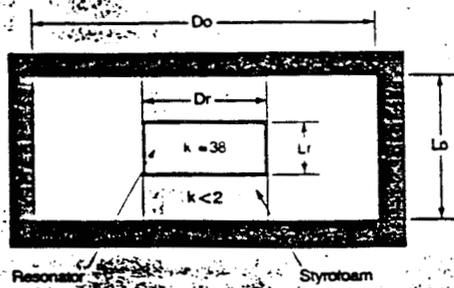
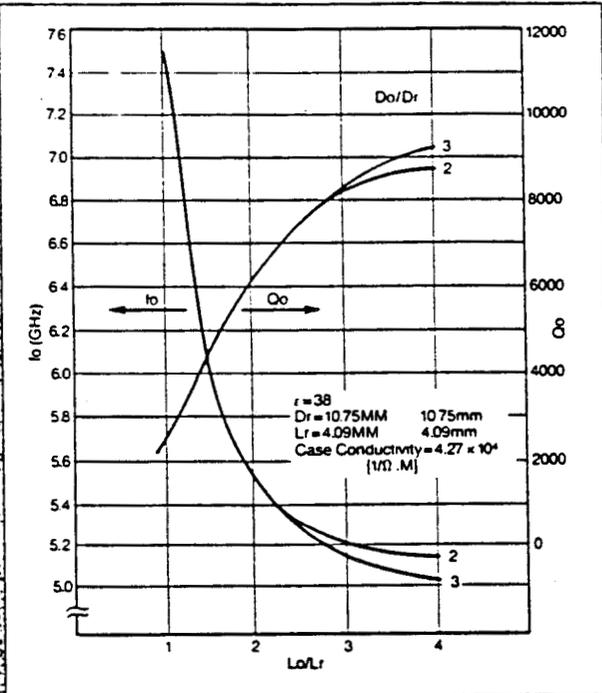
Q MEASUREMENT NOTES:

1. Probes shall be decoupled by -30dB below max. coupling through Resonator.
2. $Q = \frac{fo/\Delta f}{1 - 10^{-\text{Ins Loss (dB)}/20}}$ where fo is measured center frequency and Δf is 3dB bandwidth.

DESIGN CONSIDERATIONS

III. BOUNDARY EFFECTS

Q₁₀ Measurements as a function of Boundary Conditions



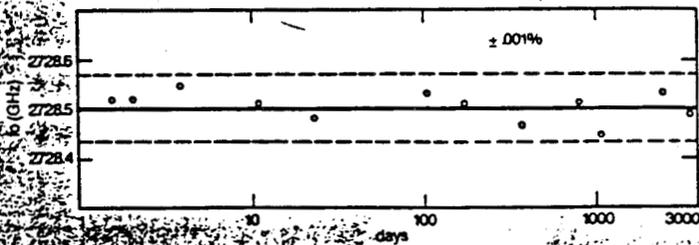
	Disc	Cylinder
Figure		
Electric Field (top)		
Magnetic Field (side)		

Illustration of the effects of the Boundary Conditions on f_0 , Q_0 for U Material Dielectric Resonator ($k=38$).

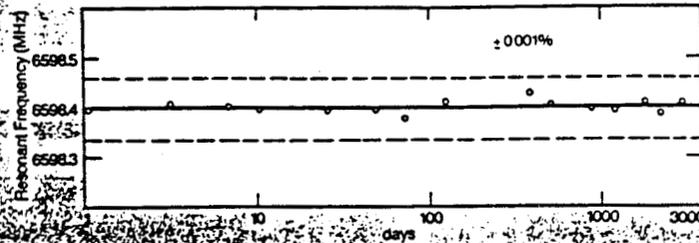
Fig. 1: Typical Configuration and Electric-Magnetic Fields

IV. AGING CHARACTERISTICS

LONG TERM STABILITY—K MATERIAL



U MATERIAL



Note: S material currently under test. Inquire.

