

N° d'ordre : 454

50376
1989
277

50376
1989
277

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

Laurent DHALLUIN



CONCEPTION D'OSCILLATEURS MICROONDES (Bande X)
EN VUE DE L'INTEGRATION MONOLITHIQUE D'UN
CAPTEUR CINEMOMETRIQUE



030 024162 5

Soutenue le 13 Décembre 1989 devant la commission d'examen:

Membres du jury:	MM	E. CONSTANT	Président
		J. VINDEVOGHEL	Directeur de thèse
		D. ESTEVE	Rapporteur
		P.A. ROLLAND	Rapporteur
		R. POLAERT	Examineur
		J. VANBREMEERSCH	Examineur

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Dans le but d'une automatisation de la conduite d'un véhicule terrestre, il est indispensable de recueillir des informations concernant la vitesse et la localisation précise du véhicule.

Afin d'obtenir des informations fiables et indépendantes des phénomènes parasites, comme le patinage des roues, l'emploi de capteurs sans contact physique avec le sol est nécessaire.

Pour effectuer ces mesures nous pouvons utiliser l'effet Doppler, qui nous fournit une fréquence directement proportionnelle à la vitesse du véhicule ; connaissant la vitesse et disposant d'un référentiel temps, nous pouvons en déduire la distance parcourue par le véhicule à partir d'un instant précis.

Les applications possibles de tels capteurs sont nombreuses dans le domaine des transports terrestres :

- compteur de vitesse
- mesure de distance parcourue
- système antiblocage A.B.S. pour l'automobile
- etc....

La S.N.C.F. s'est intéressée au problème de localisation d'un train (projet ASTREE) et nous a ainsi proposé l'étude d'un cinémomètre hyperfréquence devant répondre au cahier des charges suivant :

- Le dispositif doit être capable de mesurer la vitesse absolue d'un mobile avec une précision de 1% dans la gamme de vitesse allant de 0 à 220 km/h.
- Il doit aussi pouvoir nous donner la distance parcourue par le train avec une précision meilleure que 0.1%, sur une base de 1000 m.
- En outre, le dispositif doit nous fournir à tout moment l'indication du sens de marche du véhicule.
- Le système doit être fiable et répondre aux critères précédents dans 95% des cas d'utilisation (conditions climatiques difficiles).
- Enfin, le système devant être le plus miniaturisé possible, l'utilisation de circuits intégrés monolithiques pour la réalisation de la tête hyperfréquence est envisagée. Dans cette perspective, nous avons opté pour une fréquence de 10 GHz.

Cette fréquence présente l'avantage d'être d'une part située dans une bande autorisée et d'autre part de permettre des réalisations de circuits peu coûteuses. Par ailleurs, comparée aux fréquences plus élevées, elle offre une sensibilité plus faible aux variations de conditions climatiques (notamment moindre absorption par l'eau).

Dans un premier temps, nous avons développé un prototype de cinémomètre ne comprenant pas la détermination du sens de marche, en tentant toutefois de nous rapprocher de l'objectif de précision demandé dans le cahier des charges.

Dans le premier chapitre, nous présentons la réalisation de ce prototype ainsi que les résultats obtenus sur site d'essai puis sur un parcours réel entre PARIS et ROUEN.

Dans le chapitre suivant, nous décrivons différentes méthodes de détermination du sens de marche du véhicule. Ayant choisi l'une d'entre elles, nous proposons une réalisation en technologie hybride d'une tête hyperfréquence miniature à effet Doppler, incluant la détermination du sens de marche.

Dans le troisième chapitre, nous étudions la réalisation d'un oscillateur intégré monolithique, en vue d'une future intégration complète de la tête hyperfréquence.

Au vu des résultats obtenus par ce prototype d'oscillateur, nous envisageons, dans le dernier chapitre, la réalisation d'un deuxième prototype d'oscillateur intégré monolithique comportant un étage oscillateur à transistor, suivi d'un étage tampon.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I

REALISATION D'UN PREMIER PROTOTYPE DE CINEMOMETRE ESSAIS DE VALIDATION SUR SITE S.N.C.F.

INTRODUCTION	I.1
I.1 GENERALITES	I.2
I.1.1 PRINCIPE : L'EFFET DOPPLER	I.2
I.1.2 ELARGISSEMENT DU SPECTRE DOPPLER	I.3
a Effet de l'angle d'ouverture	I.4
b Effet lié au temps de corrélation	I.4
c Elargissement global	I.4
I.1.3 SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME	I.5
a Bilan de puissance de la liaison radar-sol	I.5
b Principe de la simulation	I.6
b.1 Simulation du ballast de la voie S.N.C.F.	I.7
b.2 Simulation du dispositif hyperfréquence	I.7
b.3 Etude statistique	I.8
c Résultats de simulation	I.9
I.1.4 CONCLUSION	I.10
I.2 REALISATION D'UN PREMIER PROTOTYPE DE CINEMOMETRE	I.11
I.2.1 CINEMOMETRE	I.11
I.2.2 PRESENTATION DE LA TETE HYPERFREQUENCE	I.11
I.2.3 ANTENNE UTILISEE	I.13
I.2.4 PREAMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE	I.13
I.2.5 TRAITEMENT NUMERIQUE ET VISUALISATION	I.14
I.3 ESSAIS SUR SITE	I.15
I.3.1 ESSAIS DE VALIDATION SUR SITE D'HELLEMMES	I.15
a Description du site d'essais	I.15
b Description du banc de mesure	I.16
c Résultats des mesures sur site d'Hellemmes	I.16
I.3.2 ESSAIS SUR SITE EN EXPLOITATION	I.17
a Conditions de mesures	I.17
b Résultats obtenus	I.18
I.4 CONCLUSION	I.19
BIBLIOGRAPHIE DU PREMIER CHAPITRE	

CHAPITRE II

DETERMINATION DU SENS DE MARCHE

INTRODUCTION	II.1
II.1 METHODE "BIFREQUENCE"	II.2
II.1.1 PRINCIPE	II.2
II.1.2 VERIFICATION EXPERIMENTALE	II.3
a Description de la maquette utilisée	II.3
b Essais sur banc routier	II.3
c Essais sur site S.N.C.F.	II.4
II.2 METHODE "STEREO"	II.6
II.2.1 PRINCIPE	II.6
II.2.2 VERIFICATION EXPERIMENTALE	II.7
a Description du matériel	II.7
b Essais sur banc routier	II.7
c Essais sur site S.N.C.F.	II.8
II.3 CHOIX DE LA METHODE	II.10
II.4 REALISATION D'UN CINEMOMETRE AVEC SENS DE MARCHE	II.11
II.4.1 ARCHITECTURE DU CINEMOMETRE	II.11
II.4.2 PRESENTATION DE LA TETE HYPERFREQUENCE	II.11
a Description des composants utilisés	II.11
b Realisation d'une maquette "STEREO"	II.13
II.4.3 ANTENNE UTILISEE	II.13
II.4.4 PREAMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE	II.14
II.5 ESSAIS DE VALIDATION SUR SITE D'HELLEMMES	II.16
II.5.1 DESCRIPTION DES ESSAIS	II.16
II.5.2 RESULTATS DES MESURES SUR SITE	II.16
CONCLUSION	II.17
BIBLIOGRAPHIE DU DEUXIEME CHAPITRE	

CHAPITRE III

ETUDE ET REALISATION D'UN OSCILLATEUR MONOLITHIQUE

INTRODUCTION	III.1
III.1 PRINCIPES GENERAUX	III.2
III.1.1 CRITERE DE STABILITE D'UN QUADRIPOLE ACTIF	III.2
III.1.2 STABILITE DE L'OSCILLATION	III.4

III.1.3 STRUCTURES D'OSCILLATEURS A TRANSISTORS MESFET	III.6
III.1.4 ETUDE SIMPLIFIEE A L'AIDE DU SCHEMA EQUIVALENT	III.7
III.2 CONCEPTION DU PREMIER OSCILLATEUR	III.9
III.2.1 TOPOLOGIE RETENUE	III.9
III.2.2 MODELISATION DU TRANSISTOR	III.9
III.2.3 OPTIMISATION DU CIRCUIT	III.11
a Présentation du schéma électrique	III.11
b Critère d'optimisation	III.11
c sensibilité à la variation des éléments	III.12
III.2.4 SIMULATION DU CIRCUIT EN REGIME NON LINEAIRE	III.13
a Modélisation du transistor en régime non linéaire	III.13
b Simulation de l'oscillateur	III.14
III.3 REALISATION TECHNOLOGIQUE MONOLITHIQUE	III.16
III.3.1 CONCEPTION DES MASQUES	III.16
III.3.2 TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP	III.16
III.3.3 ELEMENTS PASSIFS	III.18
a Résistance	III.18
b Capacités	III.18
c Lignes et plan de masse	III.19
III.4 TESTS ET MESURES SUR LES CIRCUITS	III.20
III.4.1 TESTS PRELIMINAIRES	III.20
III.4.2 MESURES SOUS "CASCADE"	III.20
a Mesures sur l'oscillateur	III.21
b Mesures des lignes de tests	III.22
c Mesures sur la capacité test	III.22
d Caractérisation du transistor test	III.23
e Conclusion des mesures sous "CASCADE"	III.24
III.4.3 ESSAIS SUR UN CIRCUIT MONTE EN CELLULE	III.25
a Cellule de mesure	III.25
b Mesures à l'analyseur de spectre	III.26
c Mesures à l'analyseur de réseau	III.27
III.5 CONCLUSION	III.28
BIBLIOGRAPHIE DU TROISIEME CHAPITRE	

CHAPITRE IV

REALISATION D'UN OSCILLATEUR INTEGRE MONOLITHIQUE

INTRODUCTION	IV.1
IV.1 AUGMENTATION DE LA REACTION	IV.2
IV.2 CONCEPTION DU DEUXIEME PROTOTYPE D'OSCILLATEUR	IV.4
IV.2.1 TOPOLOGIES RETENUES	IV.4
IV.2.2 OPTIMISATION DU CIRCUIT	IV.4
a Version parallèle	IV.5
b Version série	IV.6
IV.2.3 REALISATION TECHNOLOGIQUE	IV.6
IV.3 MESURES SUR LES CIRCUITS	IV.9
IV.3.1 TESTS PRELIMINAIRES	IV.9
IV.3.2 CARACTERISATION DES ELEMENTS TESTS	IV.9
a Capacité test	IV.9
b Transistor test	IV.10
IV.3.3 ESSAIS DES CIRCUITS OSCILLATEURS	IV.11
a Version parallèle	IV.11
b Version série	IV.12
IV.3.4 CONCLUSION DES MESURES	IV.13
BIBLIOGRAPHIE DU QUATRIEME CHAPITRE	

CONCLUSION GENERALE

ANNEXES

CHAPITRE I

**REALISATION D'UN
PREMIER PROTOTYPE DE
CINEMOMETRE**

**ESSAIS DE VALIDATION
SUR SITE S.N.C.F.**

CHAPITRE I REALISATION D'UN PREMIER PROTOTYPE DE CINEMOMETRE ESSAIS DE VALIDATION SUR SITE S.N.C.F

INTRODUCTION

La principale clause du cahier des charges fixé par la S.N.C.F. est sans aucun doute l'objectif de précision sur la mesure de la distance. En effet, il est demandé une précision en cumul de distance meilleure que le millième sur une base de 1000 m.

Dans un premier temps, nous avons concentré nos efforts pour atteindre cet objectif dans la réalisation d'un premier prototype de cinémomètre, sans nous préoccuper de l'obtention du sens de marche du véhicule.

Dans une première partie nous rappelons les phénomènes physiques mis en jeu lors de la mesure par effet Doppler de la vitesse d'un véhicule.

Dans une seconde partie nous présentons la réalisation d'un premier prototype de cinémomètre utilisant une source microondes à 10 GHz.

Ensuite nous présentons les résultats obtenus avec ce dispositif lors d'essais sur site S.N.C.F., d'une part sur une voie des ateliers d'HELLEMMES et d'autre part en exploitation sur le trajet PARIS ROUEN.

Nous concluons sur les améliorations que l'on peut apporter au système.

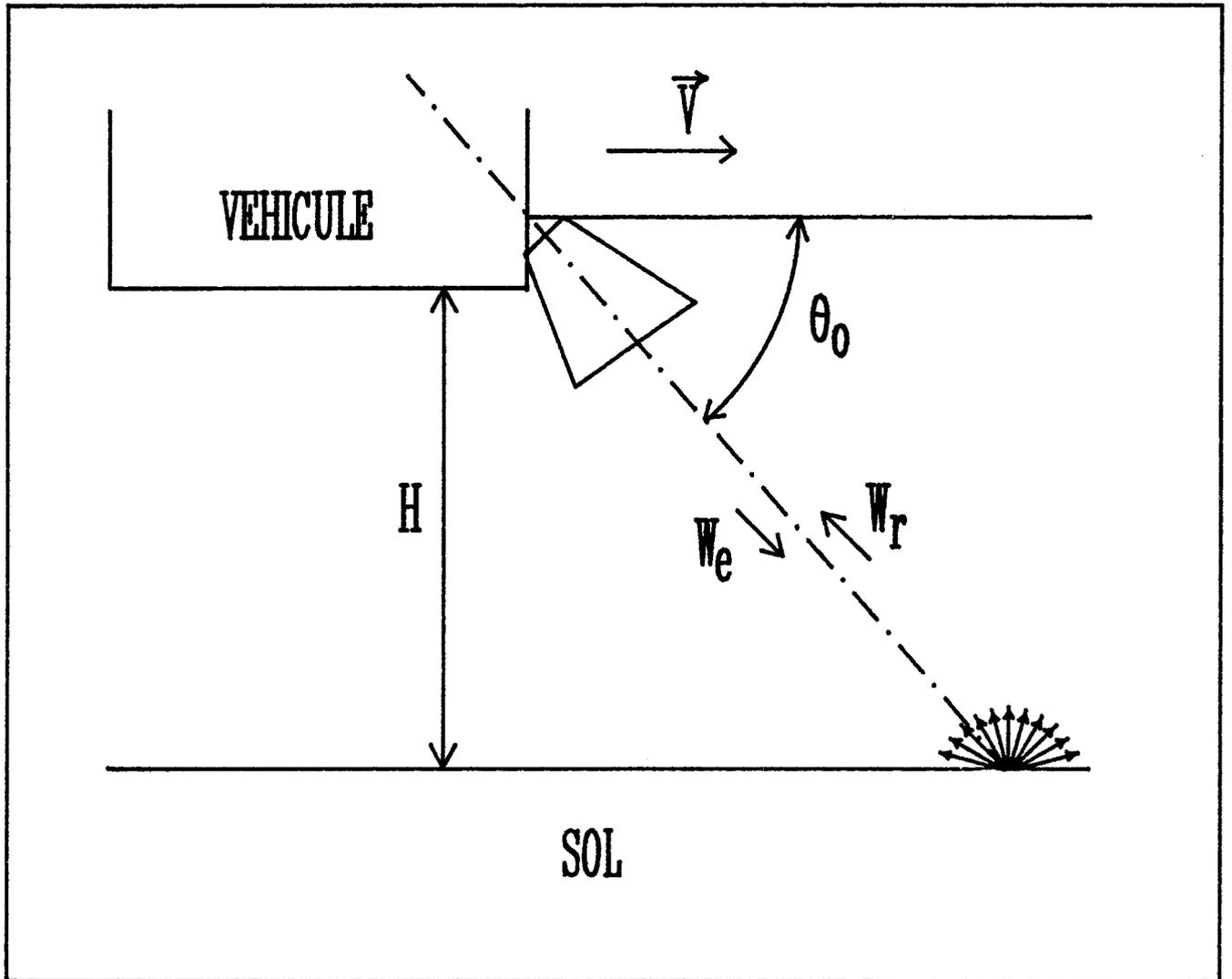


Fig L1 : principe du capteur

I.1 GENERALITES

I.1.1 PRINCIPE : L'EFFET DOPPLER

Un dispositif hyperfréquence, embarqué sur un véhicule se déplaçant à une vitesse V , émet une onde électromagnétique W_e à la fréquence F_0 , sous forme d'une onde plane, en direction du sol, par l'intermédiaire d'une antenne inclinée vers le sol avec un angle d'incidence θ_0 par rapport à la direction du vecteur vitesse V du véhicule (fig:I.1) ; cette onde est telle que :

$$W_e = A_0 \sin (2 \pi F_0 t) \quad (I.1)$$

Une partie de l'onde émise est renvoyée par le sol en direction de l'antenne [ref:1]. L'onde W_r reçue par le capteur s'écrit :

$$W_r = k A_0 \sin (2 \pi F_0 (t - \delta)) \quad (I.2)$$

δ étant le retard dû au trajet aller retour de l'onde électromagnétique et k un coefficient introduit pour tenir compte de l'atténuation de l'onde sur le trajet aller retour.

Le véhicule étant animé d'une vitesse V et compte tenu de l'angle d'incidence θ_0 de l'antenne, la distance totale du trajet aller retour, peut s'écrire :

$$D = 2 (D_0 + V t \cos(\theta_0)) \quad \text{avec : } D_0 = \frac{H}{\sin(\theta_0)} \quad (I.3)$$

et ainsi, le retard δ s'exprime par la relation suivante :

$$\delta = \frac{2 (D_0 + V t \cos(\theta_0))}{C} \quad (I.4)$$

L'onde reçue par l'antenne s'écrit alors :

$$W_r = k A_0 \sin \left(2 \pi F_0 \left[\left(1 - \frac{2 V \cos(\theta_0)}{C} \right) t - \frac{4 \pi D_0}{C} \right] \right) \quad (I.5)$$

En effectuant le battement fréquentiel entre les deux ondes W_e et W_r et après filtrage basse fréquence, on recueille une information basse fréquence caractéristique de l'effet Doppler-Fizeau. La fréquence résultante de ce battement est appelée fréquence Doppler et s'exprime par la relation suivante :

$$F_d = F_0 \frac{2 V \cos(\theta_0)}{C} \quad (I.6)$$

La fréquence F_d étant directement proportionnelle à la vitesse du véhicule, l'effet Doppler peut être utilisé dans la mise en oeuvre d'un cinémomètre.

Une autre façon d'exploiter ce principe est de compter le nombre de périodes Doppler enregistrées pendant un temps donné T . Chaque période Doppler correspond à une distance parcourue par le véhicule, ce déplacement élémentaire est donné par :

$$d_E = \frac{V}{F_d} = \frac{C}{2 F_0 \cos(\theta_0)} \quad (I.7)$$

Si pendant un temps T , on enregistre N périodes Doppler, alors la distance totale parcourue par le véhicule est :

$D = N d_E$; le capteur peut donc être utilisé comme odomètre et peut nous donner la distance totale parcourue par le véhicule à partir d'un instant précis.

L'ensemble de ces considérations met en évidence la possibilité d'accéder aisément aux informations **vitesse** et **distance parcourue** par un véhicule.

I.1.2 ELARGISSEMENT DU SPECTRE DOPPLER

Du fait de la granulométrie du sol, celui-ci se comporte comme un ensemble de points diffusant dans le demi espace supérieur. Ce phénomène est appelé phénomène de rétrodiffusion ; il dépend de la nature du sol et peut être caractérisé par un coefficient complexe de rétrodiffusion σ , qui traduit la faculté de la surface du sol à renvoyer une fraction de l'onde incidente W_e vers l'antenne.

De ce fait, le signal Doppler résulte de la superposition d'un grand nombre de signaux élémentaires, dûs à la contribution de chacun des points éclairés par le faisceau de l'antenne [ref:1,2]. Il n'y a alors plus une fréquence Doppler privilégiée, mais un spectre de fréquence centré sur la fréquence moyenne F_d .

Les principales causes d'élargissement du spectre Doppler proviennent d'une part de l'angle d'ouverture de l'antenne et d'autre part du temps de corrélation τ , qui représente le temps de passage de chaque point diffusant dans le faisceau de l'antenne.

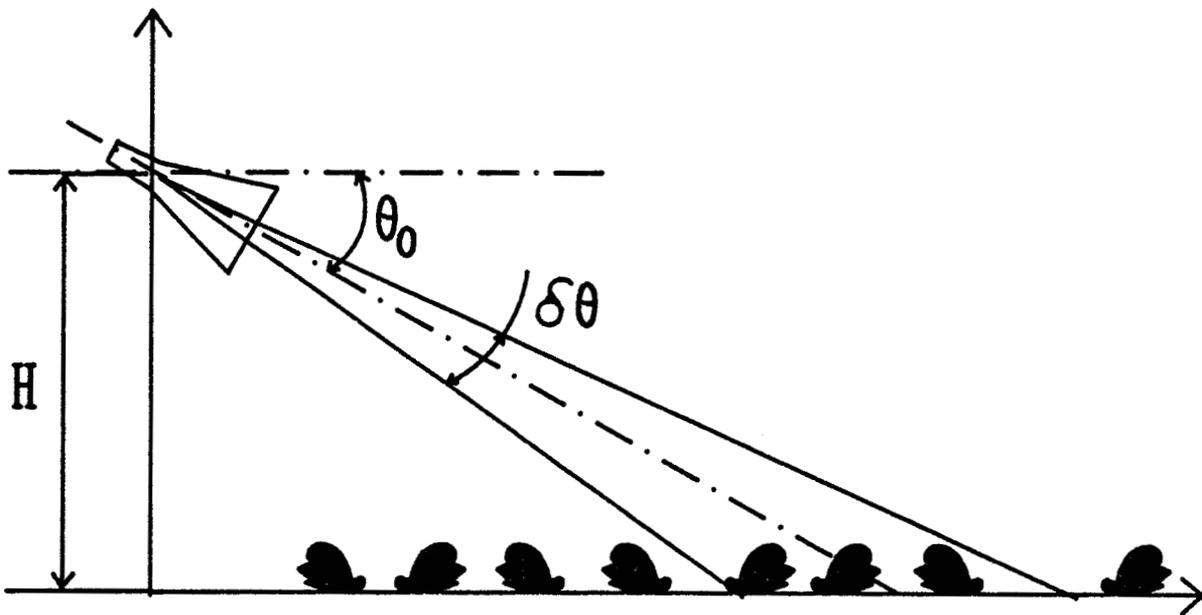


Fig I2 : Effet de l'angle d'ouverture

I.1.2.a Effet de l'angle d'ouverture

En réalité, le faisceau émis par l'antenne a une certaine largeur $\delta\theta$ (fig:I.2) ; nous obtenons ainsi, pour un angle d'incidence θ_0 fixé, une dispersion fréquentielle δF_d autour de F_d . L'élargissement relatif du spectre Doppler dû à l'angle d'ouverture de l'antenne est donné par [ref:1] :

$$\frac{\delta F_d}{F_d} = \text{tg}(\theta_0) \delta\theta \quad (\text{I.8})$$

I.1.2.b Effet lié au temps de corrélation

Le passage dans le faisceau de l'antenne d'un obstacle est d'une durée finie, égale au temps de corrélation τ . Pour une configuration donnée du système, ce temps de corrélation peut s'exprimer par la relation suivante :

$$\tau = \frac{H \delta\theta}{V \sin^2(\theta_0)} \quad (\text{I.9})$$

L'élargissement du spectre Doppler lié à ce temps de corrélation peut s'écrire [ref:4] :

$$\delta F_d = \frac{2}{\tau} = \frac{2 V \sin^2(\theta_0)}{H \delta\theta} \quad (\text{I.10})$$

En divisant par F_d on obtient un écart relatif de fréquence égal à :

$$\frac{\delta F_d}{F_d} = \frac{C \text{tg}(\theta_0) \sin(\theta_0)}{H F_0 \delta\theta} \quad (\text{I.11})$$

I.1.2.c Elargissement global

L'élargissement global du spectre peut être représenté par une fonction d'erreur E_{rr} telle que :

$$E_{rr} = \left(\frac{\delta F_d}{F_d} \right)_T = \text{tg}(\theta_0) \sqrt{(\delta\theta)^2 + \left(\frac{C \sin(\theta_0)}{F_0 H \delta\theta} \right)^2} \quad (\text{I.12})$$

La précision du dispositif sur la mesure de vitesse ou de distance étant directement proportionnelle à cet élargissement, il convient de minimiser cette fonction d'erreur.

Pour cela on peut penser choisir une fréquence de travail F_0 la plus élevée possible. Envisageant une réalisation monolithique de la tête, notre choix s'est porté sur une fréquence de travail F_0 de 10 GHz, qui représente un bon compromis entre une possibilité d'intégration aisée et à faible coût, et les performances possibles du système.

Un angle d'incidence faible permet également de minimiser cette fonction d'erreur, mais elle implique une puissance rétrodiffusée plus faible ; il faut donc adopter un compromis pour la valeur de l'angle d'incidence.

L'ouverture de l'antenne $\delta\theta$ intervenant deux fois différemment dans la fonction d'erreur, il doit exister un compromis afin de réduire cette fonction E_{rr} . Pour une configuration donnée de fréquence d'émission, de hauteur et d'angle d'incidence, il correspond une ouverture optimale de l'antenne $\delta\theta_{opt}$, telle que :

$$\delta\theta_{opt} = \sqrt{\frac{C \sin(\theta_0)}{F_0 H}} \quad (I.13)$$

Pour approfondir l'étude des phénomènes qui nuisent à la précision du cinémomètre, et ainsi déterminer une configuration optimale du système, une simulation numérique statistique du phénomène Doppler a été entreprise par G. DUMOULIN [ref:2]. Nous en rappelons ici les principes et résultats essentiels.

I.1.3 SIMULATION NUMERIQUE

Afin d'effectuer une simulation numérique du système, il est nécessaire de définir le bilan de puissance de la liaison radar-sol.

I.1.3.a Bilan de puissance de la liaison radar-sol

Considérons un radar émettant une onde hyperfréquence définie par sa fréquence F_0 et sa puissance P_0 , en direction du sol, via une antenne, avec un angle d'incidence θ_0 par rapport à l'horizontale.

L'antenne est caractérisée par :

- son gain $G(\theta, \phi)$, défini par rapport à une source rayonnante isotrope,
- son ouverture à mi puissance donnée par les angles $\delta\theta$ et $\delta\phi$, suivant les angles d'incidence θ et d'azimut ϕ .

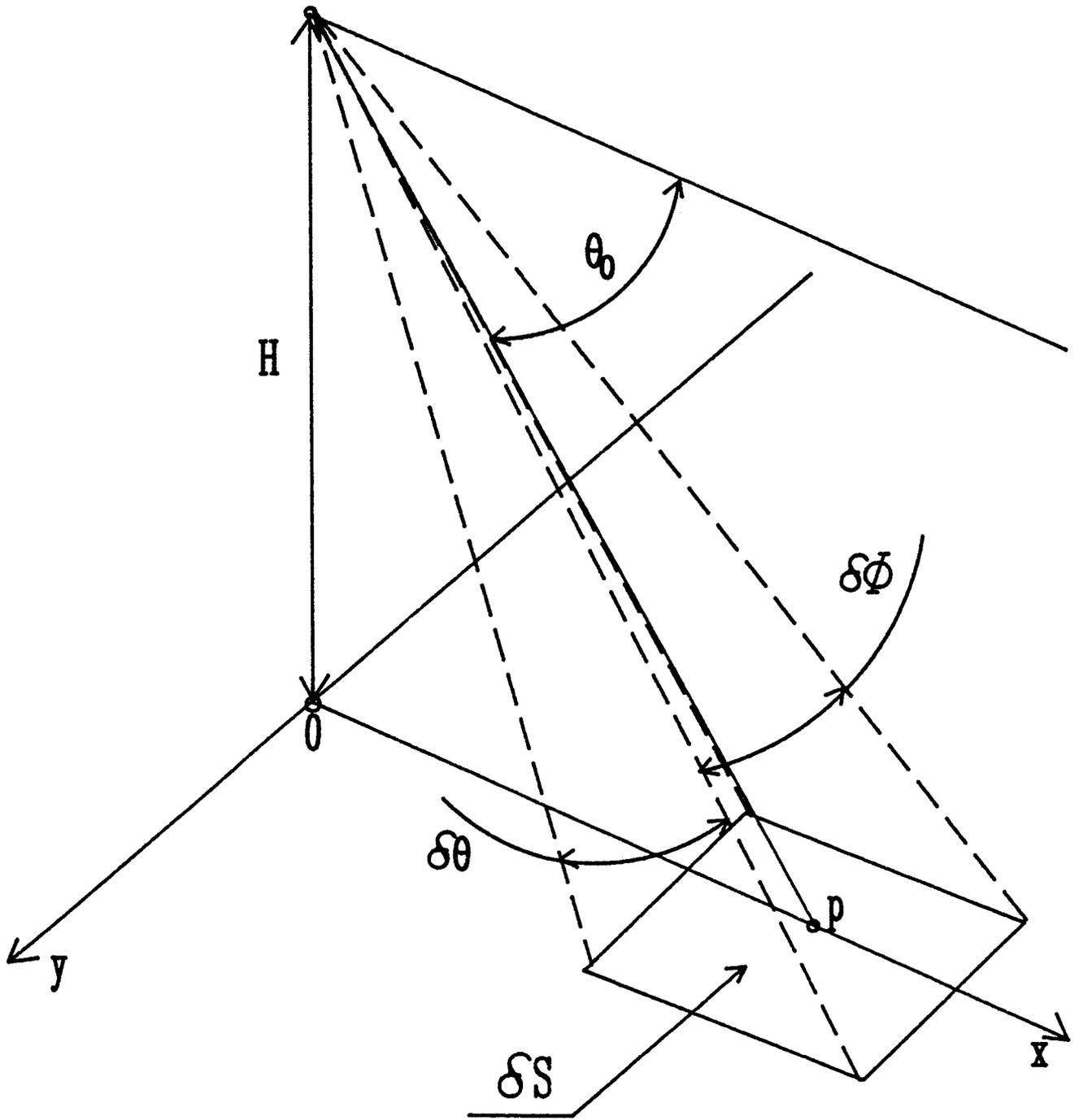


Fig 1.3 : Surface élémentaire ΔS

L'antenne balaye donc une surface au sol S_e (fig:I.3), que l'on peut décomposer en éléments de surface δS . Ainsi la contribution de chaque élément de surface dans la puissance rétrodiffusée s'exprime par la relation suivante [ref:1,4] :

$$dP_{\text{ret}} = P_0 \frac{G^2(\theta, \phi) c^2}{(4\pi)^3 D^4 F_0^2} \sigma(\theta) \delta S \quad (\text{I.14})$$

La puissance totale rétrodiffusée est obtenue en sommant la contribution de chaque élément de surface δS , sur la surface totale éclairée par le faisceau de l'antenne, c'est à dire :

$$\theta_0 - \frac{\delta\theta}{2} < \theta < \theta_0 + \frac{\delta\theta}{2} \quad \text{et} \quad -\frac{\delta\phi}{2} < \phi < \frac{\delta\phi}{2} \quad (\text{I.15})$$

Un programme de calcul de cette intégrale a été réalisé au laboratoire par G. DUMOULIN [ref:2], en prenant un coefficient de rétrodiffusion décrit par une expression polynomiale d'ordre 4, dont les coefficients sont connus pour un revêtement de type asphalte [ref:3] et une hauteur du système fixé à 40 cm.

Ce programme nous donne un ordre de grandeur du rapport entre la puissance rétrodiffusée et la puissance incidente :

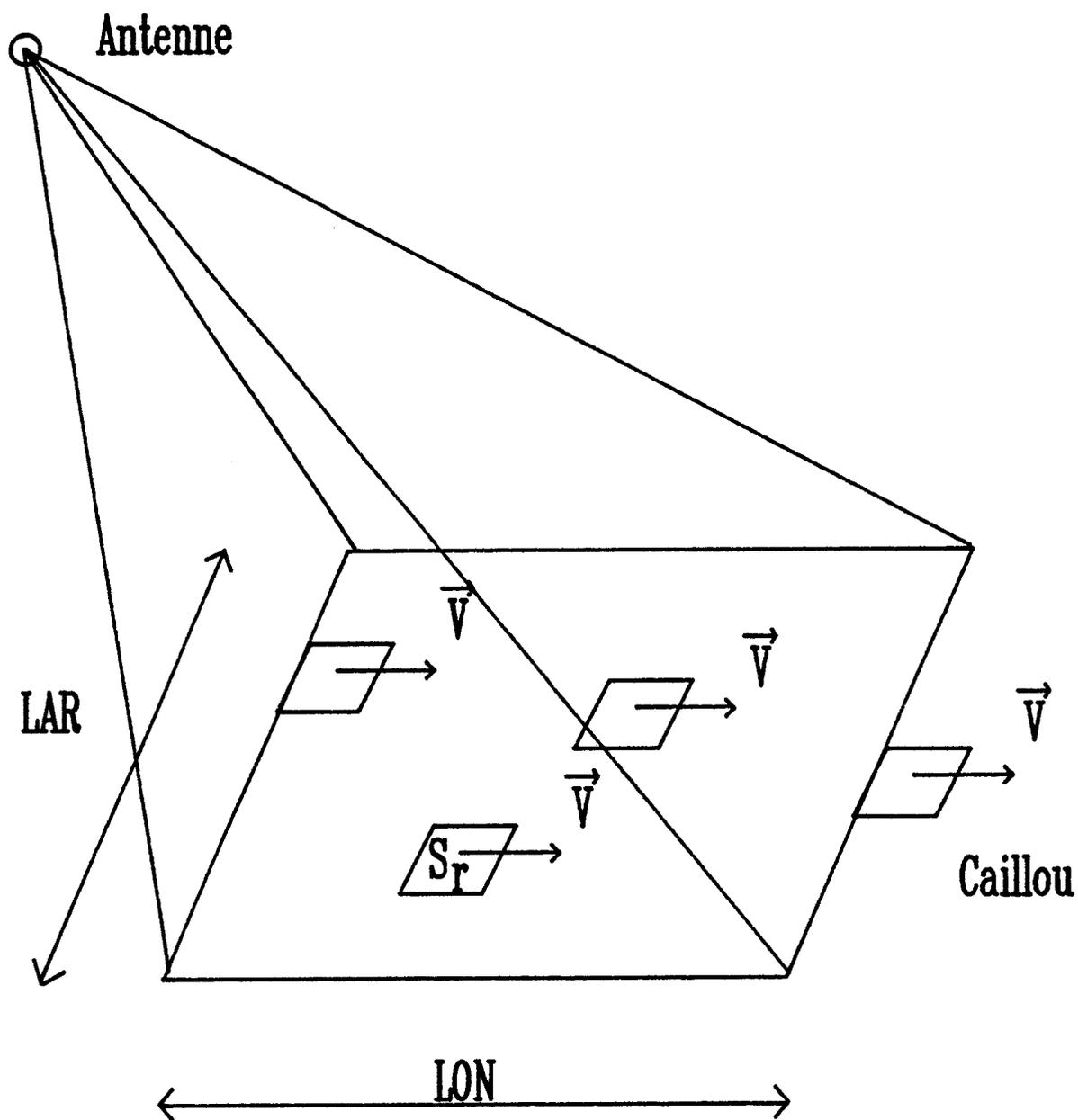
- il est de l'ordre de -45 dB dans le cas d'une antenne parabolique (Gain : 25 dB, $\delta\theta \approx 6^\circ$)
- il est d'environ -55 dB pour une antenne cornet (Gain : 17 dB, $\delta\theta \approx 20^\circ$).

Bien que la puissance rétrodiffusée soit faible, elle demeure suffisamment importante pour pouvoir être décelée par un détecteur à contact Schottky faible bruit.

1.1.3.b Principe de la simulation

Le but de la simulation est de déterminer l'effet sur le signal Doppler des différents éléments constituant le cinémomètre, comme :

- la tête hyperfréquence
- l'antenne
- la configuration géométrique du système.



Surface éclairée : $S_e = LON \times LAR$

Fig L4 : Simulation du défilement des cailloux sous l'antenne

I.1.3.b.1 Simulation du ballast de la voie S.N.C.F.

Le ballast d'une voie ferrée est constitué de cailloux dont les dimensions sont sensiblement homogènes et de l'ordre de la longueur d'onde de la fréquence utilisée.

Un caillou du ballast est représenté dans la simulation par un obstacle ; cet obstacle est caractérisé par sa surface équivalente S_r et par un coefficient de rétrodiffusion $\sigma(\theta)$.

On considère N_t obstacles répartis de façon aléatoire sur une surface S_e équivalente à la surface éclairée par l'antenne (fig:I.4). Le déplacement du véhicule est simulé par un déplacement des obstacles dans la surface S_e , à chaque itération, les N_t obstacles se déplacent d'une quantité D_x très petite vis à vis de la longueur d'onde ($C/50 F_0$).

Pour maintenir une densité d'obstacles constante, chaque obstacle sortant de la surface S_e est remplacé par un autre rentrant dans la surface et dont l'abscisse est tirée au sort.

I.1.3.b.2 Simulation du dispositif hyperfréquence

La tête hyperfréquence peut être simulée à partir de la description des éléments qui la composent (fig:I.5).

* **L'oscillateur** délivre une onde de fréquence égale à $F_0 = 10$ GHz et d'une puissance $P_0 = 10$ mW. La majeure partie de cette onde ($k P_0$) est envoyée vers l'antenne, le reste de la puissance, égal à $(1-k) P_0$, est utilisé pour autopolariser le détecteur.

* **L'antenne** dont le gain $G(\theta, \phi)$ est exprimé à partir de la fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne, qui prend en compte l'ouverture du lobe principal, le gain maximal et les amplitudes des lobes secondaires.

En assimilant l'élément de surface δS à la surface équivalente S_r d'un obstacle, on peut utiliser l'équation générale (I.14) définie dans le paragraphe I.1.3.a, qui exprime la puissance rétrodiffusée pour un élément de surface δS .

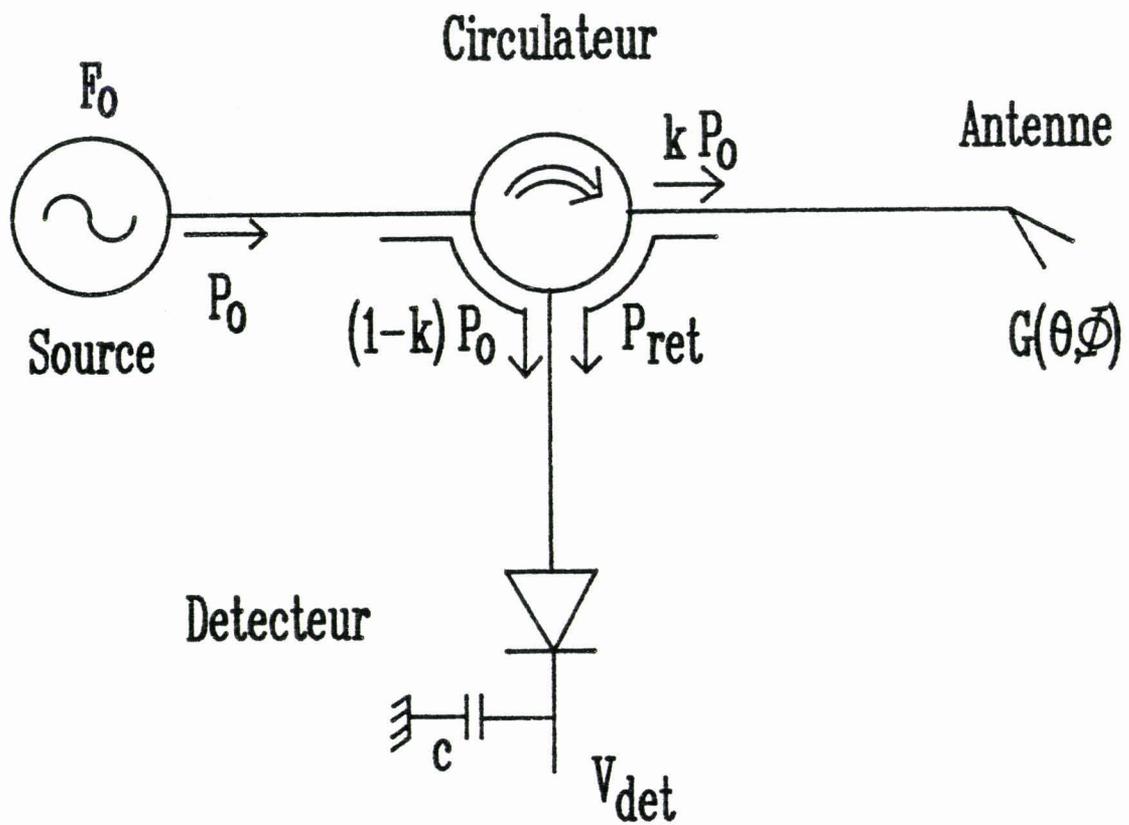


Fig L5 : Description du dispositif

On peut alors calculer l'amplitude et la phase du signal rétrodiffusé pour un obstacle i donné, à un instant précis J de la simulation. Cette amplitude est donnée par :

$$V_{ret,i}(J) = \sqrt{\frac{P_0 C^2 G^2(\theta_i) \sigma S_r}{F_0^2 (4\pi)^3 D_i^4}} \quad (I.16)$$

De même pour la phase :

$$\phi_i(J) = \frac{4\pi D_i F_0}{C} \quad (I.17)$$

On effectue ensuite la somme sur les N_t obstacles présents dans la surface totale S_e à l'instant J de la simulation, afin de déterminer le signal rétrodiffusé total $V_{ret}(J)$, qui est égal à :

$$V_{ret}(J) = \sum_{i=1}^{N_t} V_{ret,i}(J) e^{j\phi_i} \quad (I.18)$$

* **Le détecteur** est décrit par l'équation donnant la tension détectée en fonction de la tension $V_{mél}$ issue du mélange entre le signal rétrodiffusé V_{ret} et une partie du signal émis [ref:5]. Cette équation est déterminée d'après les caractéristiques réelles du détecteur. La tension détectée est ensuite filtrée pour ne garder que la composante basse fréquence, qui caractérise le signal Doppler.

Cette simulation nous permet donc de tracer le signal Doppler, sur un parcours donné en fonction de la variable J , elle même liée au temps.

1.1.3.b.3 Etude statistique

Disposant de l'évolution temporelle du signal Doppler, il est nécessaire d'exécuter un traitement statistique de ce signal pour accéder à l'information fréquence Doppler [ref:6,7].

Le signal Doppler étant calculé pour chaque valeur du pas de discrétisation, on peut alors calculer les zéros du signal, et définir ainsi une pseudo période Doppler. Toutes les périodes obtenues sur la durée totale du parcours sont ensuite classées, pour obtenir la fréquence Doppler moyenne et l'écart type.

Nous disposons alors, avec cette simulation, d'un moyen d'optimisation des caractéristiques du système en vue d'obtenir un spectre Doppler le plus monochromatique possible et par la même occasion, une précision du système la plus grande possible.

I.1.3.c Résultats de simulation [ref:2]

Les principaux paramètres étudiés lors de cette étude étaient :

- 1) L'effet de l'angle d'ouverture de l'antenne.
- 2) L'effet de la variation de la hauteur.
- 3) L'effet de l'angle d'inclinaison.
- 4) L'effet des lobes secondaires.

Les résultats des simulations conduisent aux conclusions suivantes :

- Pour obtenir une bonne précision du système, il faut utiliser une antenne la plus directive possible et présentant un gain le plus élevé possible : une antenne d'angle d'ouverture voisin de 12° et de gain voisin de 20 dB peut convenir.

- En ce qui concerne la hauteur, les résultats de la simulation montrent qu'elle n'intervient que très peu pour des hauteurs comprises entre 30 et 80 cm. Nous avons fixé une hauteur minimale de 40 cm, qui constitue dans notre application la limite autorisée entre le ballast et le système.

- Pour un angle d'incidence donné, il existe un angle d'ouverture optimal. Dans notre cas, en prenant un angle d'incidence θ_0 voisin de 30° , nous avons obtenu une ouverture d'antenne $\delta\theta$ de l'ordre de 12° .

- La prise en compte des lobes secondaires nous donne des périodes Doppler complètement erronées : il faudra donc essayer de minimiser leur influence. Ceci peut être obtenu en se fixant un niveau de lobes secondaires inférieurs d'au moins 20 dB au niveau du lobe principal.

I.1.4 CONCLUSION

L'étude des phénomènes physiques intervenant dans la conception d'un cinémomètre hyperfréquence utilisant l'effet Doppler (rétrodiffusion, élargissement du spectre Doppler), suivie d'une simulation numérique du système de mesure envisagé, nous a permis de définir une configuration optimale du système.

Nous proposons ainsi pour l'antenne, les contraintes suivantes :

- 1) Une ouverture du lobe principal $\delta\theta$ inférieure à 12° .
- 2) Des lobes secondaires repoussés au moins à 20 dB du lobe principal.

La configuration géométrique du système est alors donnée par :

- 1) Une hauteur minimale de 40 cm.
- 2) Un angle d'incidence de l'ordre de 30° .

Ayant défini la configuration du système, nous pouvons maintenant entreprendre une réalisation d'un premier prototype de cinémomètre.

VISUALISATION

CAPTEUR CINEMOMETRIQUE

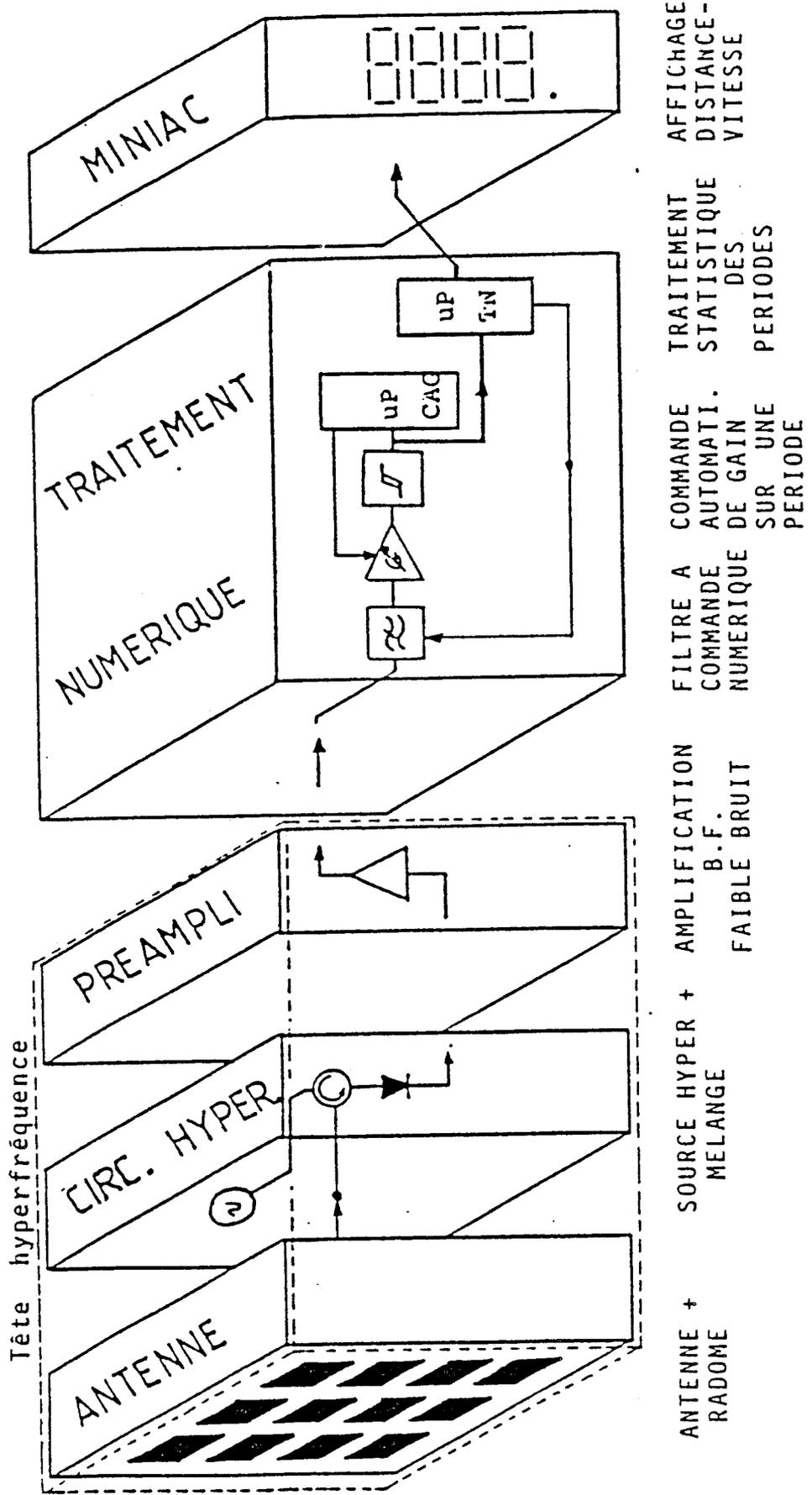


Fig I.6 : Architecture du cinémomètre S.N.C.F.
(premier prototype)

I.2 REALISATION D'UN PREMIER PROTOTYPE DE CINEMOMETRE

I.2.1 CINEMOMETRE

Le capteur cinémométrique complet peut être représenté par la figure I.6. Sur cette architecture globale du cinémomètre, on peut distinguer trois sous-ensembles distincts :

- Le capteur hyperfréquence, composé d'une antenne d'émission réception, d'une tête hyperfréquence et d'un préamplificateur.
- L'unité de traitement numérique
- L'unité d'affichage des grandeurs : vitesse et distance.