V. SPURIOUS MODES

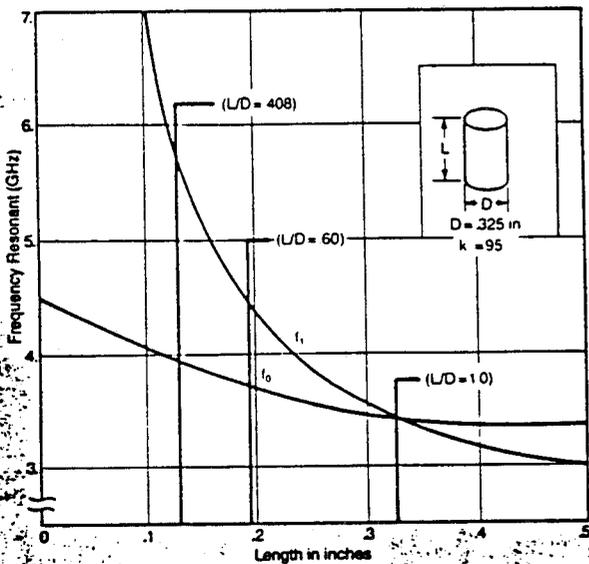


Fig. 2: f_1 Spurious Modes.
 f_0 : fundamental TE_{01d} mode
 f_1 : adjacent spurious
 Diameter = .325 inches
 As L approaches D ,
 f_1 approaches f_0