Le travail qui fait l'objet de ce mémoire est relatif essentiellement au capteur hyperfréquence.

I.2.2 PRESENTATION DE LA TETE HYPERFREQUENCE

Il s'agit de réaliser l'intégration en technologie microruban des différentes fonctions que comporte la tête hyperfréquence. Sur le schéma de principe de la tête hyperfréquence du cinémomètre (fig:I.7), on peut distinguer trois parties distinctes :

- 1) l'oscillateur microonde
- 2) le circulateur
- 3) le détecteur

1) Dans ce prototype de cinémomètre, nous utilisons une source hybride (NE 5808) délivrant une puissance de l'ordre de 20 mW à 10 GHz. Cet oscillateur utilisant un transistor à effet de champ, est stabilisé par un résonateur diélectrique qui lui assure une très bonne stabilité de la fréquence et une très faible variation de cette fréquence en fonction de la température (moins de 1 MHz dans une gamme de température allant de -50 à +50°C), (voir : annexe 1).

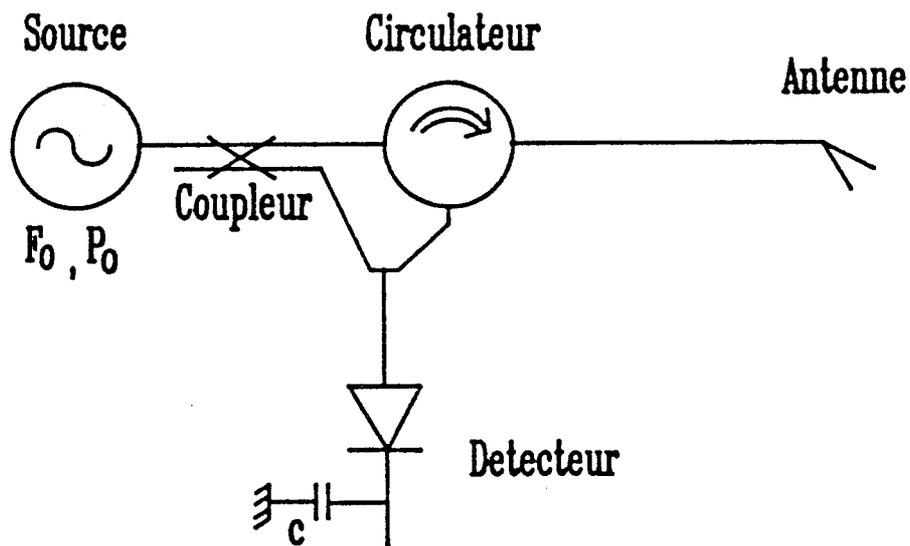


Fig I.7 : Principe tête hyperfréquence

TETE DOPPLER

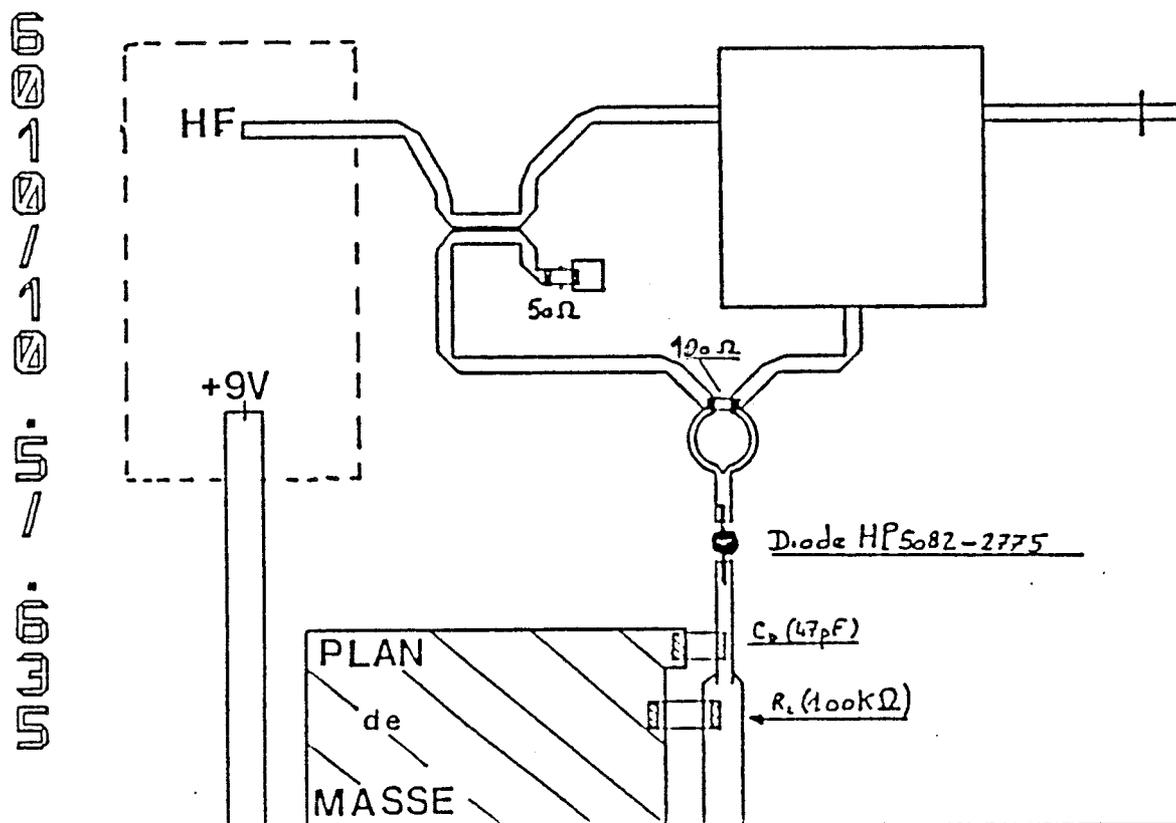


Fig I.8 : Schéma d'implantation des composants

2) Pour la circulation des ondes : onde émise vers l'antenne et onde rétrodiffusée de l'antenne vers la détection, nous utilisons un circulateur hybride "drop in" à ferrite, dont l'isolation est de 20 dB, qui présente des pertes d'insertion inférieures à 0.4 dB et un T.O.S. sur chaque port inférieur à 1.3, dans la gamme de fréquence allant de 9.5 à 10.5 GHz, (voir : annexe 2).

3) La cellule de détection est bâtie autour d'une diode détectrice à contact Schottky, chargée par un condensateur de 47 pF en parallèle avec une résistance de 47 k Ω . La diode est autopolarisée par le signal de source : à cet effet, un coupleur directif prélève 1/10 de la puissance d'émission issue de la source hyperfréquence [ref:5], (voir : annexe 3).

Le design du circuit microruban devant supporter les divers éléments décrits précédemment, a été effectué à l'aide du logiciel de C.A.O. et D.A.O. spécialisé pour les circuits hyperfréquences : "MICROS6" [ref:10].

Le circuit a été réalisé sur un substrat diélectrique P.T.F.E. chargé de particules d'alumine de type Duroid 6010, dont les caractéristiques sont les suivantes :

- une permittivité relative ϵ_r de 10.5
- une hauteur de substrat H égale à 0.635 mm
- une épaisseur de métallisation t de 17.5 μm
- un facteur de perte $\tan(\delta) = 2.4 \cdot 10^{-3}$

Les dimensions globales du circuit sont de 60x40 mm ; une plaque de laiton d'une épaisseur de 0.8 mm est soudée sur le plan de masse du circuit pour rigidifier le circuit et pour pouvoir insérer le circulateur hybride "drop in".

Sur le schéma d'implantation des éléments, représenté sur la figure I.8, on peut distinguer :

- L'emplacement de la source, dont le boîtier est collé sur la face inférieure du plan de masse du circuit.

- Le coupleur directif, dont le port isolé est fermé sur une charge 50 Ω .

- L'emplacement du circulateur et de la connexion d'antenne.

- Un diviseur de puissance de type Wilkinson optimisé, a été placé sur le circuit, afin d'assurer le mélange entre la partie de l'onde émise déviée par le coupleur et l'onde rétrodiffusée venant du circulateur.

- la diode associée à une capacité plus une résistance, pour former la cellule de détection du signal Doppler.

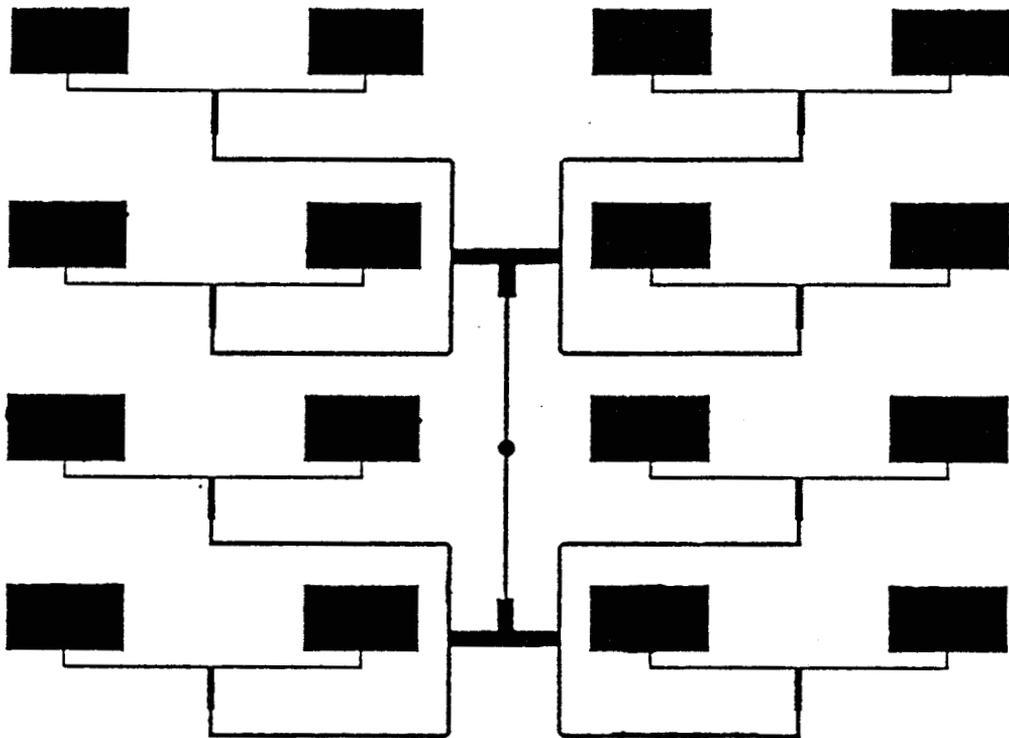


Fig L9 : Masque antenne réseau 16 éléments

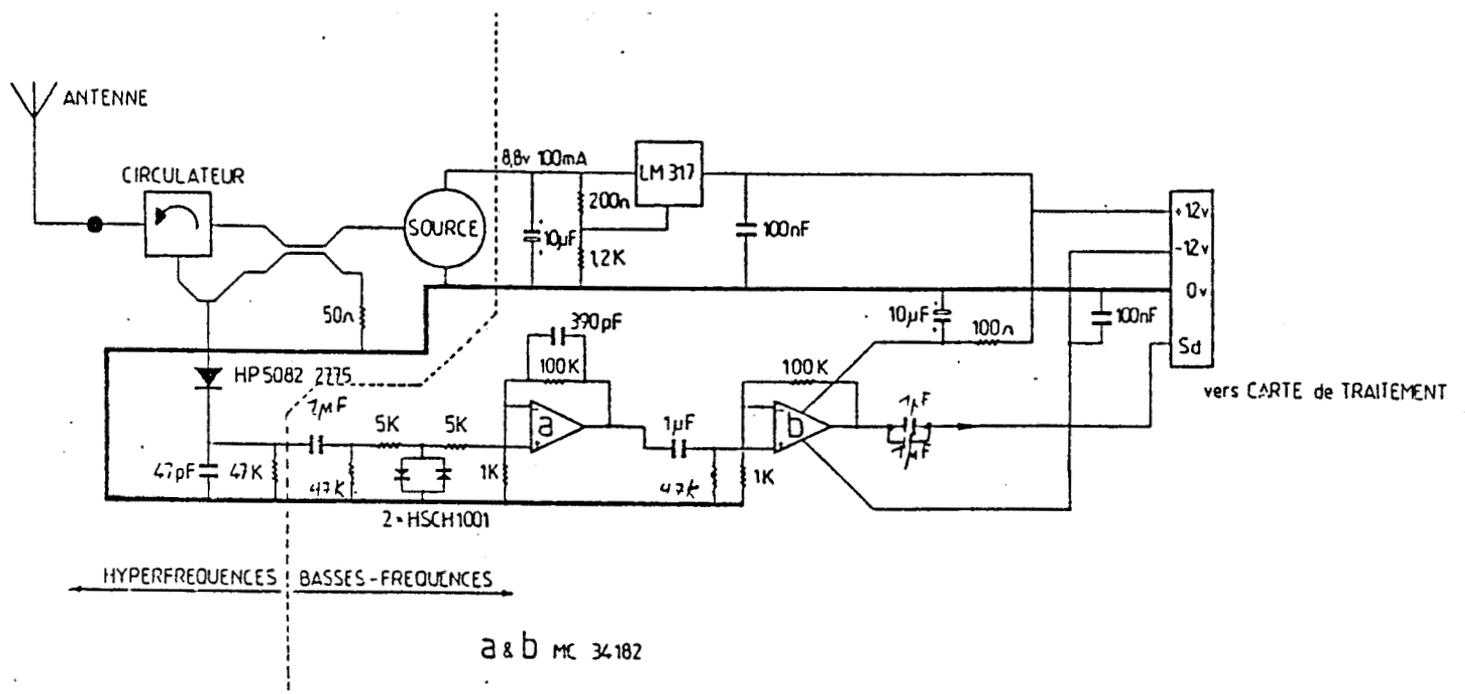


Fig L10 : Préamplificateur basse fréquence

I.2.3 ANTENNE UTILISEE

L'antenne utilisée dans ce premier prototype est une antenne plaquée, réseau de 16 éléments rectangulaires [ref:11, 12, 13, 14], dont la description a été largement développée dans la thèse de G. DUMOULIN [ref:2] ; nous nous contentons de présenter ici ses caractéristiques.

Nous présentons le masque de cette antenne à l'échelle 1 sur la figure I.9. Cette antenne a été réalisée sur un substrat diélectrique de type Duroid 5870, dont les caractéristiques sont :

- une permittivité relative ϵ_r de 2.33
- une hauteur de substrat $H = 0.79$ mm
- une épaisseur de métallisation t de $17.5 \mu\text{m}$
- un facteur de perte $\tan(\delta) = 1.2 \cdot 10^{-3}$

L'antenne est alimentée par une fiche coaxiale (Radiall R125630), dont l'âme centrale est soudée au point d'excitation 50Ω du réseau. Ses principales caractéristiques sont :

- une fréquence de résonance de 9.94 GHz
- un angle d'ouverture du lobe principal de 12° dans le plan H et de 10° dans le plan E
- un rapport lobes secondaires sur lobe principal L_s/L_p de -15 dB dans le plan H et de -10 dB dans le plan E

L'antenne est protégée par un radôme constitué d'une plaque de plexyglass de 2 mm d'épaisseur disposée à 9 mm de l'antenne, l'espace entre les deux est maintenu constant par l'intermédiaire d'une plaque de polystyrène expansé.

I.2.4 PREAMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE

Le signal Doppler issu de la tête hyperfréquence est appliqué à un préamplificateur basse fréquence avant d'être envoyé vers l'unité de traitement de l'information. Ce préamplificateur est représenté par son schéma électrique sur la figure I.10 ; il comporte un premier étage préamplificateur ayant un gain de 100 dans la bande de fréquence allant de 3.4 Hz à 4 kHz, suivi d'un deuxième étage également de gain 100 au dessus de 3.4 Hz.

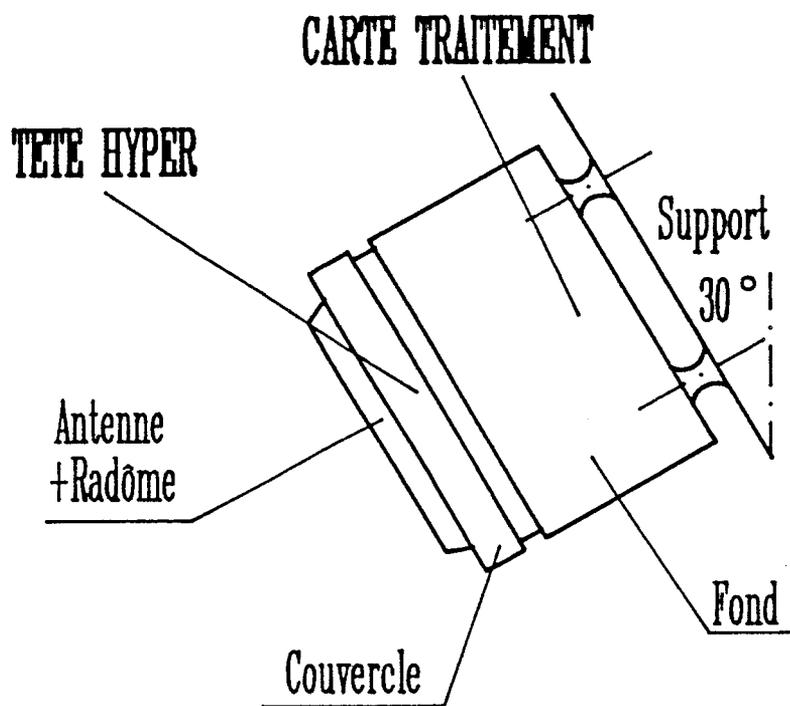
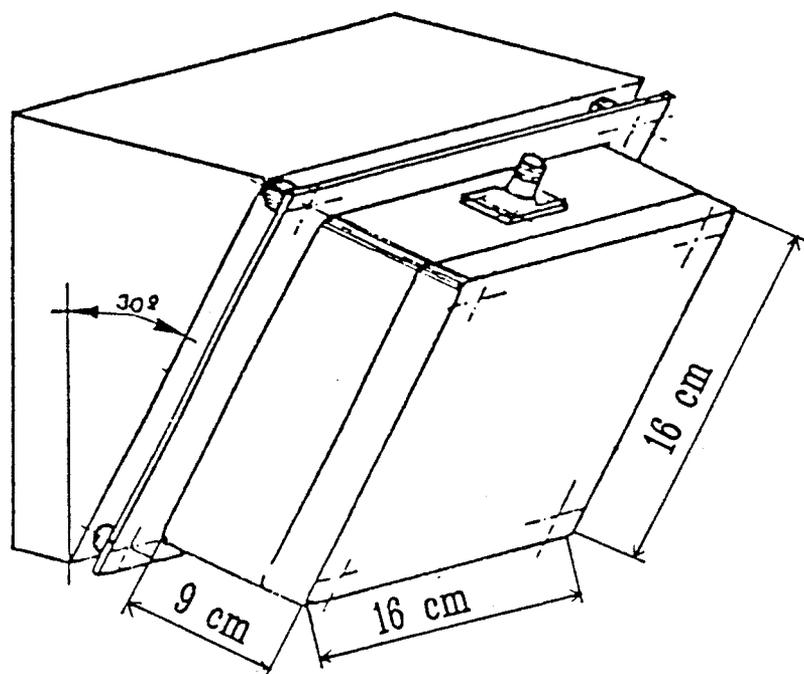


Fig I.11 : Capteur cinémomètre



Globalement, le préamplificateur présente un gain de 10000 dans une bande passante de 10 Hz à 4 kHz. Nous avons associé au préamplificateur la fonction d'alimentation de la source hyperfréquence.

La carte préamplificateur plus alimentation est réalisée sur circuit imprimé avec une implantation des composants de type C.M.S.. Cette carte est accolée à la tête hyperfréquence afin de réduire au maximum les longueurs de liaisons.

L'ensemble tête hyperfréquence et préamplificateur est disposé derrière l'antenne, à l'intérieur du couvercle du boîtier du cinémomètre. Le boîtier a la forme d'un parallélépipède moulé en aluminium de 16x16x9 cm (fig:I.11).

I.2.5 TRAITEMENT NUMERIQUE ET VISUALISATION

L'ensemble de la partie traitement et visualisation des grandeurs de sortie du cinémomètre (V, d), a été étudié et réalisé au L.R.P.E. [ref:6, 7].

La carte traitement est installée au fond du boîtier cinémomètre, elle comporte :

- un filtre d'entrée à commande numérique
- une commande automatique de gain gérée par un premier microcontrôleur 80C51
- un étage de mise en forme du signal issu de la C.A.G.
- et enfin un second microcontrôleur pour le traitement statistique de l'information.

L'interface avec l'utilisateur se fait par l'intermédiaire d'une centrale de visualisation dénommée "MINIAC", qui a pour fonction l'affichage des grandeurs à mesurer (sur afficheurs L.C.D.) et dispose d'une interface du type RS232C à 19200 Bauds, qui lui permet d'être reliée à un microordinateur pour un traitement plus complet des informations.

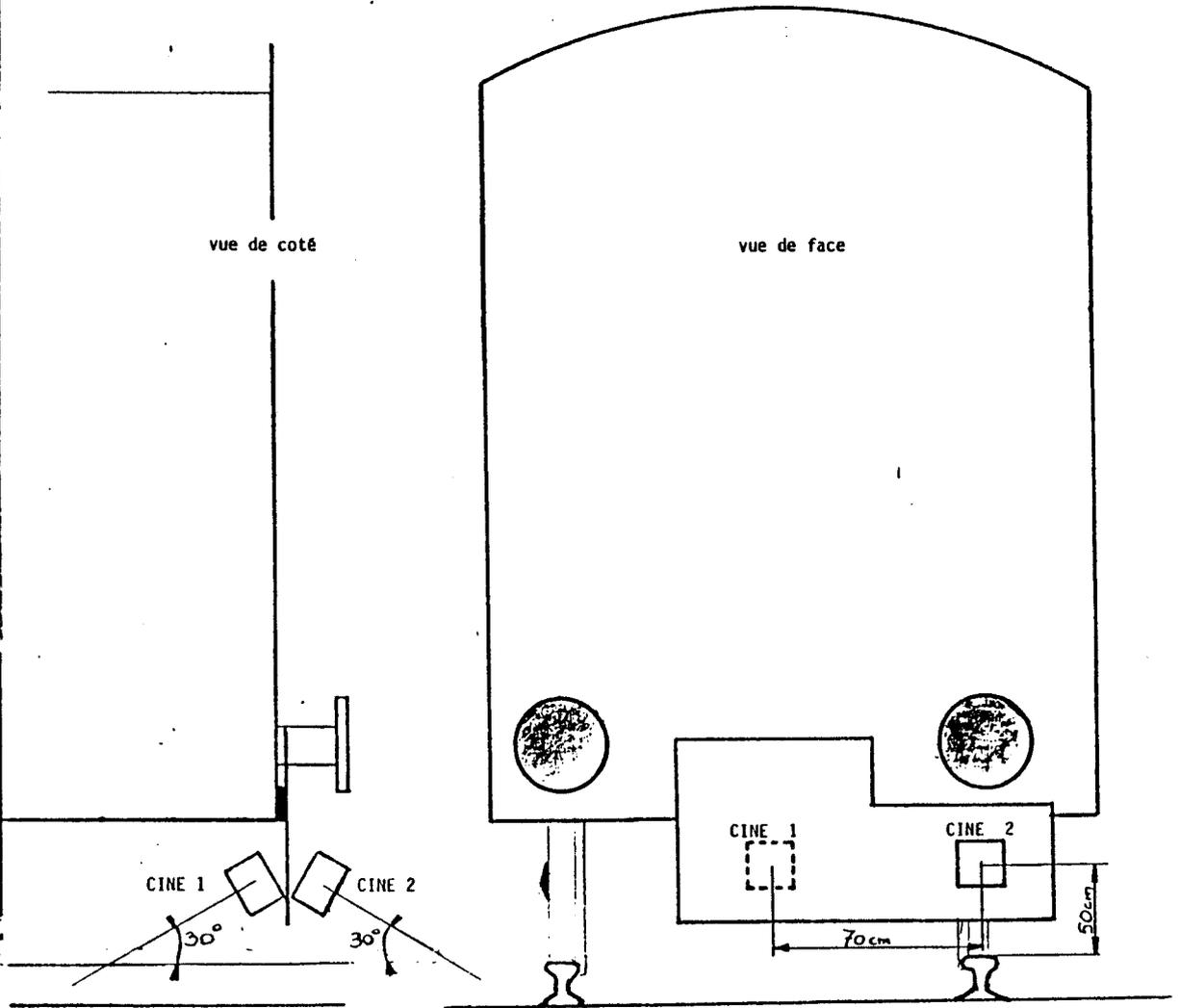
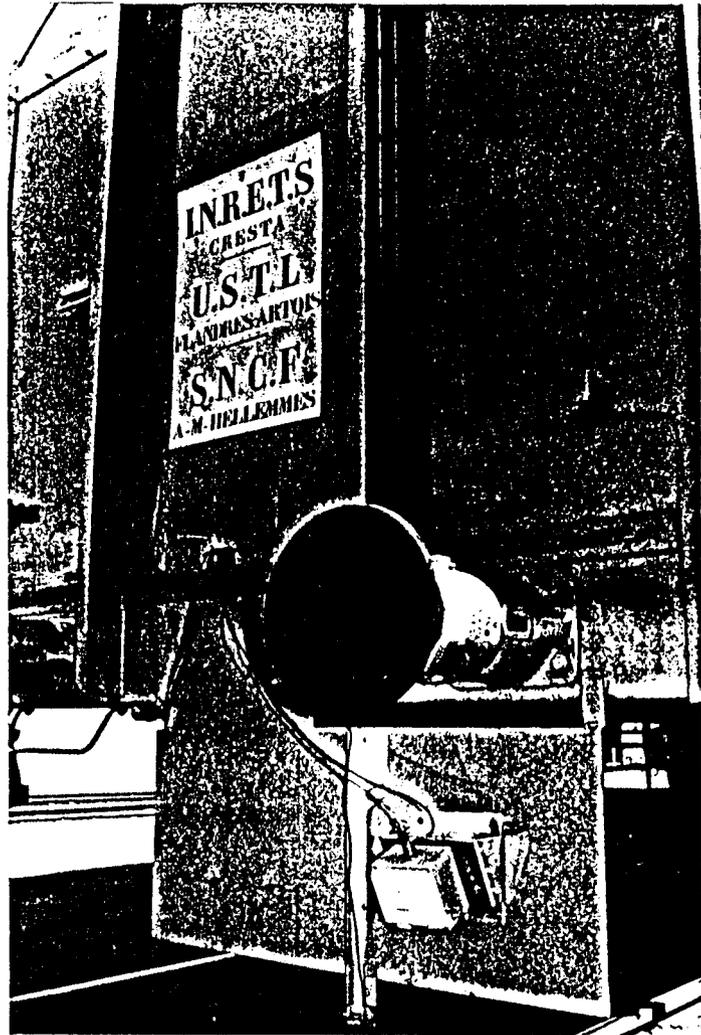


Fig I.12 : Installation des cinémomètres
Essais sur site d'HELLEMES

I.3 ESSAIS SUR SITE

I.3.1 ESSAIS DE VALIDATION SUR SITE D'HELLEMMES

I.3.1.a Description du site d'essais

L'ensemble du premier prototype de cinémomètre, décrit précédemment, a été évalué sur le site S.N.C.F. des ateliers d'Hellemmes [ref:15].

La S.N.C.F. a mis à notre disposition un tronçon de voie d'environ un kilomètre, situé à l'intérieur des ateliers régionaux, ainsi qu'un wagon de service réaménagé en fonction de nos besoins.

Le tronçon de voie disponible, n'étant pas une voie d'exploitation normale, il présente les quelques particularités suivantes :

- il possède deux courbes, trois aiguilles et une "oreille de cochon" (butée métallique escamotable)
- le ballast n'est pas très homogène et les rails sont fixés sur des traverses en bois
- la vitesse maximale autorisée est d'environ 30 Km/H

Deux repères matérialisés par des catadioptrés sont disposés sur le tronçon de voie, en étant séparés d'une distance de $976.93 \text{ m} \pm 1 \text{ cm}$. Ces repères sont détectés par une cellule optique, afin de nous donner le début et la fin d'un parcours.

En collaboration avec le L.R.P.E. et avec l'accord de la S.N.C.F., des essais de qualification du matériel ont été programmés en Juin 88. Pour ces essais, nous avons utilisé deux cinémomètres, repérés sur la figure I.12 : ciné 1 et ciné 2.

Les deux cinémomètres sont fixés sur une plaque d'acier solidaire du wagon, avec un angle d'incidence par rapport à l'horizontale de 30° .

Pour éviter d'éventuels couplages, les deux cinémomètres visent le sol dans des directions opposées, le ciné1 visant entre les rails vers l'intérieur du wagon, le ciné2 étant à l'aplomb du rail et dirigé vers l'extérieur du wagon.

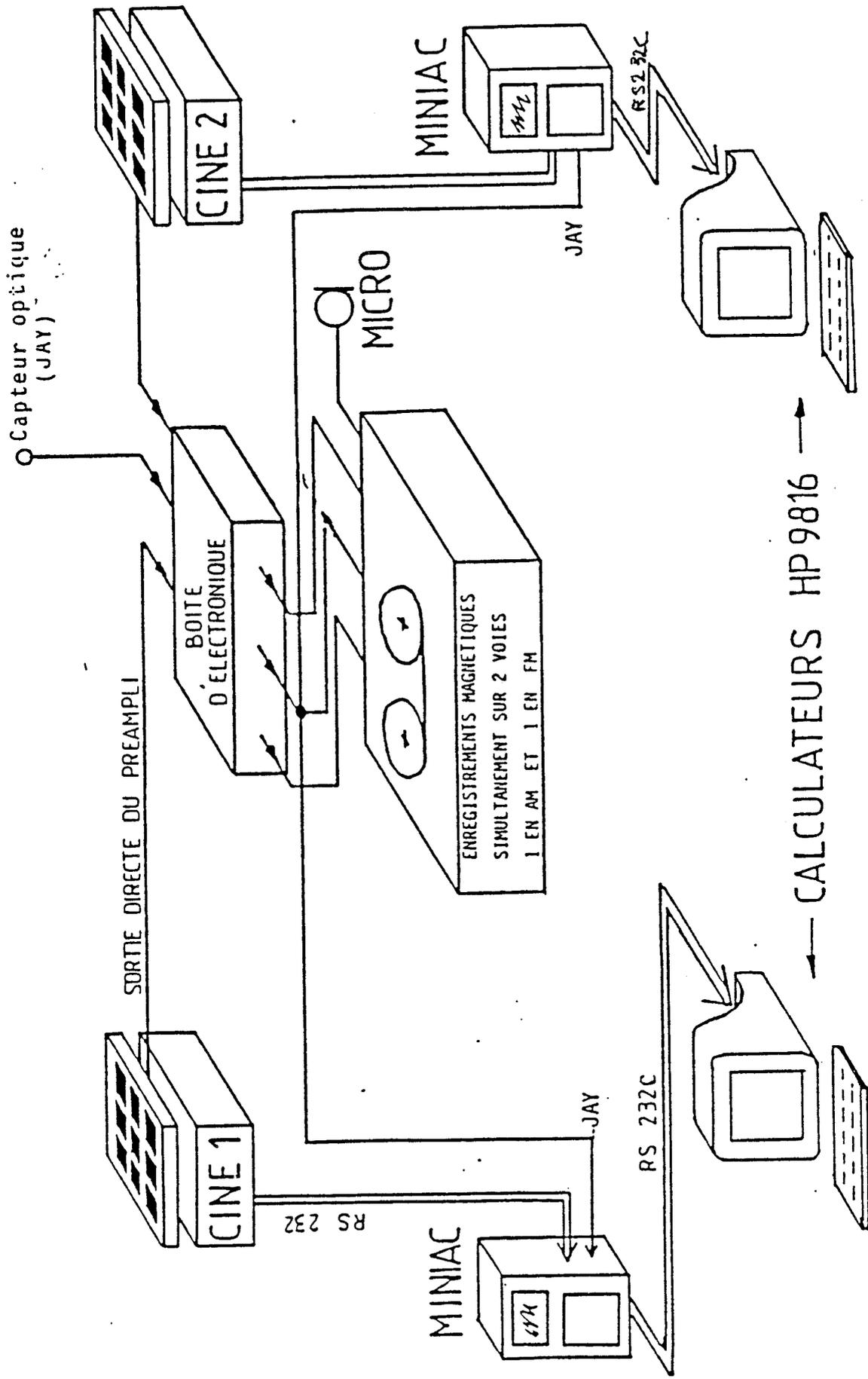


Fig I.13 : Description du banc de mesure

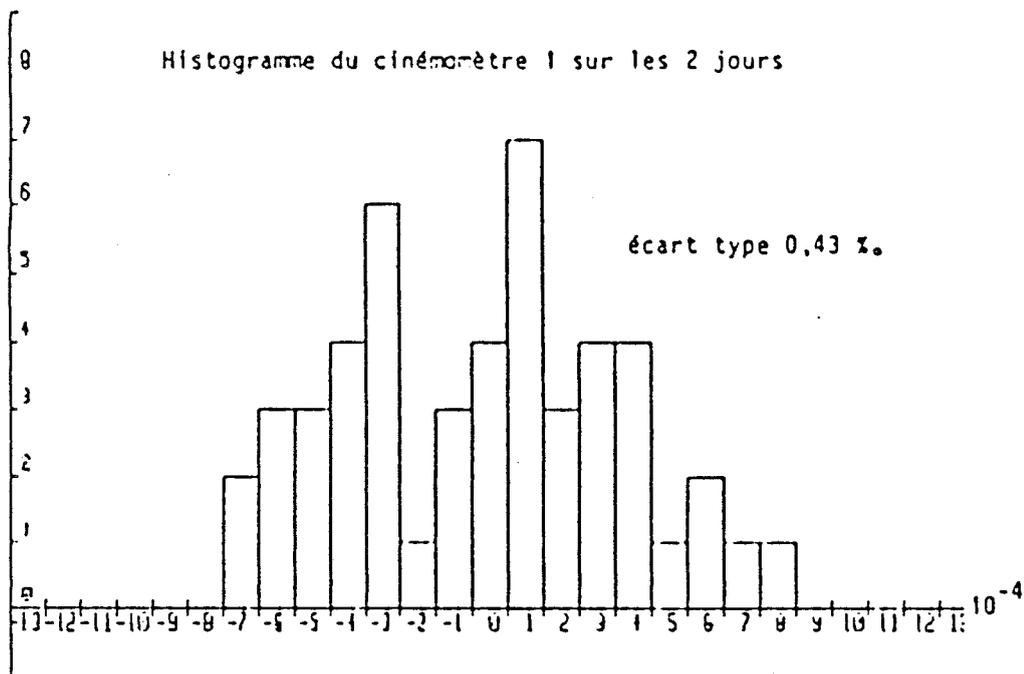
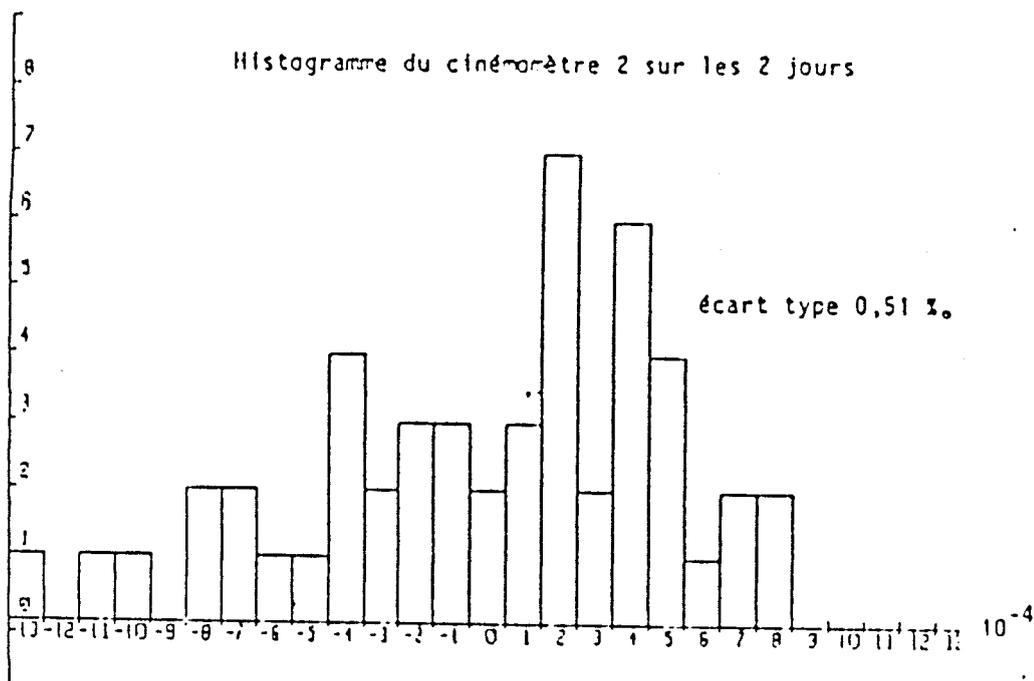


Fig L14 : Histogrammes des cinémomètres
considérés comme étant séparés



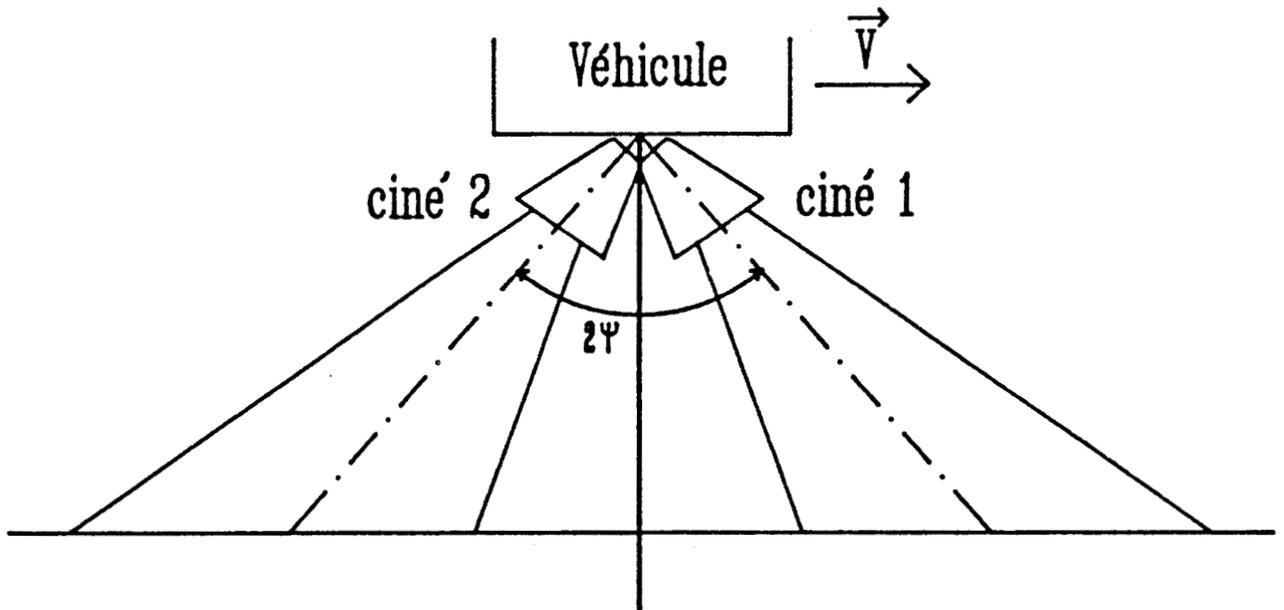


Fig L15 : Configuration "JANUS"

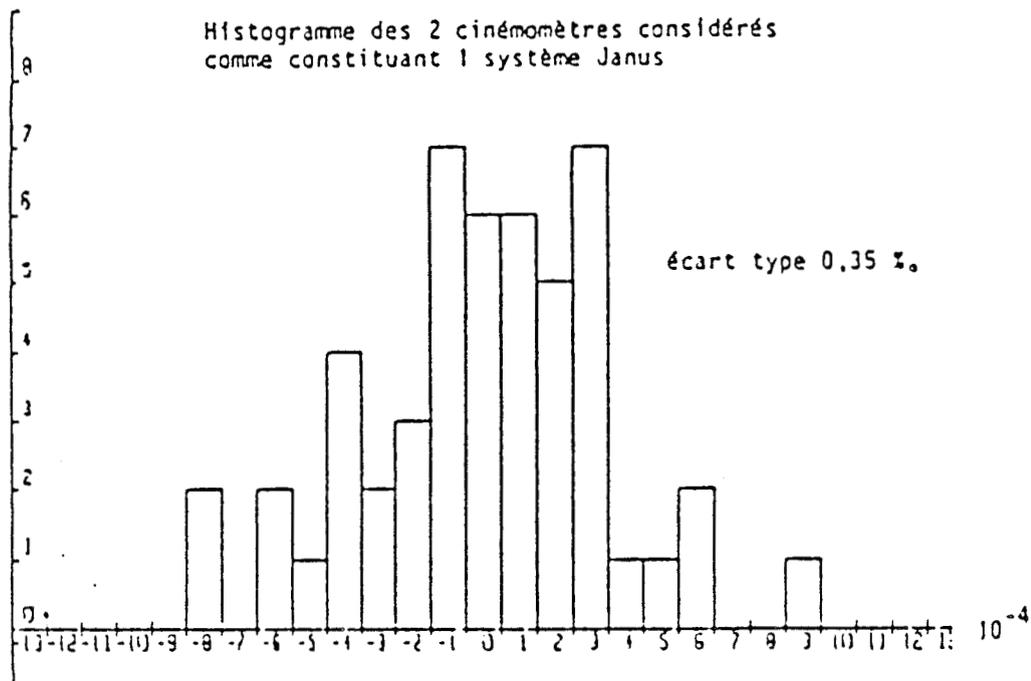


Fig 1.16 : Histogrammes des cinémomètres
considérés en système "JANUS"

I.3.1.b Description du banc de mesure

Le matériel utilisé pour ces mesures est décrit sur la figure I.13, il se compose de:

- un capteur optique, qui délivre les tops de démarrage et de fin d'un parcours
- les deux capteurs cinémométriques, chacun d'entre eux étant associé à son unité d'affichage "MINIAC", en liaison avec un microordinateur afin d'effectuer une étude statistique.

- un magnétophone multivoies : les signaux Doppler analogiques issus des capteurs sont enregistrés sur cassettes, afin de pouvoir relire les parcours effectués en modifiant éventuellement le traitement des signaux.

- une boîte électronique regroupe toutes les liaisons entre ces divers systèmes.

I.3.1.c Résultats des mesures sur site

Durant ces essais nous nous sommes intéressés exclusivement à la mesure de distance ; pour cela nous avons effectué et enregistré un total de 50 passages entre les deux repères qui forment notre base de mesure de distance.

Nous présentons ces résultats sous forme d'histogrammes (fig:I.14), avec en abscisse l'écart type relatif par rapport à la distance théorique, chaque pas correspondant à une erreur de distance de 10 cm. Le nombre de passages se trouvant dans une gamme de résultat donnée est reporté en ordonnée.

L'écart type relatif obtenu pour chaque cinémomètre est :

- de 0.43 % pour le ciné1

- de 0.51 % pour le ciné2

La valeur relativement importante de l'écart type peut être attribuée en partie à l'existence de phénomènes parasites tels que les variations d'assiette de la caisse du wagon ainsi que les mouvements de débattement verticaux et latéraux.

Afin d'améliorer la précision de mesure, nous avons pensé utiliser une configuration "JANUS" (fig:I.15), qui par l'utilisation de deux faisceaux dirigés dans les deux directions opposées au sens de marche du véhicule, permet de réduire l'erreur due à la variation d'assiette du véhicule [ref:2, 15].

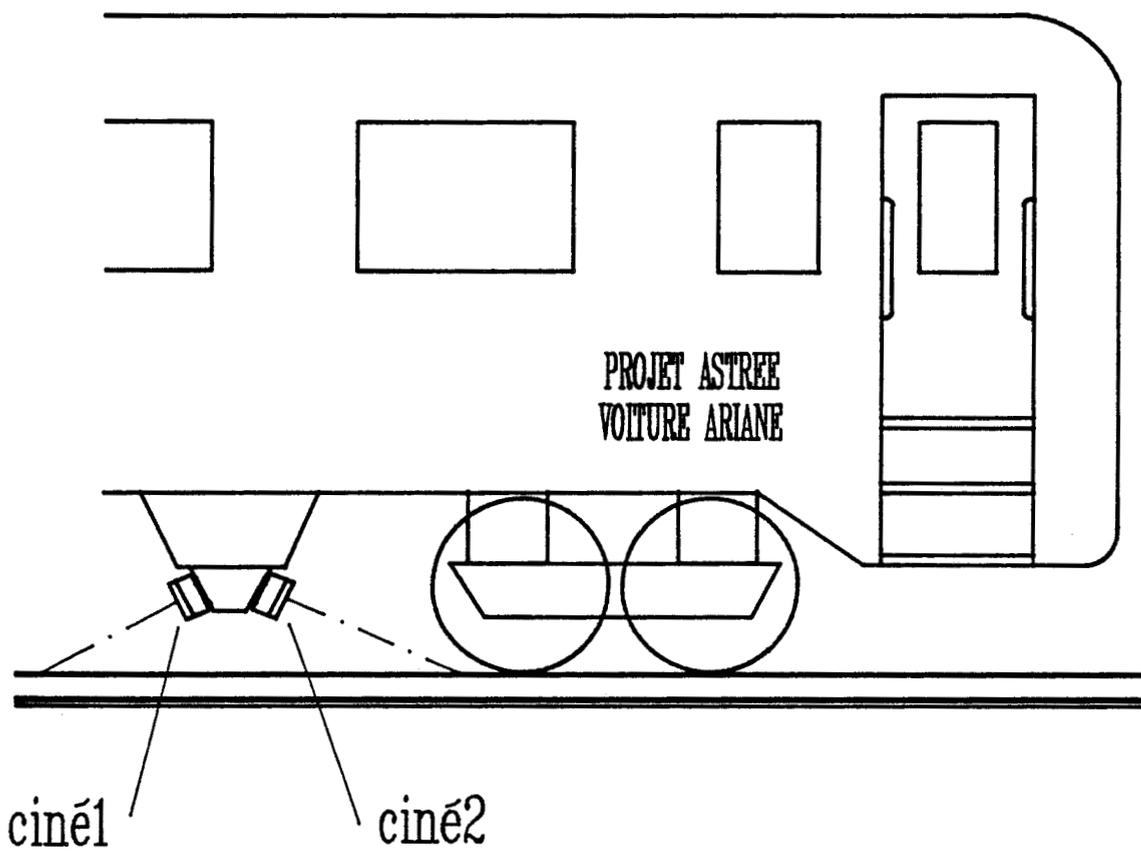


Fig 1.17 : Installation des cinémomètres
Essais sur site PARIS-ROUEN

En effectuant la demi-somme des distances obtenues par chaque cinémomètre, on obtient alors l'histogramme présenté en figure I.16, qui nous donne un écart type relatif de 0.35 %. Nous constatons une concentration des résultats, d'où une réduction notable de l'écart type relatif, et donc une meilleure précision du système.