VI. TYPICAL APPLICATION—OSCILLATOR CIRCUIT USING A DIELECTRIC RESONATOR

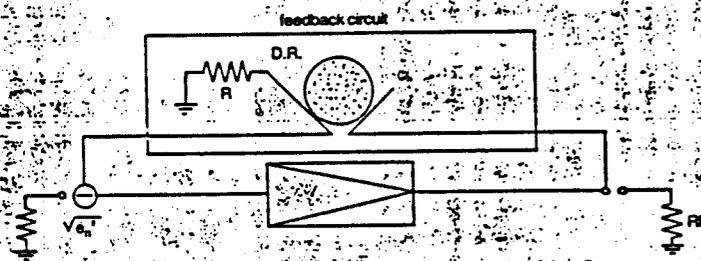


Fig. 3: Basic concept for DRO

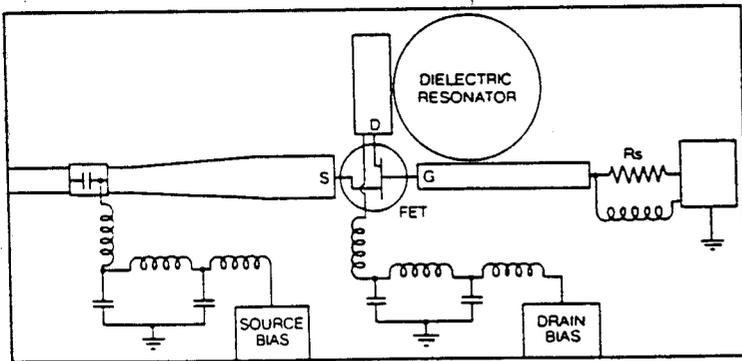


Fig. 4: MIC pattern for DRO

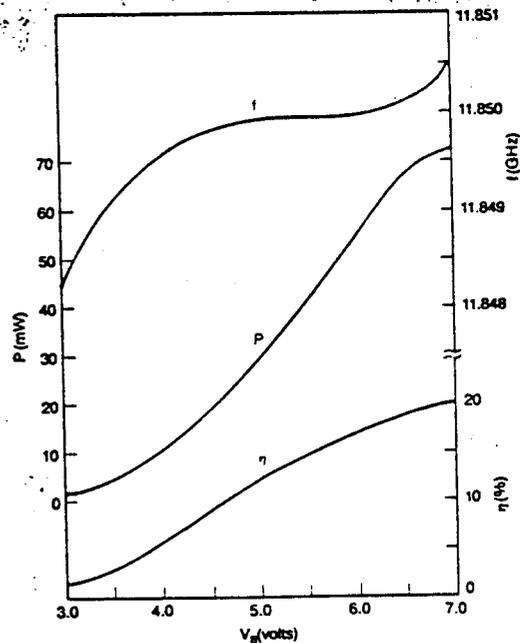


Fig. 6: Oscillator characteristics as a function of bias voltage

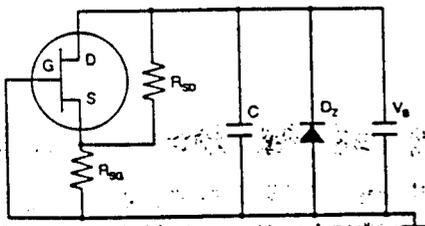
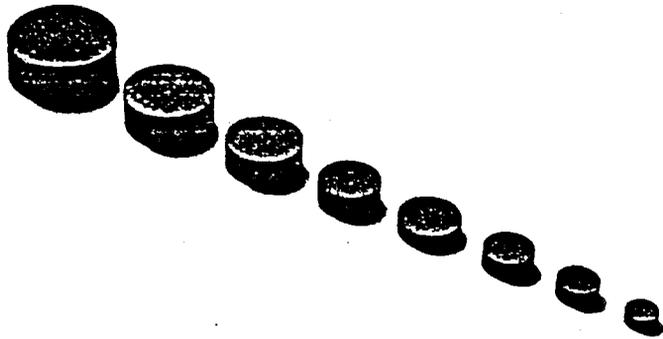


Fig. 5: Equivalent Circuit for DRO

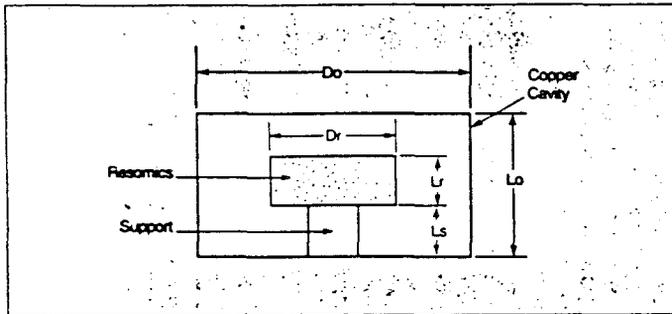
DRD DISC RESONATORS—U Series



GENERAL CHARACTERISTICS

- Drift adjustment is possible by wide τ_f range (-4 to +10 ppm/°C).
- Accurate and repeatable dielectric constant (± 0.5 , see τ_f tolerance).
- High Q—6000 min. at 7 GHz.
- High Dielectric Constant— $k \approx 38$.

TEST SET-UP



DIMENSIONS & FREQUENCY

Part Number	Dr ± 0.05 (mm)	Lr ± 0.05 (mm)	Frequency Range* (GHz)
DRD046U□021	4.65	2.08	11.46 to 12.45
DRD051U□022	5.06	2.24	10.54 to 11.45
<u>DRD055U□024</u>	<u>5.50</u>	<u>2.44</u>	<u>9.69 to 10.53</u>
DRD060U□027	5.98	2.65	8.91 to 9.68
DRD065U□029	6.50	2.88	8.20 to 8.90
DRD071U□031	7.07	3.14	7.54 to 8.19
DRD077U□034	7.69	3.41	6.93 to 7.53
DRD084U□037	8.36	3.71	6.38 to 6.92
DRD091U□040	9.09	4.03	5.87 to 6.37
DRD099U□044	9.88	4.38	5.40 to 5.86
DRD107U□048	10.75	4.77	4.96 to 5.39
DRD117U□052	11.68	5.18	4.56 to 4.95
DRD127U□056	12.70	5.63	4.20 to 4.55
DRD138U□061	13.81	6.13	3.86 to 4.19
DRD150U□067	15.02	6.66	3.55 to 3.85
DRD163U□072	16.33	7.24	3.27 to 3.54
DRD178U□079	17.76	7.88	3.00 to 3.26
DRD193U□088	19.31	8.56	2.76 to 2.99
DRD210U□093	21.00	9.31	2.54 to 2.75
DRD228U□101	22.83	10.13	2.34 to 2.53
DRD248U□110	24.82	11.01	2.15 to 2.33
DRD270U□120	26.99	11.97	1.98 to 2.14
DRD293U□130	29.35	13.02	1.82 to 1.97
DRD319U□142	31.91	14.15	1.67 to 1.81
DRD347U□154	34.70	15.39	1.54 to 1.66