I.3.2 ESSAIS SUR SITE EN EXPLOITATION

I.3.2.a Conditions de mesures

En collaboration avec le L.R.P.E. et la S.N.C.F., nous avons effectué des essais de qualification du capteur cinémométrique sur site S.N.C.F. sur voie en exploitation normale [ref:16].

Le matériel utilisé est le même que lors des essais à HELLEMMES, les deux cinémomètres sont montés solidairement l'un de l'autre sur un support, dans une configuration mécanique de type "JANUS". Le dispositif complet est installé comme le montre la figure I.17, sous la caisse de la voiture "ARIANE", spécialement aménagée pour les essais du projet "ASTREE".

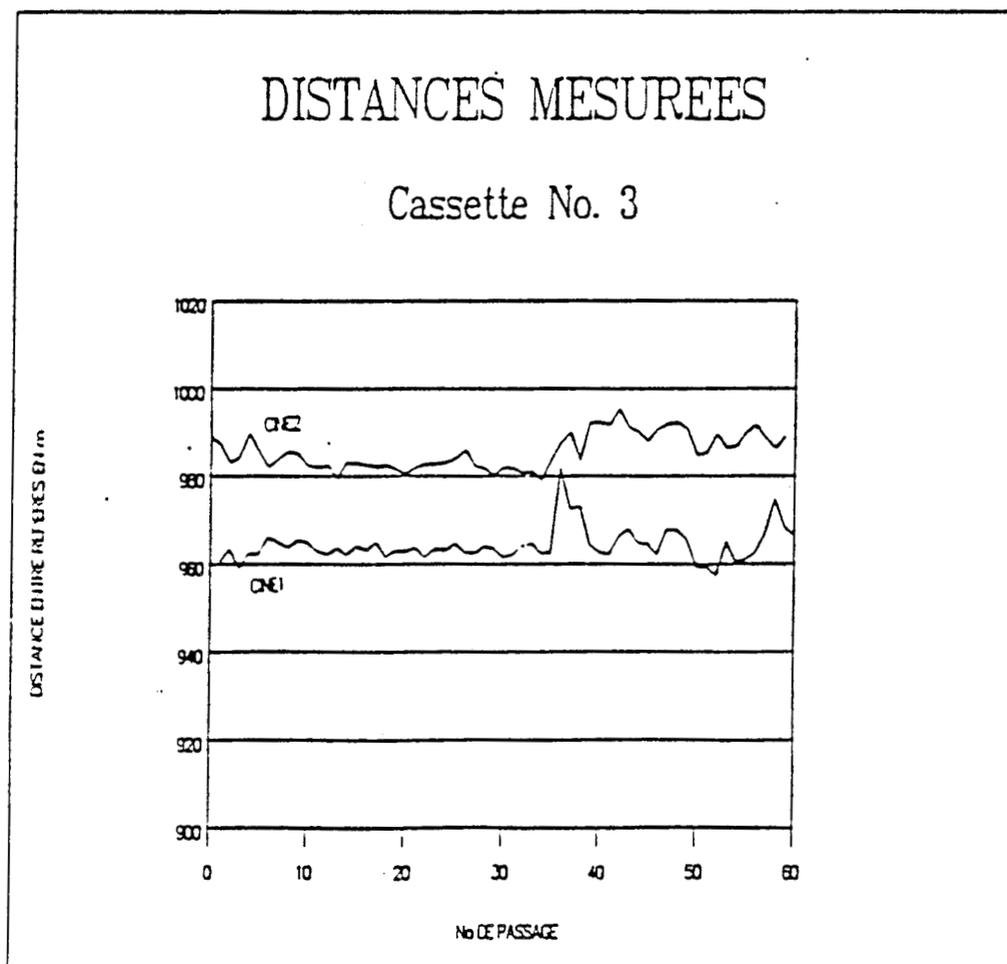
La voiture est insérée dans un train d'exploitation normale, circulant entre PARIS et LE HAVRE. Nous sommes partis de la gare St LAZARE pour arriver à LE HAVRE vers 9H, nous sommes alors revenus sur PARIS. L'après-midi, nous avons effectué le trajet aller retour : PARIS-ROUEN. Cela représente une distance totale d'environ 800 kilomètres parcourus dans la journée

Des repères sont placés sur la voie à espace fixe, tout au long du parcours (PARIS-LE HAVRE), pour pouvoir effectuer un recalibrage du système de mesure de distance par roue optique.

La voiture dispose en effet d'une roue libre sur laquelle est montée un capteur à roue optique qui permet d'obtenir des impulsions tous les kilomètres, ces impulsions sont enregistrées sur cassette afin de nous fournir la base de mesure.

	CINEMOMETRE 1	CINEMOMETRE 2
MOYENNE DES DISTANCES EN m	964.312	985.627
ECART TYPE DES DISTANCES EN m	3.843	4.027
ECART TYPE RELATIF EN %	0.399	0.409
DISTANCE MINIMALE EN m	957.514	979.01
DISTANCE MAXIIMALE EN m	981.766	995.453

Fig 1.18 : Résultats cassette No 3



I.3.2.b Résultats obtenus

Comme pour les essais à HELLEMMES, une grande partie du parcours a été enregistrée sur cassette, pour pouvoir effectuer une étude statistique en laboratoire.

Tout le dépouillement des résultats sur cassettes a été entrepris par le L.R.P.E. et fera l'objet d'un rapport de contrat (phase B1), nous nous contenterons de présenter ici les résultats obtenus à partir de la relecture de la cassette N°3, sur une distance de 60 kilomètres (fig:I.18).

Sur ces résultats, nous constatons d'abord que les distances moyennes sont inférieures à la base fixée de 1 km, ce qui peut sans doute s'expliquer par une légère différence entre l'angle d'incidence effectif du faisceau et l'angle déterminé mécaniquement.

Sur cette distance, nous avons obtenu un écart type relatif de 0.4% pour chacun des cinémomètres, ce qui corrobore les premiers résultats des essais à HELLEMMES.

I.4 CONCLUSION

Après avoir rappelé les principes généraux utilisés dans une application cinémomètre à effet Doppler, nous avons décrit la réalisation d'un premier prototype de cinémomètre capable de mesurer la vitesse instantanée d'un véhicule ainsi que la distance parcourue par ce véhicule.

Nous avons ensuite procédé à des essais sur site de ce prototype, afin d'estimer ses performances en mesure de distances.

Ces résultats confirment d'une part, la bonne répétabilité du système de mesure, et d'autre part que la fréquence de 10 GHz peut convenir pour atteindre la précision de mesure demandée par le cahier des charges.

Pour améliorer la précision sur la mesure de distance, nous envisageons d'utiliser pour le prototype final de cinémomètre : d'une part une antenne ayant des lobes secondaires plus faibles, d'autre part une configuration "JANUS".

Jusqu'à présent nous ne nous sommes pas préoccupés du sens de marche ; le prototype final devant inclure cette fonction, nous allons dans le chapitre suivant décrire les moyens à mettre en oeuvre pour accéder à cette information.

BIBLIOGRAPHIE DU PREMIER CHAPITRE

[1] R. BOCQUET

"Phénomène de rétrodiffusion et production du signal Doppler"
Rapport de contrat cinémomètre S.N.C.F. phase A2, L.R.P.E., 1988

[2] G. DUMOULIN

"Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour applications ferroviaires"
Thèse docteur de l'université, Février 1989, LILLE

[3] RUCK, BARRICK

"Radar cross section handbook"
Vol 1-2, 1970

[4] T.M. HYLTIIN, T.D. FUSCHER, H.B. TYSON

"Vehicular radar speedometer"
International automotive engineering congress, DETROIT, January 1973

[5] Documentation technique Hewlett Packard :

N°988 : "All Schottky diodes are zero bias detectors"
N°969 : "An optimum zero bias Schottky detector diode"
N°986 : "Square law and linear detection"

[6] J. BAUDET

"Traitement du signal du cinémomètre S.N.C.F."
Rapport de contrat cinémomètre S.N.C.F. phase A5, L.R.P.E., 1988

[7] N. EL SALEOUS

"Conception d'une unité centrale à base de microcontrôleur 16 bits pour le traitement du signal Doppler"
D.E.A., 1988, LILLE

[8] J. VINDEVOGHEL, C. SEMET, J. BAUDET, G. DUMOULIN

"Définition du cinémomètre S.N.C.F."
Rapport contrat cinémomètre S.N.C.F. phase A1, C.H.S., L.R.P.E., 1987

[9] R. BADOUAL

"Les microondes"
Tome II, 1984

[10] J.F. ZURCHER

"A simple and efficient program for automatizing the design and preparing the mask for microstrip circuits"
Microwellen magazin, 4/81, pp 407-409

[11] G. DUBOST

"Transmission line model analysis of a lossy rectangular microstrip patch"
Electronics letters, Avril 1982

[12] E. PENARD

"Etudes d'antennes imprimées par la méthode de la cavité"
Thèse 3ème cycle, université de RENNES, 1982

[13] A. SAFRIOUI

"Etude et réalisation d'antennes plaquées, application à un cinémomètre à effet Doppler"
Thèse docteur de l'université, Déc. 1986, LILLE

[14] BIGOT, SUTTER

"Etude d'un logiciel d'analyse des antennes imprimées par modèle de la ligne de transmission"
D.E.A. Projet fin d'études I.S.E.N., 1987

[15] J. VINDEVOGHEL, C. SEMET, J. BAUDET, M. EL BEKKALI

"Réalisation d'un premier prototype première évaluation expérimentale"
Rapport contrat cinémomètre S.N.C.F. phase A7", C.H.S., L.R.P.E., 1989

[16] C. SEMET, J. VINDEVOGHEL, J. BAUDET, M. EL BEKKALI

"Premiers essais sur site commercial"
Rapport contrat cinémomètre S.N.C.F. phase B1, C.H.S., L.R.P.E., 1989

CHAPITRE II

**DETERMINATION DU SENS
DE MARCHE DU VEHICULE**

CHAPITRE 2 DETERMINATION DU SENS DE MARCHE

INTRODUCTION

Disposant d'un premier prototype de cinémomètre donnant des résultats encourageants, il faut maintenant s'intéresser à la clause spécifique du cahier des charges, qui concerne l'indication à tout moment du sens de marche du véhicule considéré.

L'information du sens de déplacement du véhicule existe intrinséquement dans l'expression de l'onde reçue par l'antenne :

$$w_r = K \sin \left\{ 2 \pi F_0 \left[t - \frac{2 D_0 \pm V t \cos(\theta_0)}{c} \right] \right\} \quad (\text{II.1})$$

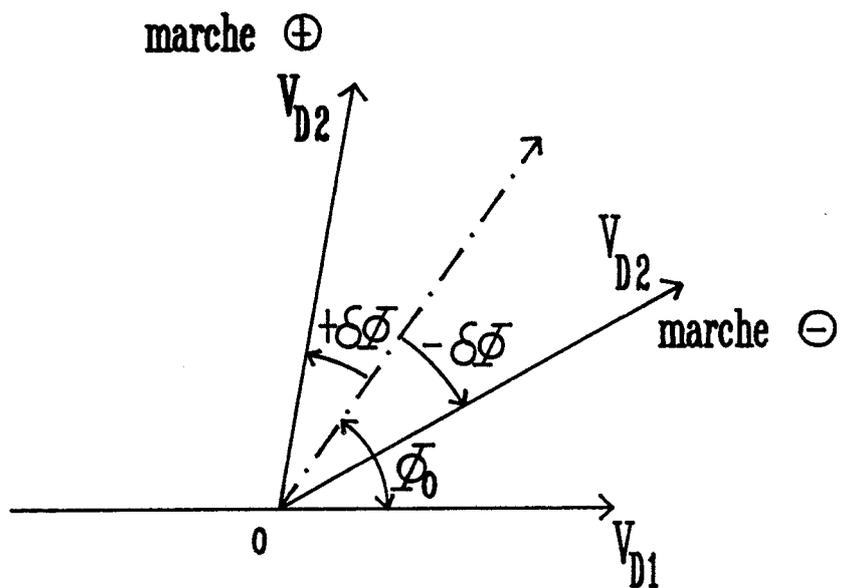
Le signe \pm dépend du sens de déplacement du véhicule.

Pour récupérer cette information, il faut mettre en oeuvre des méthodes comme par exemple [ref:1, 2, 3] :

- La méthode dite "BI-FREQUENCE", utilisant deux fréquences décalées de δF .
- La méthode dite "STEREO", mettant en jeu une source à fréquence fixe F_0 et deux circuits d'excitation et de détection déphasés électriquement.

Nous présentons d'abord les principes ainsi que les premiers résultats expérimentaux pour chacune des deux méthodes.

Notre choix s'étant porté sur la méthode "STEREO", nous décrivons la réalisation d'une maquette de tête hyperfréquence en technologie hybride, pour aboutir à la réalisation d'un deuxième prototype de cinémomètre S.N.C.F.. Ce nouveau prototype est conçu de façon à répondre à toutes les exigences du cahier des charges.



$$\Delta \bar{\phi} = \bar{\phi}_0 \pm \delta\bar{\phi}$$

Fig II.1 : Diagramme de Fresnel

II.1 METHODE BIFREQUENCE

II.1.1 PRINCIPE

Nous avons vu au cours du chapitre précédent que lorsqu'une onde hyperfréquence est émise vers le sol à partir d'un véhicule en mouvement, une partie de cette onde est renvoyée par le sol en direction de l'antenne. En effectuant le battement entre l'onde émise et l'onde réfléchiée, on recueille un signal basse fréquence dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse du véhicule.

Si au lieu d'une seule fréquence, on vient à émettre deux fréquences décalées en fréquence de δF [ref:4], on doit recueillir deux signaux Doppler V_{d1} et V_{d2} qui s'expriment par:

$$V_{d1} = A \cos \left\{ \frac{4 \pi F_0}{C} (D_0 \pm V t \cos(\theta_0)) + \psi \right\} \quad (II.2)$$



$$V_{d2} = B \cos \left\{ \frac{4 \pi (F_0 + \delta F)}{C} (D_0 \pm V t \cos(\theta_0)) + \psi \right\} \quad (II.3)$$

On peut exprimer l'écart de phase instantané par :

$$\Delta\phi(t) = \frac{4 \pi \delta F D_0}{C} + \frac{4 \pi \delta F V \cos(\theta_0)}{C} t \quad (II.4)$$

qui nous permet d'accéder au déphasage entre les deux signaux V_{d1} et V_{d2} , en effectuant la moyenne sur une fenêtre temporelle de N périodes Doppler, tel que :

$$\Delta\phi = \frac{4 \pi \delta F D_0}{C} + \frac{N \pi \delta F}{F_0} \quad (II.5)$$

On remarque que ce déphasage est constitué d'une valeur fixe plus un décalage dont le signe dépend du sens de déplacement du véhicule. Nous pouvons illustrer ce déphasage par un diagramme de Fresnel présenté figure II.1.

Nous pouvons donc utiliser cette méthode pour la détermination du sens de marche du véhicule [ref:5].

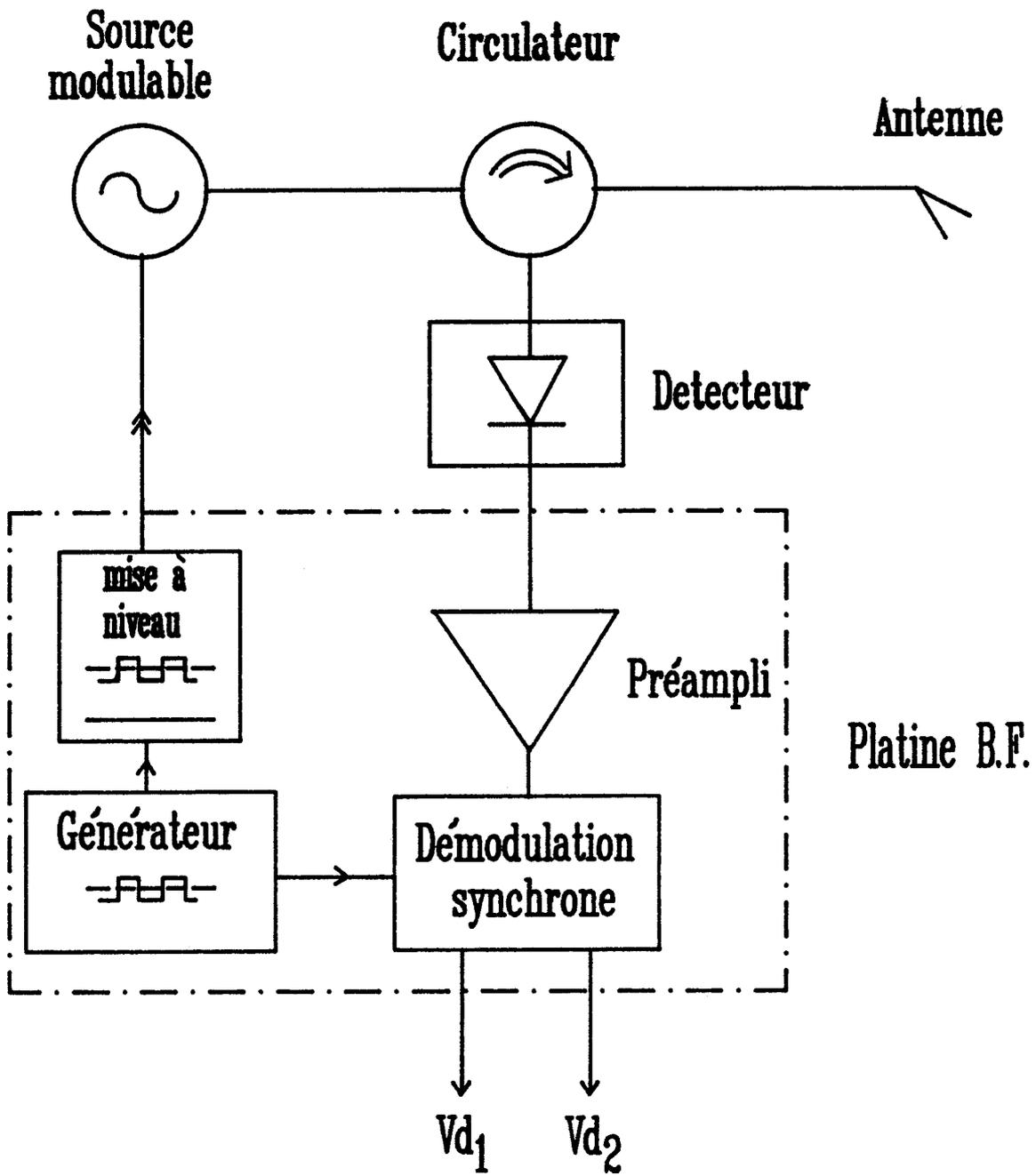


Fig II.2 : Méthode BIFREQUENCE
vérification expérimentale

II.1.2 VERIFICATION EXPERIMENTALE DE LA METHODE BIFREQUENCE

II.1.2.a Description de la maquette utilisée

Dans le but de valider expérimentalement la méthode "BI-FREQUENCE", nous avons réalisé une maquette de laboratoire à partir d'éléments discrets du commerce.

Le synoptique de montage de cette maquette est représenté sur la figure II.2. Le matériel utilisé est le suivant :

- une source modulable en fréquence (AVANTEK V.T.O. 8950), dont la fréquence moyenne est réglée à $F_0 = 10$ GHz ; l'écart de fréquence δF est proportionnel à l'amplitude de la tension crête du signal carré δV de modulation appliqué à l'entrée d'accord de la source. La puissance délivrée à chaque raie F_0 et $F_0 + \delta F$ est de l'ordre de 20 mW.

- un circulateur (NARDA), ayant une isolation de 20 dB.

- un détecteur à sortie positive (NARDA), présentant une sensibilité de 0.4 mV/ μ W et un T.O.S. de 1.8.

- une antenne plaquée d'angle d'ouverture 12°, dirigée vers le sol avec un angle d'incidence de 30° par rapport à l'horizontale.

- une platine basse fréquence (voir annexe:4), contenant :

- * un générateur de signal modulant, délivrant un signal carré à la fréquence de 50 kHz, d'amplitude variable entre 60 et 200 mV, superposé à une tension continue de l'ordre de 6V. Le décalage entre les deux fréquences d'émission δF est proportionnel à l'amplitude du signal carré avec une sensibilité de 200 MHz/V autour du point de fonctionnement de 6V.

- * un circuit de démodulation synchrone pour accéder aux deux signaux Doppler V_{d1} et V_{d2} , suivi d'un étage d'amplification. Les deux signaux sont ensuite appliqués à un phasemètre.

II.1.2.b Essais sur banc routier

Les premières mesures ont été effectuées sur un banc de simulation routier ; un tapis roulant recouvert de cailloux similaires à ceux utilisés pour les revêtements routiers est entraîné par un moteur piloté par un microprocesseur ; la vitesse du tapis est donnée par un afficheur L.C.D. avec une précision de 0.02 m/s.

L'antenne d'émission réception est fixée au dessus du tapis, ce banc permet alors de simuler le déplacement d'un véhicule circulant sur une route.

TENSION MODULATION (mV)		80	120	150	200
VITESSE 1 m/s	SENS : 1	54°	54°	70°	75°
	SENS : 2	65°	68°	80°	85°
	ECART	11°	14°	10°	10°
VITESSE 3 m/s	SENS : 1	54°	54°	72°	71°
	SENS : 2	65°	69°	87°	89°
	ECART	11°	15°	15°	18°
VITESSE 5 m/s	SENS : 1	54°	52°	66°	71°
	SENS : 2	60°	67°	86°	89°
	ECART	6°	15°	20°	18°
VITESSE 7 m/s	SENS : 1	52°	52°	62°	69°
	SENS : 2	59°	65°	84°	91°
	ECART	7°	13°	22°	22°

**Tableau II.1 : Résultats méthode BIFREQUENCE
sur banc de simulation routier**

Pour une configuration donnée de modulation et de vitesse, nous avons relevé les valeurs moyennes du déphasage pour les deux sens de marche possibles. Nous en déduisons un écart moyen de déphasage entre les deux sens $\delta\phi$.

Les résultats obtenus sur ce banc de simulation sont présentés dans le tableau II.1 ; on peut remarquer que :

- le déphasage moyen dépend peu de la vitesse.
- l'écart de phase $\delta\phi$ entre les deux sens de marche varie avec le décalage fréquentiel δF (lui même proportionnel à la tension de modulation). Compte tenu des valeurs mesurées de $\delta\phi$, il doit exister un décalage optimal entre les fréquences d'émission qui donnera un écart de phase $\delta\phi$ maximal et donc la meilleure discrimination du sens de marche.

Pour une tension de modulation de 120 mV, correspondant à un décalage fréquentiel de 24 MHz, l'écart de phase entre les deux sens est toujours supérieur à 13° , ce qui est suffisant pour discriminer le sens de marche sans ambiguïté.

II.1.2.c Essais sur site S.N.C.F.

Pour ces essais la S.N.C.F. a mis à notre disposition un tronçon de voie d'une longueur de 50 m situé dans les ateliers d'HELLEMMES, ainsi qu'un lorry.

Le matériel utilisé est celui décrit précédemment. Les signaux Doppler sont maintenant appliqués à un circuit phasemètre intégré à la platine basse fréquence. Ce circuit délivre une tension proportionnelle au déphasage entre ces signaux.

Les différents parcours simulés ont été enregistrés sur cassette pour être relus en laboratoire. L'antenne était fixée sur un support lui même monté sur le lorry, avec un angle d'incidence de 30° par rapport à l'horizontale et une hauteur voisine de 40 cm par rapport à la tête du rail.

Nous avons effectué plusieurs parcours dans chaque sens de marche, ceci pour plusieurs tensions de modulation différentes comprises entre 80 et 160 mV. Les résultats obtenus sont récapitulés dans le tableau II.2, qui nous donne pour une tension de modulation donnée la tension disponible en sortie du phasemètre, cette tension étant proportionnelle au déphasage entre les deux signaux détectés V_{d1} et V_{d2} .

TENSION MODULATION (mV)		80	120	140	160
ALLER	MINIMALE	0.5	2	2	3
	MAXIMALE	1.6	3.8	3.8	4.2
	MOYENNE	1.1	2.9	2.9	3.6
RETOUR	MINIMALE	1	- 2	- 1	- 1.5
	MAXIMALE	2.5	0.5	4.6	0
	MOYENNE	1.8	- 0.8	0.8	- 0.8
ECART MIN ENTRE 2 SENS			1.5		3

**Tableau II.2 : Résultats méthode BIFREQUENCE
sur site S.N.C.F. (lorry)**

Pour certaines valeurs de la tension de modulation (80 et 140 mV), les tensions obtenues en sortie du phasemètre lorsque le véhicule se déplace dans un sens puis dans l'autre sont parfois très voisines et il est alors très difficile voire impossible de prélever l'information sens de déplacement du véhicule.

Pour une tension de modulation de 120 mV, qui correspond à un décalage fréquentiel de 24 MHz entre les deux fréquences d'émission, dans le sens arbitraire "aller", nous avons obtenu une tension en sortie du phasemètre comprise entre 2 et 3.8 V. Dans le sens "retour", la tension est restée inférieure à 0.5 V, ce qui nous donne un écart minimum de tension entre les deux sens de marche de 1.5V.

Une tension de modulation de 160 mV donne également des résultats concluants, avec un écart minimum de 3 V entre les tensions obtenues dans les sens "aller" et "retour".

Ces essais réalisés, tant en laboratoire que sur site, montrent que la méthode "BI-FREQUENCE" permet une discrimination sans ambiguïté du sens de marche du véhicule, à condition d'adopter des configurations bien précises en ce qui concerne les conditions de modulation de la fréquence d'émission. Dans notre cas, l'application de tensions de modulation de 120 ou 160 mV correspondant respectivement à des décalages fréquentiels de 24 et 32 MHz, permet une détermination sans ambiguïté du sens de marche.

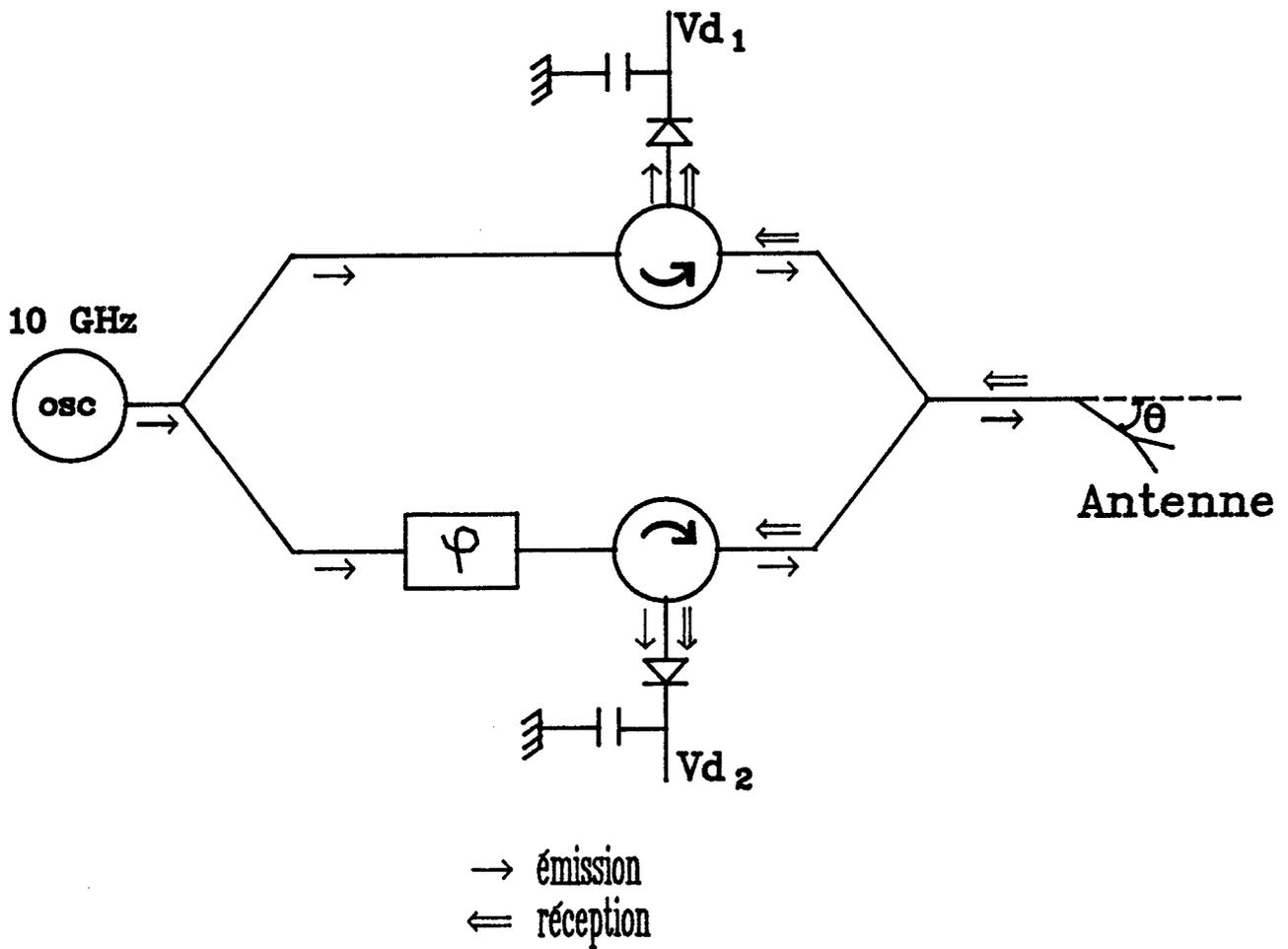


Fig II.3 : Principe de la méthode "STEREO"

II.2 METHODE "STEREO"

II.2.1 PRINCIPE

Le principe de la méthode "STEREO" est résumé par le schéma synoptique présenté figure II.3 [ref:5, 6].

L'onde provenant d'une source hyperfréquence à 10 GHz est distribuée dans deux voies, grâce à un diviseur de puissance. Chaque voie est constituée d'un circulateur associé à une cellule de détection ; un déphasage électrique de valeur Φ est introduit dans l'une des voies.

Les deux ondes déphasées de Φ sont ensuite additionnées avant d'être envoyées vers l'antenne. Le signal émis par l'antenne s'écrit :

$$W_e = A \sin(\omega t) + B \sin(\omega t + \Phi) \quad (\text{II.6})$$

ceci peut encore s'écrire :

$$W_e = D \sin(\omega t + \Phi + \gamma) \quad (\text{II.7})$$

$$\text{avec : } D = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos(\Phi)}$$

$$\gamma = \text{Arctg} \left(\frac{B - A}{B + A} \right)$$

Le signal rétrodiffusé par le sol et capté par l'antenne est réparti entre chaque cellule de détection afin d'être mélangé avec une partie du signal de source, pour nous donner les deux signaux V_{d1} et V_{d2} suivants:

$$\begin{aligned} V_{d1} &= \alpha D \cos(\pm \omega_d t + \gamma + \Phi) \\ V_{d2} &= \alpha' D \cos(\pm \omega_d t + \gamma) \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Le déphasage entre les deux signaux V_{d1} et V_{d2} est alors de $+$ ou $- \Phi$, suivant le sens de déplacement considéré.

Nous pouvons donc avoir une information sur le sens de marche du véhicule en examinant le déphasage entre les deux signaux détectés V_{d1} et V_{d2} .

TETE HYPER

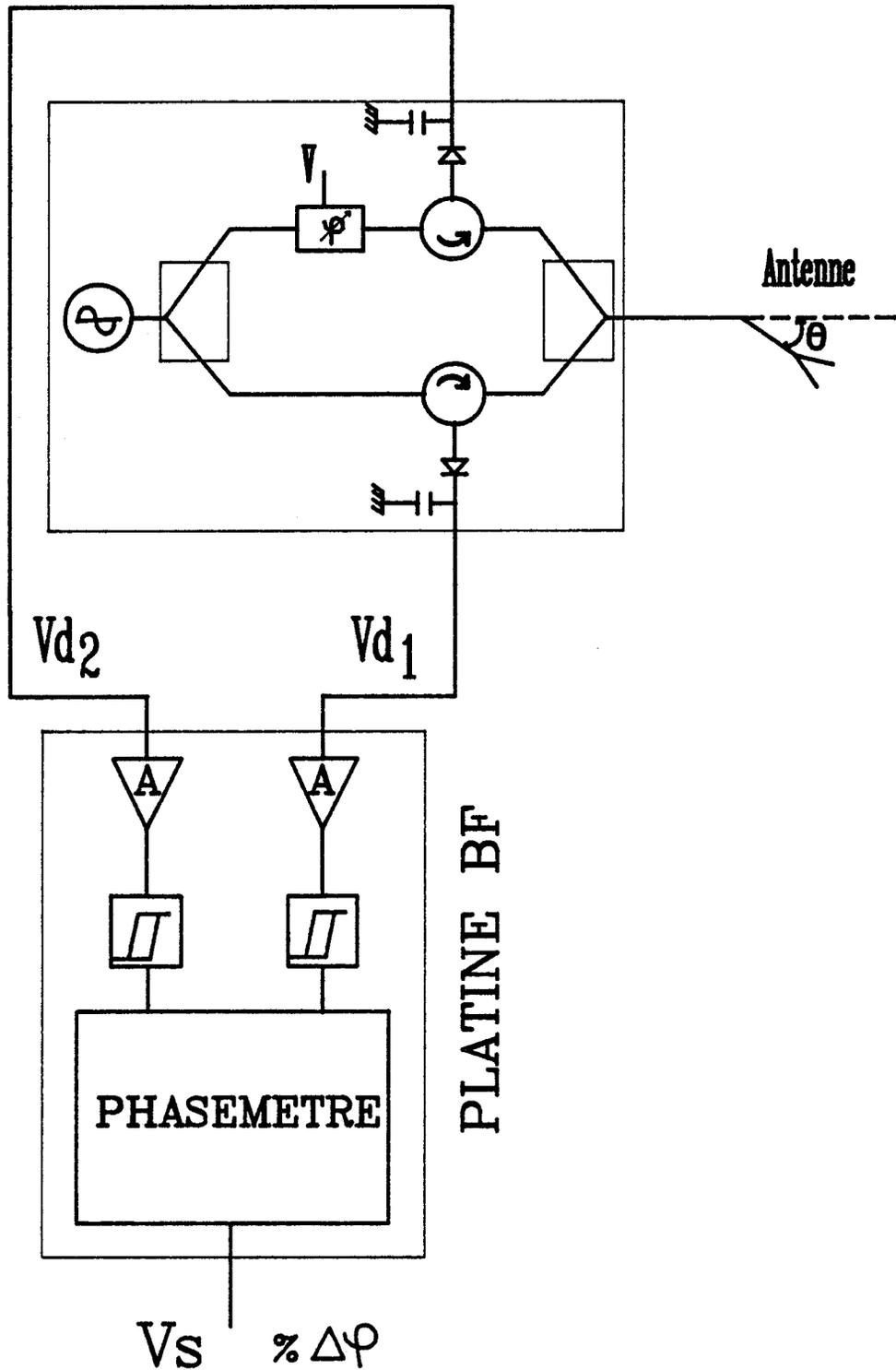


Fig II.4 : Méthode "STEREO"
Vérification expérimentale

II.2.2 VERIFICATION EXPERIMENTALE DE LA METHODE STEREO

II.2.2.a Description du matériel

Un montage a été réalisé à partir d'un assemblage d'éléments du commerce, afin de valider le principe de la méthode "STEREO". Ce montage est représenté sur la figure II.4, il comporte :

- une source (AVANTEK V.T.O. 8950) ; dont la fréquence moyenne est réglée à $F_0 = 10$ GHz et la puissance délivrée est de l'ordre de 20 mW.
- deux diviseurs de puissance de type "WILKINSON" (NARDA).
- deux circulateurs (NARDA), ayant une isolation de 20 dB et des pertes d'insertion inférieures à 0.4 dB.
- deux détecteurs appariés, à sortie positive (NARDA), présentant une sensibilité de 0.4 mV/ μ W et un T.O.S. de 1.8.
- un déphaseur variable, commandé en tension (CELTI).
- une antenne plaquée d'angle d'ouverture 12°, dirigée vers le sol avec un angle d'incidence de 30° par rapport à l'horizontale.
- la platine basse fréquence (voir annexe:4) utilisée lors des essais pour la méthode "BIFREQUENCE". Cependant, dans le cas présent :
 - * le générateur de signal carré est bloqué, il ne délivre plus que la tension continue de 6 V, appliquée à la source V.T.O 8950, et qui correspond à une fréquence de 10 GHz.
 - * le circuit de démodulation synchrone est lui aussi bloqué, on dispose alors de deux chaînes d'amplification du signal Doppler complètement séparées.
- Les deux signaux sont ensuite appliqués au phasemètre pour nous donner le déphasage moyen entre les signaux Doppler V_{d1} et V_{d2} .

II.2.2.b Essais sur banc routier

Comme précédemment (II.1.2.b), les premières mesures ont été effectuées sur le banc de simulation routier, dans des conditions similaires.

TENSION DEPHASEUR (V)		2	4	6	8
VITESSE 1 m/s	SENS : 1	- 40°	- 48°	- 62°	- 78°
	SENS : 2	+ 26°	+ 33°	+ 42°	+ 53°
VITESSE 3 m/s	SENS : 1	- 44°	- 54°	- 71°	- 88°
	SENS : 2	+ 27°	+ 37°	+ 45°	+ 62°
VITESSE 5 m/s	SENS : 1	- 45°	- 56°	- 72°	- 88°
	SENS : 2	+ 26°	+ 33°	- 42°	+ 60°
VITESSE 7 m/s	SENS : 1	- 48°	- 62°	- 77°	- 98°
	SENS : 2	- 32°	- 40°	- 48°	- 67°

**Tableau II.3 : Résultats méthode "STEREO"
sur banc de simulation routier**

Nous avons relevé le déphasage entre les deux tensions détectées en fonction de la vitesse de défilement du tapis, ceci pour plusieurs valeurs de tension appliquée au déphaseur comprises entre 2 et 8 V correspondant à des déphasages de 30° à 110°. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau II.3.

Pour des vitesses inférieures ou égales à 3 m/s, on constate une inversion du signe du déphasage suivant le sens de défilement du tapis (ex : entre -62 et +42°, pour une tension appliquée de 6 V et une vitesse de 1 m/s). De plus, dans un sens donné, la valeur du déphasage ne varie pas beaucoup en fonction de la vitesse (-62 à -71° dans le 1er sens, pour une vitesse passant de 1 à 3 m/s et une tension de 6 V).

Pour une vitesse de 7 m/s, bien que les résultats laissent apparaître une grande variation du déphasage, on ne constate plus l'inversion du signe, l'information signe du déphasage ne suffit plus pour nous donner le sens de marche du véhicule ; on doit alors s'intéresser à la valeur absolue du déphasage, qui varie d'un sens à l'autre.

En fait ce problème apparaissant pour les vitesses relativement élevées n'est pas trop gênant, car le véhicule ne peut pas changer de sens de marche sans passer par des vitesses faibles.

II.2.2.c Essais sur site S.N.C.F.

Comme pour les essais concernant la méthode "BIFREQUENCE", ces essais ont été effectués sur le tronçon de voie à HELLEMMES, le matériel étant embarqué sur le lorry.

Des problèmes de perturbation introduits par le déphaseur électrique nous ont amené à remplacer celui-ci par un circulateur associé à un court-circuit variable. Nous avons alors effectué plusieurs parcours dans chaque sens de marche possible, pour diverses positions du piston de court-circuit donc du déphasage entre les deux voies.

Ces essais sont présentés dans le tableau II.4, qui nous donne les valeurs minimales, maximales et moyennes de la tension issue du phasemètre, pour chaque sens de marche et pour quatre positions différentes du court-circuit.

Pour certaines positions du court-circuit (positions 1 et 4), on constate qu'il existe un chevauchement entre les tensions maximale dans un sens et minimale dans l'autre sens ; l'indication du sens de marche est alors impossible.

POSITION COURT CIRCUIT		1	2	3	4
ALLER	MINIMALE	- 0.2	- 3.3	2.6	- 2.2
	MAXIMALE	0.7	- 0.9	3.4	- 1
	MOYENNE	0.3	- 2.1	3	- 1.6
RETOUR	MINIMALE	- 1.6	- 0.5	- 3.2	- 1.1
	MAXIMALE	- 0.3	1	- 2.4	1.5
	MOYENNE	- 1	0.3	- 2.8	0.2
ECART MIN ENTRE 2 SENS		0.1	0.4	5	

**Tableau II.4 : Résultats méthode "STEREO"
sur site S.N.C.F. (lorry)**

Pour les autres positions (2 et 3), il n'y a pas de chevauchement ; les meilleurs résultats sont obtenus pour la 3^{ème} position où l'on obtient :

- une tension variant de 2.6 à 3.4 V pour le sens aller,
- une tension comprise entre - 3.2 et -2.4 V, dans le sens retour.

ce qui représente un écart de tension entre les deux sens considérés de l'ordre de 5 V, lequel permet de discriminer le sens de marche du véhicule sans ambiguïté.

II.3 CHOIX DE LA METHODE

Les essais menés avec les deux méthodes étudiées ont montré que la méthode "BIFREQUENCE" comme la méthode "STEREO", permettent sous certaines conditions, une détermination du sens de marche du véhicule.

Cependant, la mise en oeuvre de la méthode "BIFREQUENCE" s'avère plus délicate pour les raisons suivantes :

- utilisation de nombreux composants actifs hyperfréquences et basse fréquence : source modulable ou deux sources fixes associées à un commutateur.

- amplification large bande (500 kHz) du signal issu du détecteur, pour conserver l'information de modulation nécessaire à la démodulation synchrone.

- apparition d'une tension différentielle importante entre les deux composantes Doppler en sortie du détecteur (sans doute due à la différence de puissance de la source aux deux fréquences d'émission F_0 et $F_0 + \delta F$), ce qui oblige à éliminer la composante continue des signaux après la démodulation et qui limite le niveau d'amplification possible avant la démodulation.

De plus la faible différence de déphasage entre les deux sens nécessite un traitement plus poussé pour obtenir une information sens de marche sûre.

Avec la méthode "STEREO", les deux signaux Doppler sont issus de la même fréquence d'émission, ce qui simplifie le traitement pour accéder au déphasage entre ces signaux. De plus, on obtient en général une grande différence voire une inversion du signe du déphasage d'un sens à l'autre ; l'information sens de marche peut donc être déterminée plus facilement et avec moins d'incertitude.

Pour ces raisons, dans le cas de réalisation d'une maquette en structure micro-ruban, la méthode "STEREO" nous a semblé la plus adéquate pour l'application visée. C'est pourquoi nous développons dans la suite la réalisation d'un prototype de cinémomètre à partir de la méthode "STEREO".

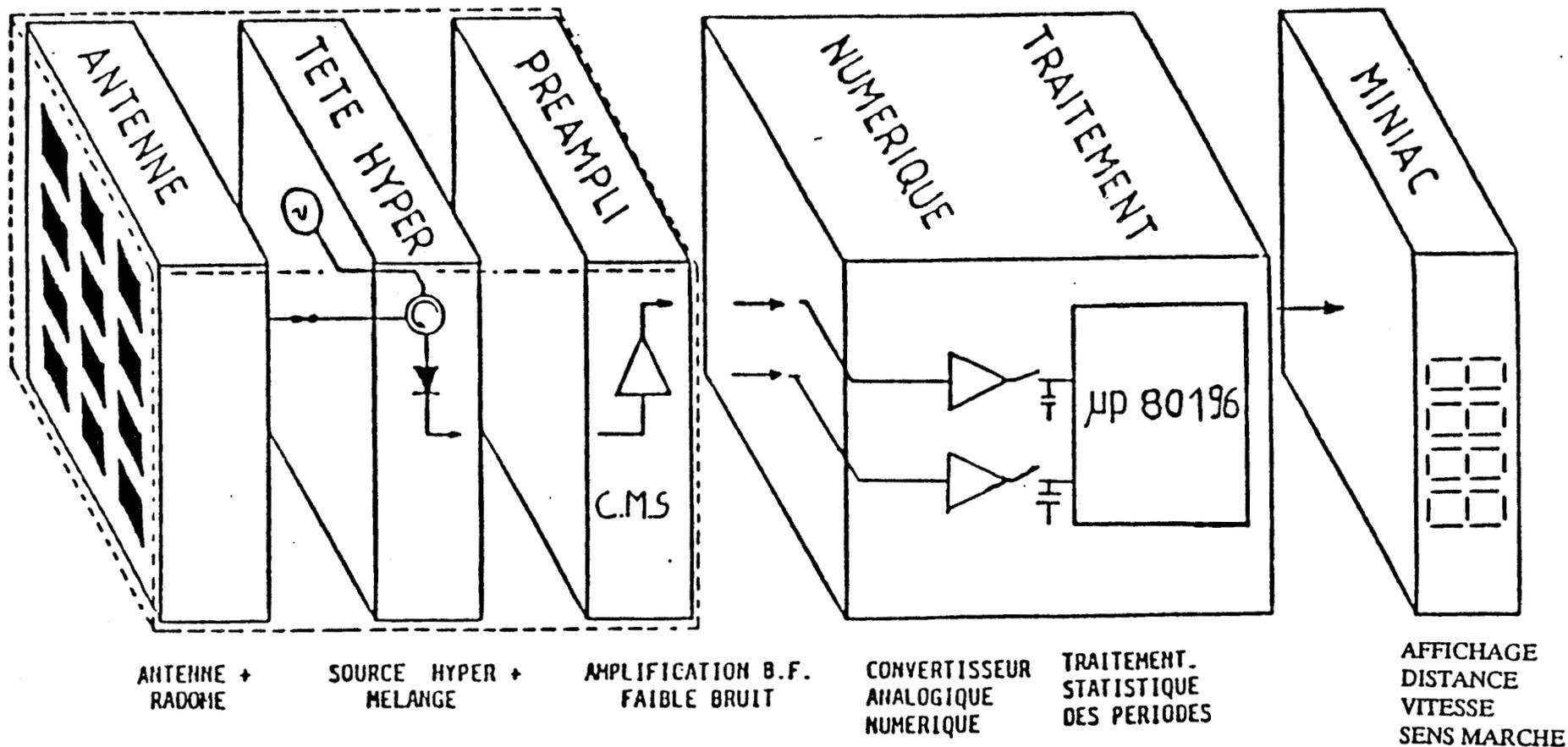


Fig II.5 : Architecture du cinémomètre S.N.C.F.
(incluant le sens de marche)

II.4 REALISATION D'UN PROTOTYPE DE CINEMOMETRE INCLUANT LE SENS DE MARCHE

II.4.1 ARCHITECTURE DU CINEMOMETRE

L'architecture globale du cinémomètre incluant la détermination du sens de marche, est sensiblement la même que celle du premier prototype. Elle est représentée figure II.5. Sur ce synoptique, on peut distinguer trois sous-ensembles distincts :

- Le capteur hyperfréquence, composé d'une antenne d'émission réception, d'une tête hyperfréquence "STEREO" et des préamplificateurs basse fréquence.
- L'unité de traitement numérique
- L'unité d'affichage des grandeurs : vitesse, distance et sens de marche.