TABLE 1: Q & τ_f

Type	Temp. Coeff. τ_f (ppm/°C)	Dielectric Constant k (+0.5)	Q at f_0 (GHz)
A	-4	36.5	$\geq \frac{100,000}{2 \times f_0 + 2.6}$
B	-2	36.9	
C	0	37.3	
D	2	37.7	
E	4	38.0	
F	6	38.4	
G	8	38.8	
H	10	39.2	

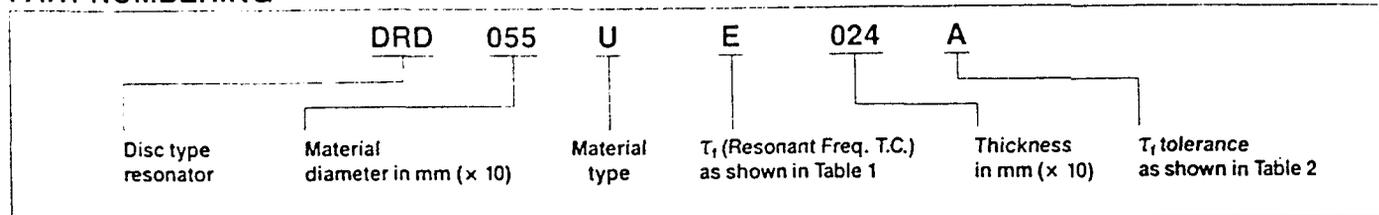
TABLE 2: τ_f TOLERANCE

Identification	τ_f Tol. (ppm/°C)
—	± 2
A	± 1
B	± 0.5

Notes:

* Frequency is measured under the condition:
 $Lr/L_0 = 0.33$.

PART NUMBERING



ANNEXE IV

Circuit V.CO.

File NEWOSC1 LISTING from 801200 at LEPLBV1 Format is NETDATA

```

LIST# C:-----#
C: RADAR AUTO = OSCILL MIXER 106HZ #
C:-----#
C:-----#
C:ALIMENTATION DU CIRCUIT#
C:-----#
E100(100,0)8# C:GENERATEUR #
C500(11,0)0.1P# C:CAPACITE FLOT #
L500(100,11)0.5N# C:BOBINE #
C470(100,0)47P#

C:-----#
C: OSCILLATEUR #
C:-----#
J1(15,0)PULSE(0,1M,0,0,0,1N,0,100N)# C: IMPUL DEBARRASE #
C: J1(17,0)=A*SIN(2*PI*106*T)#
C: J1(11,0)SW(1E-2,0)#
WX=.866*WJ# WJ=450# C: MG DES TRANSISTORA #
FET11(11,13,15,0)WX,5,'DOSAL'# C: TRANS CHARGE ACTIVE#
FET12(15,17,19,0)WJ,6,'DOSAL'# C: TRANS DE RESONANCE#
FET13(19,70,70,0)WX,5,'DOSAL'# C: TRANS CHARGE ACTIVE#
C100(100,70)5P# C: DECOUPLAGE ALIM #
C111(11,0)0.01P# C: PARASITES #
C113(13,0)0.01P# C: = #
C115(15,0)0.04P# C: = #
C127(17,0)0.01P# C: = #
C129(19,0)0.02P# C: = #
R13(13,110)10K# C: POLAR GRILLE #
C13(110,70)3P# C: DECOUPLAGE ALIM #
C: C15(13,15)0.2P# C: CAPA OSCIL #
C19(19,7)100# CC=0.3P# C: DECOUPLAGE TRANS #
L200(17,18)1N# C: SELF OSCILLATION #
R200(18,200)3# C: REC DE PERTE #
R201(17,201)50# C201(201,0)0.02P# C: PARASITES DE LA SELF#
R202(200,202)50# C202(202,0)0.02P# C: = #
R17(11,110)7K# C: POLARISATION #
R18(110,200)12K# C: POLARISATION #
R19(200,70)6K# C: POLARISATION #
C20(200,70)3P# C: DECOUPLAGE ALIM #
C200(200,0)0.025P# C: CAPA PARASITE #
L70(70,0)0.5N# C: BONDING DE MASSE #
C70(70,0)0.18P# C: CAPA FLOT DE MASSE #
FET14(21,70,21,0)150,2,'DOSAL'# C: VARACTOR #
R31(21,31)10K# C: POLAR VARACTOR #
C31(19,21)2P# C: LIAISON VARACTOR #
L310(31,310)0.5N# C: FLOT DE VARACTOR #
C310(310,0)0.08P# C: CAPA FLOT #
E31(310,0)2# C: ALIM VARACTOR #
V1(17,19)# V2(13,15)# V3(11,15) VUT(15,13)

C:-----#
C: MELANGEUR #
C:-----#
R22(45,0)50# C:CHARGE #
C5(15,44)5P# C:CAPA LIAISON #
C55(44,0)0.025P# C: PARASITE #
L32(44,45)0.5N# C: BONDING #
C56(44,0)0.08P# C:CAPA FLOT #
R42(44,71)10K# C: POLARISATION #
FET41(41,44,43,0)70,2,'DOSAL'# C: TRANS MELANGE#
R41(41,72)4K# C: POLARISATION #
C410(41,0)0.02P# C420(44,0)0.02P# C430(43,0)0.02P#
C: R47(41,47)4.98K# C: FILTRE #
C: R48(47,71)26.75K# C: = #
C47(41,71)3P# C: = #
C72(72,0)0.08P# C: FLOT MELANGEUR#
L72(72,720)0.5N# C: BONDING #
E72(720,0)8# C: ALIM MELANGEUR#
DD43(43,431)59# DD431(431,71)59# C: LIGES DEPOLAR#
L71(71,0)0.5N# C: BONDING #
C71(71,0)0.08P# C: FLOT MASSE MELANGEUR#
R43(43,72)1K# C: POLAR DIODE #

```

Circuit D.R.O.

ACNEWOSC LISTING A1 V 121 Trunc=121 Size=823 Line=28 Col=1 Alt=2

```

==== C:-----$
==== LIST# C: RADAR AUTO = OSCILL MIXER 106HZ $
==== C:-----$
====
==== C:-----$
==== C:ALIMENTATION DU CIRCUIT#
==== C:-----$
==== E100(100,0)8# C:GENERATEUR $
==== C500(11,0)0.07P# C:CAPACITE PLOT $
==== L500(100,11)0.5N# C:BONDING $
====
==== C:----- $
==== C: OSCILLATEUR $
==== C:----- $
==== C: J1(11,0)PULSE(0,0.5ML,.1N,.2N,.2N,100N)$ C: IMPUL DEMARAGE $
==== C: J1(11,0)SW(1E-2,0)$
==== WX=60# WW=100# WV=70# C: WG DES TRANSISTORS $
==== C: TRLB1(19,70,70)15,2.7#
==== FET11(11,13,15,0)WV,2,'DOSAL'$ C: TRANS CHARGE ACTIVE $
==== FET12(15,17,19,0)WW,4,'DOSAL'$ C: TRANS DE RESONNANCE $
==== FET13(19,70,70,0)WX,2,'DOSAL'$ C: TRANS CHARGE ACTIVE $
==== C100(100,70)5P# C: DECOUPLAGE ALIM $
==== C111(11,0)0.02P# C: PARASITES $
==== C113(13,0)0.01P# C: = $
==== C115(15,0)0.02P# C: = $
==== C127(17,0)0.01P# C: = $
1= Input 2= Add_line 3= Quit 4= Tab_key 5= Schange 6= ?
7= Backward 8= Forward 9= "=" 10= RGTLEFT 11= SPLTJOIN12= Cursor
====)