Nous nous intéressons dans ce travail exclusivement au capteur hyperfréquence.

L'ensemble de la partie traitement de l'information et affichage des grandeurs est développée au L.R.P.E., par l'équipe de J. BAUDET [ref:13].

La carte traitement est bâtie autour d'un micro-contrôleur spécialisé 80C196, elle dispose de trois sorties :

- un signal I.S.O. qui fournit un signal carré dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse
- un signal donnant l'indication du sens de marche
- et enfin un signal de validité de l'information qui indique une défaillance possible du capteur (perte de signal Doppler, erreur sur la vitesse ou le sens de marche)

II.4.2 PRESENTATION DE LA TETE HYPERFREQUENCE

II.4.2.a Description des composants utilisés

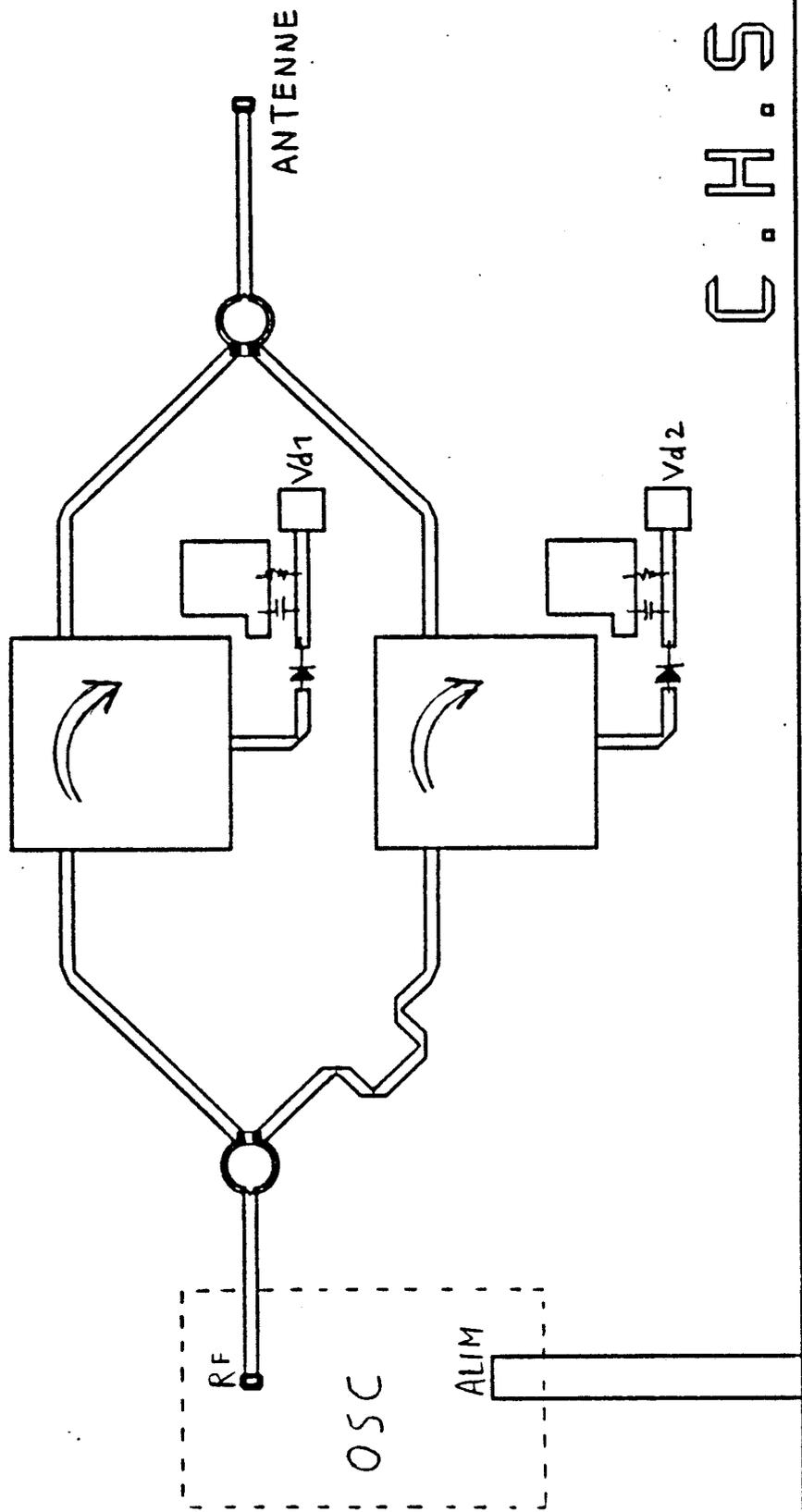
Il s'agit de réaliser l'intégration en technologie microruban des différentes fonctions que comporte la tête hyperfréquence. Le circuit a été conçu en reprenant le schéma de principe de la méthode "STEREO" (fig:II.3), il doit comporter les fonctions de base suivantes :

- 1) oscillateur microonde
- 2) circulation des ondes

75 mm

TETE DOPPLER STEREO

Fig II.6 : Implantation des composants



50 mm

C.H.S

- 3) détection
- 4) diviseur de puissance
- 5) déphaseur

1) Dans ce prototype de cinémomètre, nous utilisons une source hybride (NE 5808) délivrant une puissance de l'ordre de 20 mW à 10 GHz. Cet oscillateur utilisant un transistor à effet de champ, est stabilisé par un résonateur diélectrique qui lui assure une très bonne stabilité en fréquence (voir annexe A1).

Parallèlement, nous menons l'étude d'un oscillateur intégré monolithique, qui présente l'avantage d'un plus faible encombrement et d'un coût en production plus réduit. Cette étude fait l'objet des deux chapitres suivants.

2) Pour la circulation des ondes : onde émise vers l'antenne et onde rétrodiffusée de l'antenne vers la détection, nous utilisons des circulateurs hybrides "drop in" à ferrite, dont les caractéristiques sont :

- une isolation de 20 dB
- des pertes d'insertion inférieures à 0.4 dB
- un T.O.S. sur chaque port inférieur à 1.3

3) La détection est assurée par une diode détectrice à contact Schottky associée à un condensateur de 47 pF en parallèle avec une résistance de 47 k Ω [ref:7]. La diode est autopolarisée par le signal de source issu des pertes du circulateur.

4) La division de l'onde issue de la source dans les deux voies, ainsi que la répartition du signal rétrodiffusé dans les deux cellules de détection sont rendues possibles par l'usage de diviseurs de puissance de type WILKINSON.

5) L'insertion dans l'une des voies d'une longueur de ligne supplémentaire permet d'obtenir le déphasage Φ , nécessaire à la détermination du sens de marche. La valeur optimale de Φ , qui donne un écart maximal de déphasage entre un sens et l'autre est de $\pi/2$, ce qui impose une longueur électrique équivalente multiple de $\lambda g/4$.

II.4.2.b Réalisation d'une maquette "STEREO"

Le design du circuit microruban devant supporter les divers éléments décrits précédemment a été effectué à l'aide du logiciel de C.A.O. et D.A.O. spécialisé pour les circuits hyperfréquences "MICROS6" [ref:8].

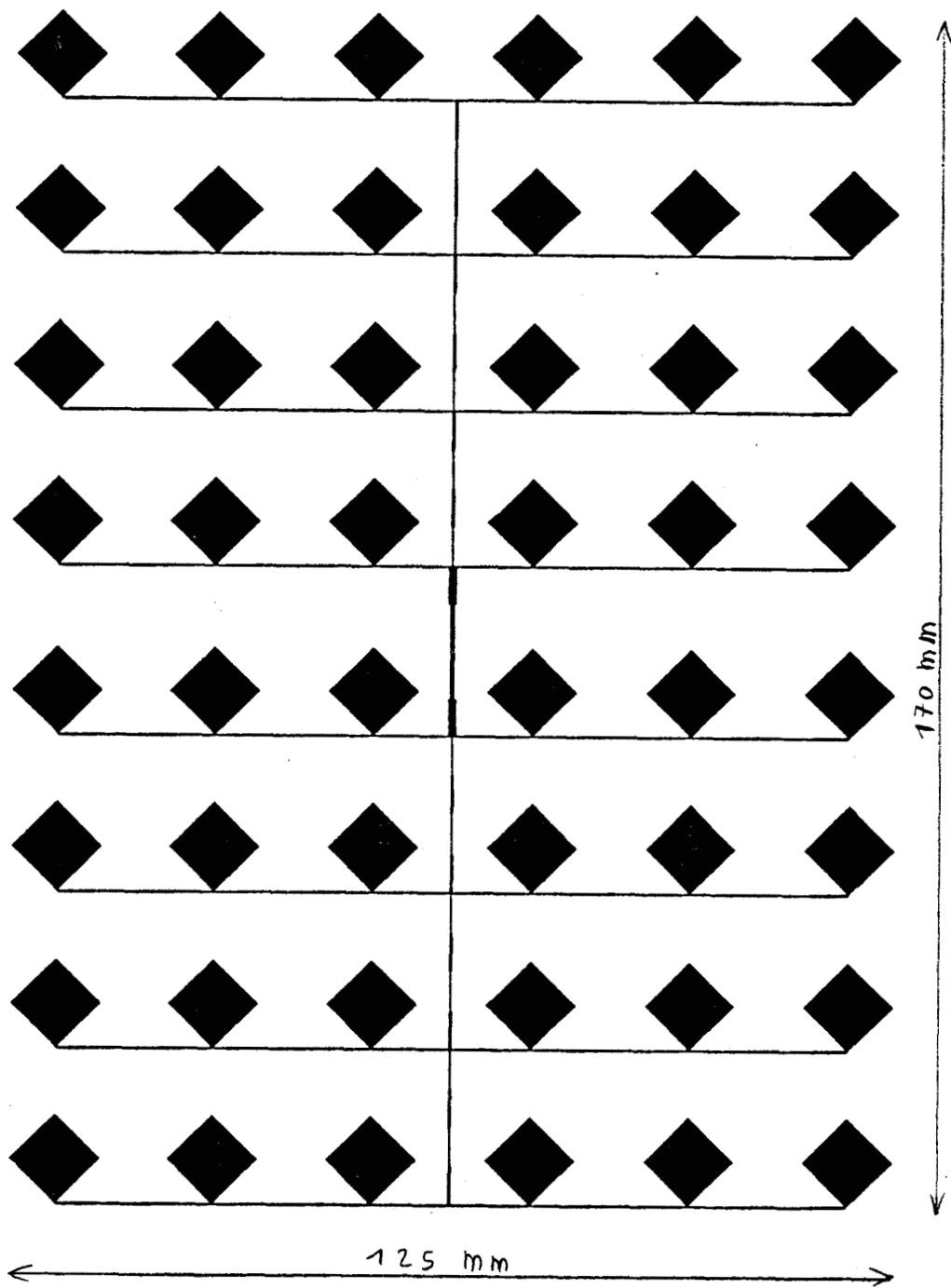


Fig II.7 : Masque antenne réseau 48 éléments

Le circuit a été réalisé sur un substrat diélectrique P.T.F.E. chargé de particules d'alumine de type Duroid 6010, dont les caractéristiques sont les suivantes :

- une permittivité relative ϵ_r de 10.5
- une hauteur de substrat H égale à 0.635 mm
- une épaisseur de métallisation t de 17.5 μm
- un facteur de perte $\tan(\delta) = 2.4 \cdot 10^{-3}$

Le schéma d'implantation des éléments, présenté sur la figure II.6, comprend :

- L'emplacement de la source, dont le boîtier est collé sur la face inférieure du plan de masse du circuit.
- L'emplacement des deux circulateurs et de la connexion d'antenne.
- Deux diviseurs de puissance de type WILKINSON optimisés, disponibles dans la bibliothèque de "MICROS". Ces diviseurs sont équilibrés par l'adjonction d'une résistance de 100 Ω , placée entre les deux voies du diviseur.
- La ligne en méandre présente dans l'une des voies, d'une longueur électrique de $3\lambda_g/4$ est à l'origine du déphasage introduit $\Phi = \pi/2$.
- Deux détecteurs utilisant une diode à contact Schottky associée à une capacité et une résistance.

Les dimensions globales du circuit sont de 75x50 mm ; une plaque de laiton d'une épaisseur de 0.8 mm est soudée sur le plan de masse du circuit pour rigidifier le circuit et pour pouvoir insérer les circulateurs hybride "drop in".

II.4.3 ANTENNE UTILISEE

L'antenne plaquée utilisée dans ce prototype est formée d'un réseau pondéré de 6x8 éléments carrés excités sur le coin [ref:9, 10, 11, 12], dont la description a été largement développée dans la thèse de G. DUMOULIN [ref:1].

Nous présentons le masque de cette antenne à l'échelle 1 sur la figure II.7. Cette antenne a été réalisée sur un substrat diélectrique de P.T.F.E. renforcé de fibres de verre de type P.2.M. TLY3, dont les caractéristiques sont :

- une permittivité relative ϵ_r de 2.35
- une hauteur de substrat H = 0.76 mm
- une épaisseur de métallisation t de 17.5 μm
- un facteur de perte $\tan(\delta) = 9 \cdot 10^{-4}$

L'antenne est alimentée par une fiche (Radiall R125630), dont l'âme centrale est soudée au point d'excitation 50Ω du réseau. Ses principales caractéristiques sont :

- une fréquence de résonance de 10 GHz
- un angle d'ouverture du lobe principal de 10° dans le plan H et de 13° dans le plan E
- un gain d'environ 20 dB
- un rapport lobes secondaires sur lobe principal L_s/L_p de -25 dB dans le plan H et de -19 dB dans le plan E

On constate que l'antenne a été largement améliorée du point de vue des lobes secondaires par rapport à celle utilisée dans le premier prototype (environ 25 dB, contre 15 dB pour le réseau de 16 éléments rectangulaires dans le plan H).

II.4.4 PREAMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE

Chacun des deux signaux Doppler V_{d1} et V_{d2} , issu de la tête hyperfréquence est appliqué à un préamplificateur basse fréquence avant d'être envoyé vers l'unité de traitement de l'information. Ce préamplificateur est représenté par son schéma électrique sur la figure II.8.

L'entrée du premier étage du préamplificateur s'effectue en différentiel afin de s'affranchir des problèmes liés aux masses différentes des circuits hyperfréquences et basse fréquence. Ce premier étage a un gain de 100, il est suivi par un étage d'amplification et de filtrage de gain 5. Un amplificateur différentiel à transistors bipolaires est utilisé pour l'étage de sortie, cet étage est caractérisé par une impédance de sortie faible (200Ω) et un gain de 2.

Globalement, le préamplificateur présente un gain de 1000 dans une bande passante de quelques Hz à 16 kHz. Le circuit comporte aussi l'alimentation stabilisée de la source hyperfréquence. Afin de réduire l'encombrement, cette platine basse fréquence est réalisée sur circuit imprimé avec une implantation des composants de type C.M.S.. Cette carte est accolée à la tête hyperfréquence afin de réduire au maximum les longueurs de liaisons.

L'ensemble tête hyperfréquence, préamplificateur et antenne est monté dans un boîtier, assurant la protection de l'antenne sans en affecter son fonctionnement et faisant aussi office de support incliné à 30° .

II.5 ESSAIS DE VALIDATION SUR SITE D'HELLEMMES

II.5.1 DESCRIPTION DES ESSAIS

Après des essais préliminaires sur le banc de simulation routier, nous avons entrepris des essais sur le site S.N.C.F. des ateliers d'Hellemmes, dans le but d'évaluer les possibilités de la maquette "STEREO" pour la détermination du sens de marche. Pour ces essais, nous avons utilisé :

- la maquette "STEREO" ainsi que l'antenne 48 éléments décrites précédemment
- deux préamplificateurs
- la partie phasemètre de la platine basse fréquence utilisée lors des essais de validation du principe de la méthode "STEREO" sur le lorry.

L'ensemble décrit ci-dessus est fixé sur le lorry et alimenté par une batterie de 12 V. L'antenne est inclinée vers le sol avec un angle d'incidence de 30° par rapport à l'horizontale.

Les deux signaux Doppler V_{d1} et V_{d2} ainsi que la tension de sortie du phasemètre sont enregistrés sur cassettes, pour un dépouillement éventuel en laboratoire.

II.5.2 RESULTATS DES MESURES SUR SITE

Nous avons effectué de nombreux aller et retour à différentes allures de marche, en simulant des arrêts et des démarrages avec des inversions de sens de marche.

Les résultats obtenus lors de ces essais sont les suivant :

- pour un sens de déplacement considéré, la tension de sortie du phasemètre varie de 0.5 à 1.7 V.
- dans l'autre sens, cette tension reste dans la gamme de -2.8 à -0.3 V.

Ces deux niveaux de tension sont suffisamment différents pour permettre une discrimination sans ambiguïté et confirment les premiers résultats obtenus sur la méthode "STEREO" (cf II.2).

Ces résultats étant concluants en ce qui concerne la détermination du sens de marche, il reste maintenant à essayer le prototype complet de capteur cinémométrique, comprenant deux têtes cinémométriques montées en configuration "JANUS" sur le même support, ainsi qu'un traitement numérique adéquat.

CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté et expérimenté deux méthodes possibles pour déterminer le sens de marche d'un véhicule.

Ayant choisi l'une d'entre elles (méthode "STEREO"), nous avons décrit la réalisation d'une maquette hyperfréquence utilisant ce principe. Puis cette maquette a été essayée sur site et a donné des résultats concluants.

Dans les chapitres suivants, nous allons nous intéresser à un élément bien précis de la tête hyperfréquence du cinémomètre : nous allons étudier et développer la réalisation d'un oscillateur intégré monolithique sur AsGa.

BIBLIOGRAPHIE DU DEUXIEME CHAPITRE

[1] G. DUMOULIN

"Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour applications ferroviaires"

Thèse docteur de l'université, Février 1989, LILLE

[2] G. DUMOULIN, L. DHALLUIN, J. VINDEVOGHEL

"Simulation et optimisation du cinémomètre S.N.C.F, détermination du sens de marche"

Rapport contrat cinémomètre S.N.C.F. phases A2-A3-A4

[3] T.M. HYL TIN, T.D. FUSCHER, H.B. TYSON

"Vehicular radar speedometer"

International automotive engineering congress, DETROIT, January 1973

[4] E.S. JAMES, L. NAGY

"Diplex radar for automotive obstacle detection"

I.E.E.E. Transaction on vehicular technology, Vol VT23, N°3, 1974



[5] P. DESCAMPS

"Etude et réalisation d'une tête hyperfréquence à effet Doppler pour l'application "détermination du sens de marche d'un véhicule""

Rapport de D.E.A., juillet 1989, LILLE

[6] L. DHALLUIN, J. VINDEVOGHEL, P. DESCAMPS, J. BAUDET

"Détermination du sens de marche d'un véhicule terrestre utilisant l'effet Doppler"

J.N.M. 1989, MONTPELLIER, Juin 1989

[7] Documentation technique Hewlett Packard :

N°969 : "An optimum zero bias Schottky detector diode"

[8] J.F. ZURCHER

"A simple and efficient program for automatizing the design and preparing the mask for microstrip circuits"

Microwellen magazin, 4/81, pp 407-409

- [9] M. EL BEKKALI
"Optimisation d'antennes plaquées pour application à un cinémomètre"
Rapport de D.E.A., Juin 1988, LILLE
- [10] M.EL BEKKALI, J.VINDEVOGHEL, G.DUMOULIN
"Antennes plaquées pour application radar Doppler"
J.N.M. MONTPELLIER, juin 1989
- [11] E.PENARD
"Etudes d'antennes imprimées par la méthode de la cavité"
Thèse 3ème cycle, université de RENNES, 1982
- [12] M. BOGUAIS, J.P. DANIEL, C. TERRET
"Deux méthodes de synthèse de réseaux d'antennes"
J.I.N.A., NICE, 1988
- [13] M. BOGUAIS
Thèse de doctorat de l'université de RENNES, Dec 1986
- [14] M. EL KOURSI, J. BAUDET, L. DHALLUIN
"Analyse de la sécurité fonctionnelle du prototype cinémomètre"
Rapport de contrat cinémomètre S.N.C.F. phase A6, 1989
- [15] C. SEMET, J. VINDEVOGHEL, J. BAUDET, M. EL BEKKALI
"Evaluation expérimentale du cinémomètre"
Rapport contrat cinémomètre S.N.C.F. phase B1"
C.H.S., L.R.P.E., 1989

CHAPITRE III

ETUDE ET REALISATION D'UN OSCILLATEUR INTEGRE MONOLITHIQUE SIMPLE

CHAPITRE III

ETUDE ET REALISATION D'UN OSCILLATEUR MONOLITHIQUE

INTRODUCTION

Il s'agit dans ce chapitre d'étudier la possibilité de réalisation d'un oscillateur intégré monolithique sur AsGa. Cet oscillateur est destiné à remplacer la source hybride utilisée dans les prototypes de cinémomètres Doppler décrits précédemment (chap I et II).

L'oscillateur monolithique doit pouvoir nous fournir une onde hyperfréquence à une fréquence de l'ordre de 10 GHz, de puissance suffisante pour effectuer la mesure de vitesse même dans des conditions d'environnement difficiles.

Il est nécessaire de prévoir une possibilité d'accord de la fréquence sur environ 300 MHz afin de pouvoir nous caler sur la fréquence de résonance des différentes antennes que nous utilisons.

De plus la stabilité de la fréquence doit être conservée dans une large gamme de température (-40° à +50°c) afin de ne pas affecter la précision du cinémomètre lors de son utilisation dans des conditions climatiques très diverses.

Dans une première partie, nous présentons quelques aspects du fonctionnement des oscillateurs microondes utilisant des transistors à effet de champ :

- Stabilité d'un quadripôle actif.
- Structures d'oscillateurs à transistor.

Dans une deuxième partie, nous décrivons les diverses étapes de conception d'un premier prototype d'oscillateur monolithique. Après une modélisation du transistor seul puis du circuit complet, nous passons à la réalisation technologique.

Dans la dernière partie nous présentons les résultats de mesures effectuées sur ce circuit ainsi que les évolutions souhaitables.

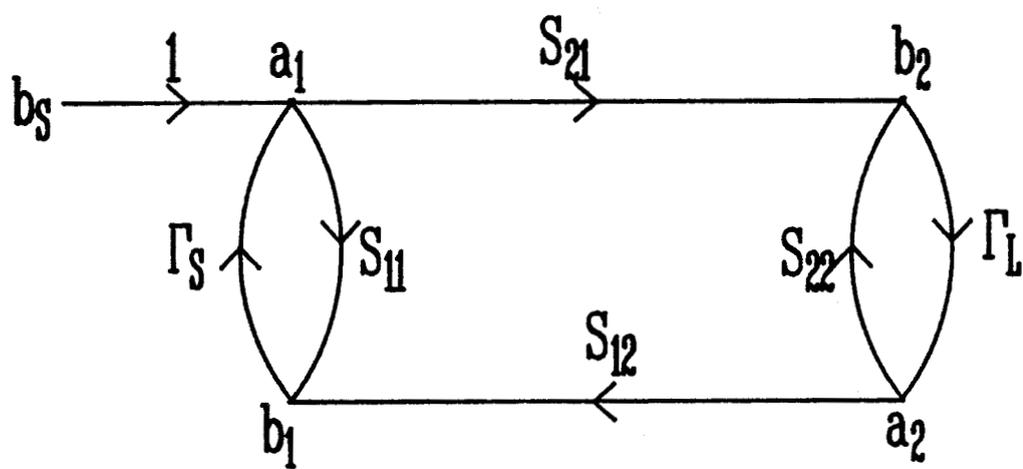


Fig III.1 : Graphe de fluence

III 1 PRINCIPES GENERAUX SUR L'OSCILLATION

III 1.1 CRITERE DE STABILITE D'UN QUADRIPOLE ACTIF

L'étude de la stabilité d'un circuit actif est nécessaire lors de la conception d'un oscillateur, du fait de sa fonction propre : générer une onde haute fréquence à partir d'une alimentation continue. Ceci ne peut se faire que si ce circuit présente une instabilité.