```

X E D I T 1 File

ACNEWOSC LISTING A1 V 121 Trunc=121 Size=823 Line=53 Col=1 Alt=2

```

==== C127(17,0)0.01P# C: = $
==== C129(19,0)0.02P# C: = $
==== R13(13,110)10K# C: POLAR GRILLE $
==== C13(110,70)3P# C: DECOUPLAGE ALIM $
==== C: C15(13,15)0.5P# C: CAPA OSCILLATION $
==== C19(19,70)CC# CC=0.5P# C: DECOUPLAGE TRANS $
==== R14(17,200)10K#
==== TRLB2(17,700,0)15,0.5#
==== C17(700,701)2P# C: LIAISON RESONNATEUR $
==== L701(701,70)0.5N# C: BONDING $
==== TRLC1(702,703,0)600,ML# ML=1#
==== L17(703,704)0.01N# C: SELF LIGNE RESONNATEUR#
==== L18(307,407)1N# C: SELF RESONNATEUR#
==== M1(L17,L18)0.8# C: COUPLAGE#
==== C207(307,407)0.253P# C: RESONNATEUR#
==== R207(307,407)180K# C: = $
==== C: R101(20,200)1.5# C: R201(200,201)60# C: C201(201,0)0.02P $
==== C: R170(17,170)80# C: C170(170,0)0.02P $
==== TRLC2(704,705,0)600,0.5#
==== R700(705,70)50# C: RES 50 OHMS $
==== R17(11,110)22K# C: POLARISATION $
==== R18(110,200)22K# C: POLARISATION#
==== R19(200,70)18K# C: POLARISATION $
==== C200(200,70)3P# C: DECOUPLAGE ALIM $
==== L70(70,0)0.5N# C: BONDING $
==== C70(70,0)0.07P# C: CAPA PLOT $

```

```

===== V1(17,19)$          V2(13,15)$          V5(11,15)$          V7(15,19)$
=====
=====
=====
===== C: -----$
===== C: BUFFER-AMPLIFICATEUR$
===== C: -----$
===== C6(15,6)1P$          C: LIAISON $
===== C66(6,0)0.014P$      C: PARASITE $
===== C67(15,0)0.014P$      C: = $
===== FET31(12,6,21,0)200,4,'DOSAL'$ C:FET32(21,71,71,0)150,2,'DOSAL'$
===== C300(100,0)0.013P$    C: PARASITE$
===== C302(12,0)0.02P$    C: PARASITE$
===== C316(6,0)0.01P$      C: = $
===== C312(21,0)0.02P$    C: = $
===== R6(6,12)20K$ C:R66(6,71)20K$    C: POLAR $
===== C12(12,0)0.05P$      C: CAPA PLOT$
===== L12(12,100)0.5N$    C: BONDING$
===== C71(71,0)0.05P$      C: CAPA PLOT$
===== L71(71,0)0.5N$      C: BONDING$
===== V3(6,21)$ C:V4(12,21)$
=====
=====
===== C: -----$
===== C: MELANGEUR $
===== C: -----$
1= Input      2= Add_line 3= Quit      4= Tab_key    5= Schange 6= ?
7= Backward   8= Forward  9= "="      10= RGTLEFT  11= SPLTJOIN12= Cur:
=====)

```

X E D I T 1 F1]

ACNEWOSC LISTING A1 V 121 Trunc=121 Size=823 Line=103 Col=1 Alt=2

```

===== C: -----$
===== R22(44,0)50$          C:CHARGE$
===== L22(42,44)0.5N$
===== C22(42,0)0.005P$
===== R210(705,0)1MG$      R410(702,0)1MG$
===== C5(15,42)3P$          C:CAPA LIAISON$
===== C: J11(0,13)50U*$SIN(106*2*PI*T)$
===== R42(41,100)10K$
===== FET41(41,42,43,0)70,2,'DOSAL'$ C: R41(41,100)4K$
===== C410(41,0)0.02P$ C: C420(42,0)0.02P$ C: C430(43,0)0.02P$
===== R47(41,47)4.98K$ C: R48(47,0)26.75K$ C: C47(47,0)0.2P$
===== DD43(43,431)59$ C:DD431(431,0)59$
=====
===== C: V22(22,42)$ C:V41(41,43)$ C:R43(43,100)0.99K$ C:C43(43,0)3P$
===== END$
=====
=====
===== AC$ TWOPORT:R210,R410$
===== F=AS(86,126,0.026)$ C: LL=AS(1.4N,1.3N,0.02N)$
===== C: CC=AS(0.1P,1.5P,0.05P)$ C: ML=AS(0.5,5,0.3)$
===== PRINT: YIN,ZIN,YOUT,ZOUT$
===== PRINT: PHA(ZOUT),MAG(ZOUT)$
===== FILE: ZIN,YIN,ZOUT,YOUT$ C:DB(UN:6)$ ENC$ RUN$
=====
=====

```

GaAs FOUNDRY PHILIPS MICROWAVE Limeil Brévannes

Customer : L.E.P. Mask Name : LEP 07 Process : D05AL	Date : 910610 Batch : 1073 Wafer : 911111
---	--

PCM Wafer probing report

PCM Unité	R□N Ω/□	RcN Ω.mm	Roh Ω/□	Rgm Ω/□	Rin Ω/□	OH-IN Ω/int	GM-IN Ω/int	C MIM pF/mm ²	Idss mAmm	Vt V	Gm0 mSmm	Vbdg V
1	539	.455	1.8	.072	.0283	1.35	.102	405	171	-1.53	180	-8.41
2	528	.434	1.77	.0723	.0289	1.33	.104	400	173	-1.51	181	-8.89
3	528	.426	1.78	.0723	.0286	1.29	.104	405	166	-1.47	183	-9.32
4	526	.426	1.72	.0743	.0278	1.29	.104	403	182	-1.57	193	-8.63
5	526	.429	1.77	.0747	.0278	1.31	.105	402	179	-1.53	194	-8.34
6	526	.444	1.78	.0743	.0275	1.32	.104	408	175	-1.55	189	-8.2
7	521	.407	1.7	.0773	.0267	1.29	.104	413	Def	Def	Def	Def
8	523	.417	1.74	.0773	.0272	1.31	.105	405	185	-1.61	188	-8.66
9	523	.42	1.65	.0773	.0272	1.27	.105	406	177	-1.53	190	-8.47

\bar{X}_i	527	.429	1.74	.0747	.0278	1.31	.104	405	176	-1.54	187	-8.62
σ_{x_i}	4.91	.0136	.0465	.0021	.00068	.0223	.00083	3.59	5.65	.0397	4.98	.334

Guaranteed specifications

Min	450			.05	.02			320	70	-1.8	150	
Typ.	550	.4	1.7	.075	.03			400	150	-1.3	190	-8.5
Max	650	1	2.7	.1	.04	3	.3	480	230	-.8	230	-6

Yield/9	9	9	9	9	9	9	9	9	8	8	8	8
---------	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

ANNEXE V

FET RF PCM MEASUREMENT RESULTS

PROJECT	LEP07	PROCESS	D05AL
BATCH	1073	FETS	4 × 50μm
WAFER	911111	Date	10/06/91

Microwave equivalent circuit: values scaled to 1mm

$V_{gs} = 0.00 V \quad V_{ds} = 3.0 V \quad R_s = 0.3 \Omega \quad R_d = 0.3 \Omega \quad R_g = 85 \Omega \cdot NBD^2$												
PCM	Gm	Cgs	Cds	Cgd	Rgs	Rgd	Rds	τ	Ggs	Ft	Ids	Idss
Unit.	mS	fF	fF	fF	Ω	Ω	Ω	ps	mS	GHz	mA	mA
1	174	1410	303	151	0.80	0.00	82	2.7	0.0	19.6	169	169
2	196	1503	304	142	0.77	0.00	79	2.6	0.0	20.8	180	181
3	182	1465	298	138	0.87	0.00	81	2.8	0.0	19.8	168	169
4	191	1478	298	140	0.79	0.00	80	2.7	0.0	20.6	178	178
5	181	1463	312	140	0.88	0.00	81	2.8	0.0	19.8	175	175
6	191	1469	297	147	0.67	0.00	84	2.7	0.0	20.7	182	183
7	195	1491	303	144	0.71	0.00	80	2.7	0.0	20.8	181	181
8	186	1486	298	130	0.77	0.00	89	2.8	0.0	19.9	187	188
9	196	1518	301	141	0.76	0.00	80	2.7	0.0	20.5	179	179
Moy	190	1478	301	144	0.75	0.00	81	2.7	0.0	20.5	178	179

Guaranteed windows

MIN	-	-	-	-	-	-	-	-	-	19.0	-	-
TYP	-	-	-	-	-	-	-	-	-	23.0	-	-
MAX	-	-	-	-	-	-	-	-	-	27.0	-	-

PCM Yield ("-" = not included)

*/9	-	-	-	-	-	-	-	-	-	9	-	-
------------	---	---	---	---	---	---	---	---	---	----------	---	---



RESUME

Afin d'automatiser la conduite et d'accroître la sécurité des véhicules terrestres, un micro-capteur hyperfréquence pouvant servir à de nombreuses applications, a été étudié et développé en utilisant une technologie intégrée monolithique sur GaAs.

Nous avons réalisé un premier prototype incluant trois circuits : un oscillateur à 10 GHz de type Colpitts, un étage tampon (buffer) et un mélangeur actif. La conception a été effectuée à l'aide de logiciels de C.A.O.-D.A.O. micro-ondes. Nous avons ensuite mené une étude comparative cinémométrique en testant en laboratoire sur bancs de simulation deux versions de capteurs. La première version est à mélangeur à F.E.T., la seconde est à diode Schottky. Les essais montrent que les spectres Doppler ont un rapport signal/bruit quasiment identique et que les signaux temporels sont suffisamment clairs et parfaitement exploitables par un traitement numérique du signal.

L'élaboration d'un second prototype de capteur MMIC a été entreprise afin d'améliorer les performances. Deux versions ont été réalisées : une version avec possibilité d'accord de la fréquence (V.C.O.) et une version à fréquence stabilisée par un résonateur diélectrique (D.R.O.). Le mélangeur à transistor à effet de champ est identique pour les deux versions. Il permet d'obtenir un gain de conversion de 2 dB. Les deux capteurs micro-ondes ont fourni les performances voulues : une fréquence proche de 10 GHz et une puissance de 9 dBm. Les dimensions de ces nouveaux capteurs sont inférieures à 1 mm².

Enfin, nous avons étudié la mise en boîtier de ce MMIC et la liaison hyperfréquence à l'antenne. Une validation du fonctionnement des prototypes a ensuite été réalisée en effectuant des essais sur véhicule routier.



MOTS CLES

- Effet Doppler
- Cinémomètre
- Circuit intégré monolithique sur GaAs
- Oscillateur micro-onde
- Mélangeur actif
- Buffer