Le critère de NYQUIST permet de conclure sur la stabilité d'un système par l'étude de la position des pôles de la fonction de transfert en boucle ouverte du système [ref:1,2]. Cette méthode assez lourde à mettre en oeuvre pour un système hyperfréquence a été revue par LIEVELLYN [ref:3], qui a développé une théorie sur la stabilité des quadripôles. BODWAY a ensuite adapté cette méthode en décrivant le quadripôle par ses paramètres Scattering [ref:4]. D'autres méthodes dérivées ont été développées pour une utilisation dans des systèmes hyperfréquences[ref:5,6,7], notamment celle des petits carreaux [ref:8].

L'emploi généralisé des paramètres "S" dans l'analyse des circuits actifs microondes nous a amené à utiliser ce formalisme pour étudier les conditions de stabilité d'un circuit actif.

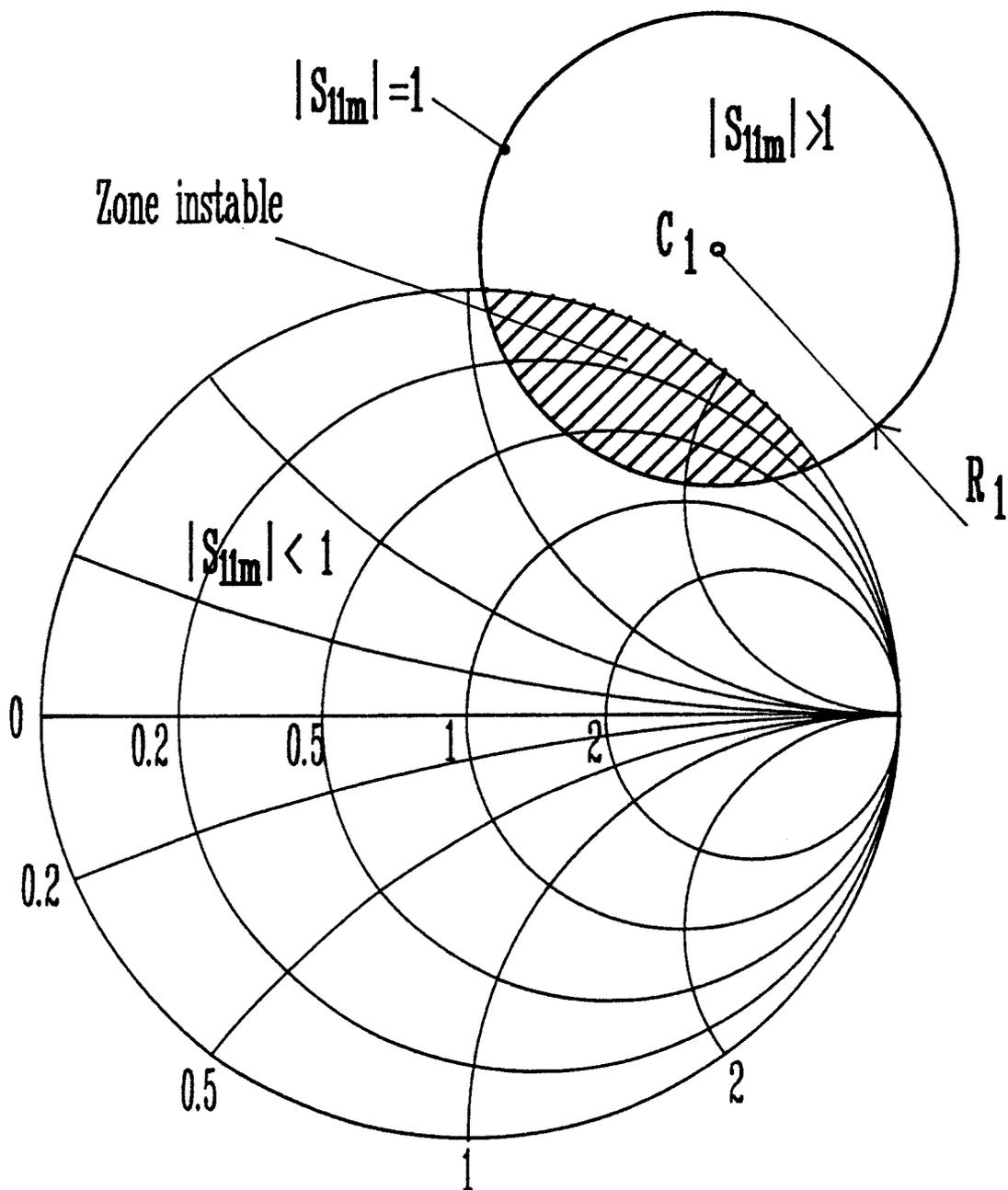
Un oscillateur à transistor peut être considéré comme un quadripôle actif chargé par une résistance R_L , que nous pouvons représenter par un graphe de fluence (fig:III.1), où Γ_L est le coefficient de réflexion de la charge, Γ_S étant celui de la source placée à l'entrée du quadripôle[ref:9,10,11].

Nous pouvons définir un dipôle équivalent de coefficient de réflexion S_{11m} égal au coefficient de réflexion présent à l'entrée du quadripôle actif chargé, tel que :

$$S_{11m} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (\text{III.1})$$

Supposons que l'on injecte un petit signal b_S , qui est issu du bruit basse fréquence de l'élément actif, le système se ramène alors à un générateur de coefficient de réflexion Γ_S associé à une charge S_{11m} . Il est clair que :

$$a_1 = b_S + b_1 \Gamma_S \text{ avec } b_1 = S_{11m} a_1, \text{ d'où :}$$



Cas où le cercle de stabilité n'inclut pas le centre de l'abaque

Fig III.2 : Cercle de stabilité
à l'entrée du quadripôle

$b_S = a_1 (1 - \Gamma_S S_{11m})$, ou encore :

$$b_1 = \frac{b_S S_{11m}}{(1 - \Gamma_S S_{11m})} \quad (\text{III.2})$$

Même si l'amplitude de l'onde b_S est très petite, il peut subsister une onde b_1 non négligeable, dans le cas où :

$$1 - \Gamma_S S_{11m} \approx 0, \text{ c'est à dire: } \Gamma_S S_{11m} \approx 1 \quad (\text{III.3})$$

Cela veut dire que le système est à même de produire un signal.

Cette équation permet de définir une condition de stabilité pour un circuit actif. Si quelle que soit l'impédance de charge le module de S_{11m} reste inférieur à 1, le quadripôle sera inconditionnellement stable en entrée. Si au contraire, pour une certaine impédance présentée en charge du quadripôle, le module de S_{11m} tend à être supérieur à 1, alors le quadripôle est potentiellement instable et risque donc de présenter une résistance négative.

On peut tracer le lieu représentatif de la condition :

$$S_{11m} = 1,$$

lorsque l'impédance de charge varie et de là, déterminer des régions d'impédances pour lesquelles le quadripôle est soit stable soit instable.

Le lieu des valeurs de Γ_L qui donnent un module de coefficient de réflexion S_{11m} présent à l'entrée du quadripôle égal à 1 est un cercle de centre C_1 et de rayon R_1 appelé cercle de stabilité en entrée (fig:III.2). Ce cercle est défini par :

$$C_1 = \frac{S_{22} - S_{11} \Delta}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_1 = \left| \frac{|S_{21}| |S_{12}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$\text{avec } \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (\text{III.4})$$

Si l'on vient à présenter un coefficient de réflexion Γ_L qui soit à l'intérieur de la zone instable du cercle de stabilité en entrée, alors le circuit est rendu instable en entrée.

On peut définir de la même façon un coefficient de réflexion en sortie lorsque l'entrée du quadripôle est fermée sur une impédance de coefficient de réflexion Γ_S . Ce coefficient, appelé S_{22m} est égal à :

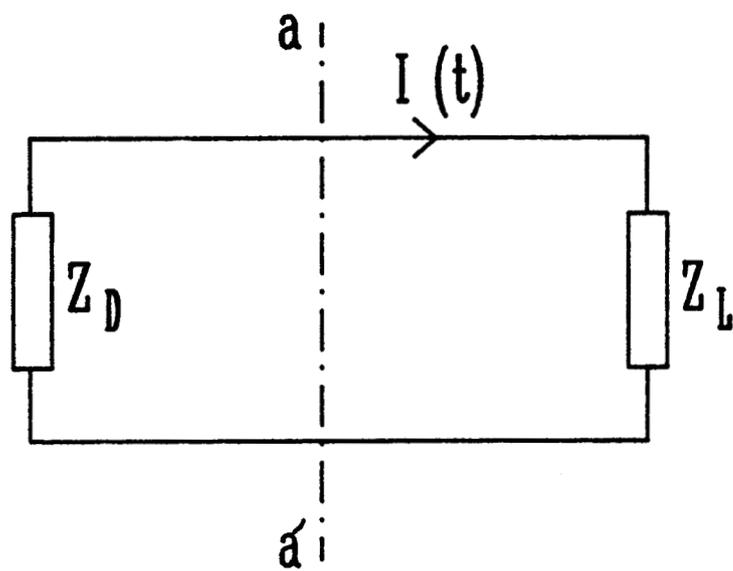


Fig III.3 : Circuit équivalent d'un oscillateur
dans un plan donné du circuit

$$S_{22m} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (\text{III.5})$$

De la même façon que précédemment, nous pouvons définir un cercle de stabilité en sortie, de centre C_2 et de rayon R_2 , représentatif de l'évolution des valeurs de Γ_S donnant un coefficient de réflexion S_{22m} vu de la sortie égal à 1, ce cercle est défini par :

$$C_2 = \frac{S_{11} - S_{22} \Delta}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_2 = \left| \frac{|S_{21}| |S_{12}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{III.6})$$

En résumé, le quadripôle sera inconditionnellement stable si :

$$|S_{11m}| < 1 \quad \text{et} \quad |S_{22m}| < 1 \quad (\text{III.7})$$

Par contre si l'un ou l'autre, voire les deux, des modules de coefficient de réflexion S_{11m} ou S_{22m} vient à être supérieur à 1 par l'adjonction d'impédances correctes à l'entrée et à la sortie du quadripôle, le quadripôle est potentiellement instable, ce qui permet alors de réaliser un oscillateur.

III 1.2 STABILITE DE L'OSCILLATION

Une fois en présence d'une résistance négative, nous pouvons analyser le circuit dans un plan donné, par exemple dans le plan de sortie du quadripôle .

Considérons le schéma équivalent (fig:III.3), où Z_L représente l'impédance de charge, Z_D l'impédance équivalente du quadripôle en sortie. L'impédance Z_L ne varie qu'en fonction de la fréquence, en revanche, Z_D peut aussi varier avec l'amplitude du courant microonde.

On peut montrer que le courant est de la forme suivante :

$$I(t) = I_0 e^{\alpha t} e^{j\omega t} \quad (\text{III.8})$$

où α et ω sont respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation propre du circuit.

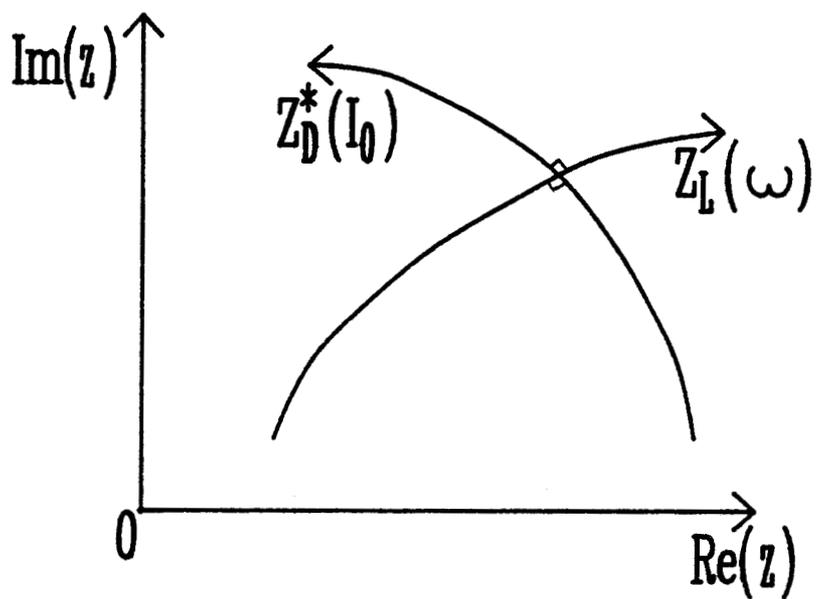


Fig III.4 : Lieu des impédances
 $Z_D^*(I_0)$ et $Z_L(\omega)$

Pour qu'une oscillation stable existe, il faut que l'amplitude de ce courant soit constante, donc : $\alpha = 0$, ce qui revient à dire, en écrivant la loi des mailles, que la somme des impédances est égale à zéro :

$$Z_T = Z_D + Z_L = R + jX = 0. \quad (\text{III.9})$$

La condition d'oscillation s'exprime donc par :

$$\begin{cases} R_D + R_L = 0 \\ X_D + X_L = 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Considérons une petite perturbation qui aura pour effet de modifier légèrement l'amplitude ainsi que la fréquence de l'oscillation. Pour que l'oscillation retrouve sa position initiale et se stabilise, chaque variation positive de l'amplitude doit être compensée par une augmentation du facteur d'amortissement, c'est à dire par une réduction de la résistance négative.

KUROKAWA [ref:12,13] a ainsi démontré que la condition de stabilité en fréquence s'exprimait par la relation :

$$\frac{\partial R}{\partial I_0} \frac{\partial X}{\partial \omega} - \frac{\partial R}{\partial \omega} \frac{\partial X}{\partial I_0} > 0 \quad (\text{III.11})$$

Cette relation est vérifiée lorsque les deux courbes représentatives des impédances $Z_D(I_0)$ et $Z_L(\omega)$ se coupent à angle droit (fig:III.4). De plus pour que la perturbation n'influence pas la fréquence, il faut aussi respecter :

$$\frac{\partial R}{\partial I_0} \frac{\partial R}{\partial \omega} + \frac{\partial X}{\partial \omega} \frac{\partial X}{\partial I_0} = 0 \quad (\text{III.12})$$

Les conditions d'obtention d'une oscillation étant maintenant définies, nous pouvons passer en revue les différentes configurations possibles pour la réalisation d'un oscillateur à transistor à effet de champ.

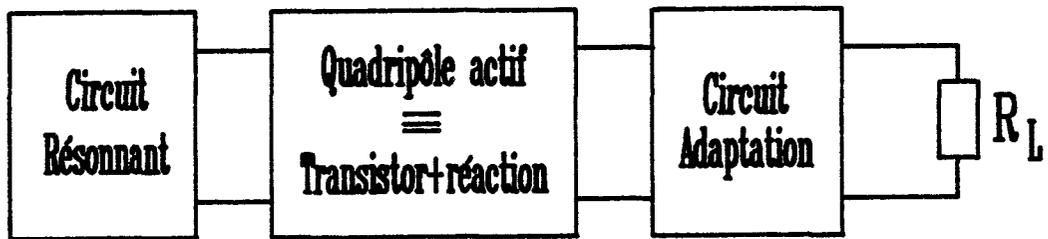


Fig III.5 : Synoptique d'un oscillateur à transistor

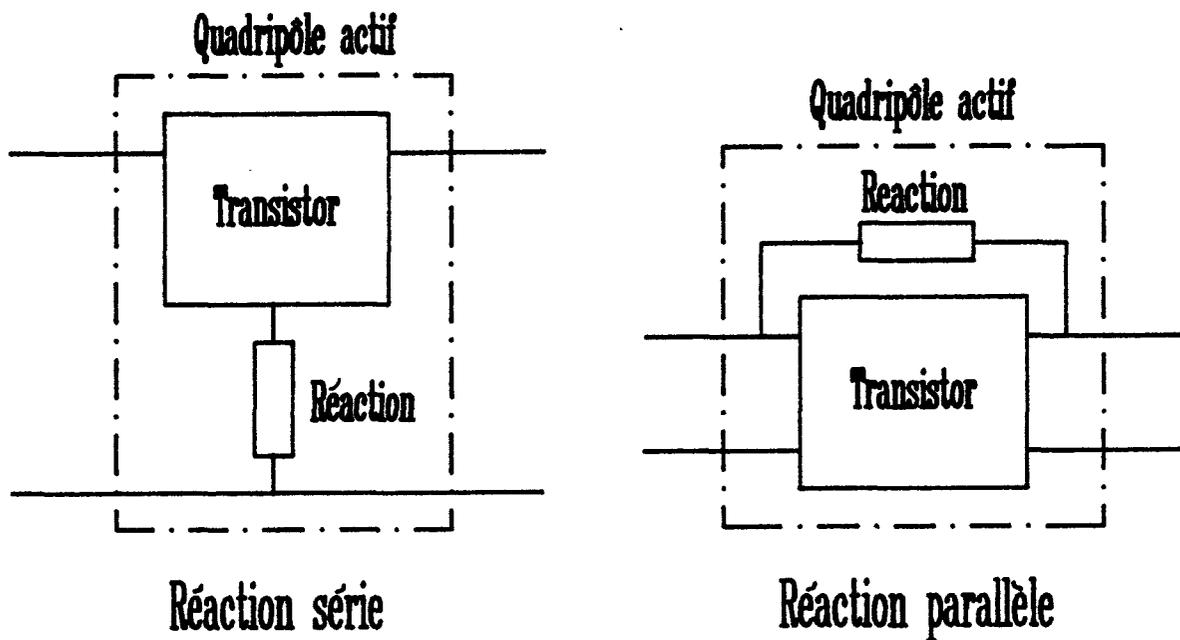


Fig III.6 : Configurations de réactions

III 1.3 STRUCTURES D'OSCILLATEURS A TRANSISTORS MESFET

Tout oscillateur à transistor à effet de champ peut se ramener à un schéma de base représenté figure III.5. La résistance négative est créée en appliquant une réaction suffisante au transistor. La fréquence d'oscillation est fixée par la fréquence du circuit résonnant placé en entrée, la puissance est quant à elle déterminée par le circuit d'adaptation entre la sortie du transistor et la charge.

L'élément de réaction peut être soit placé en série, soit en parallèle entre l'entrée et la sortie de l'étage à transistor (fig:III.6), [ref:14,15]. Le transistor peut être placé dans trois configurations différentes :

- source commune
- grille commune
- drain commun

Chacune ayant ses avantages et ses inconvénients, le choix s'effectue suivant :

- le type d'utilisation de la source:
 - * large bande ou fréquence fixe
 - * faible ou moyenne puissance
 - * isolation vis à vis de la charge (radar)

- le circuit résonnant utilisé :
 - * Y.I.G
 - * résonateur diélectrique
 - * circuit résonnant L C

- la technologie utilisée pour la réalisation :
 - * circuit hybride
 - * guide d'onde
 - * circuit intégré monolithique

1/La configuration grille commune est utilisée pour des applications faible puissance (oscillateur local), ou lorsque l'on veut une grande bande d'accord de la fréquence.

2/En montage drain commun, le gain du transistor chute lentement avec la fréquence et le facteur de stabilité est faible; il est donc aisé de faire osciller cette configuration.

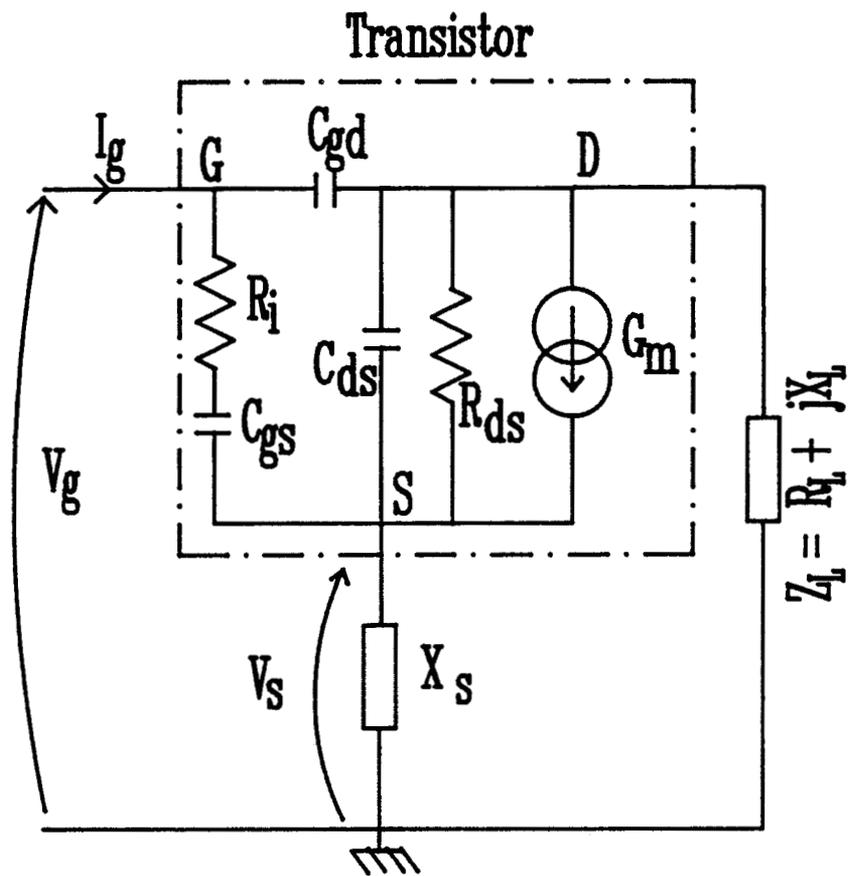


Fig III.7 : Schéma équivalent simplifié
 élément réaction X_s entre source et masse

3/Enfin la configuration source commune, principalement utilisée pour les amplificateurs, peut être aussi utilisée pour un oscillateur en insérant une réaction soit en parallèle entre la grille et le drain, soit en série entre la source et la masse. La puissance délivrée peut être assez élevée, mais avec une bande d'accord relativement faible.

Dans l'application désirée, il nous faut le plus de puissance possible ($> 10\text{mW}$), alors que la variation de fréquence peut être assez faible, puisqu'il s'agit de se caler sur la fréquence de résonance de l'antenne.

Nous nous sommes donc volontairement limités à l'étude d'un oscillateur à transistor monté en **source commune**.

III 1.4 ETUDE SIMPLIFIEE A L'AIDE DU SCHEMA EQUIVALENT

Comme nous venons de le voir, nous pouvons considérer deux éventualités :

Dans le premier cas (fig:III.7), on place **un élément réactif X_S entre la source et la masse**. Le transistor à effet de champ est représenté par un schéma équivalent simplifié, où l'on néglige les capacités C_{gd} , C_{ds} , ainsi que les résistances d'accès R_S et R_D [ref:16]. Ce transistor est chargé par une impédance $Z_L = R_L + jX_L$.

Calculons l'impédance d'entrée du montage vue de la grille, on a :

$$Z_e = \frac{V_g}{I_g} = R_i + \frac{1}{j C_{gs}\omega} + \frac{V_S}{I_g} \quad (\text{III.13})$$

Après calcul, Z_e peut se mettre sous la forme :

$$Z_e = R_i + \frac{1}{j C_{gs}\omega} + j X_S + \frac{G_m X_S}{C_{gs}\omega} + \frac{X_S (A + j B)}{[(R_{ds} + R_L)^2 + (X_L + X_S)^2] C_{gs}\omega}$$

$$\text{avec: } A = (G_m R_L - C_{gs}\omega X_S) (R_{ds} + R_L) + G_m (X_S + X_L)^2$$

$$B = -(X_L + X_S) (G_m R_L - C_{gs}\omega X_S) + (R_{ds} + R_L) (X_L + X_S) G_m \quad (\text{III.14})$$

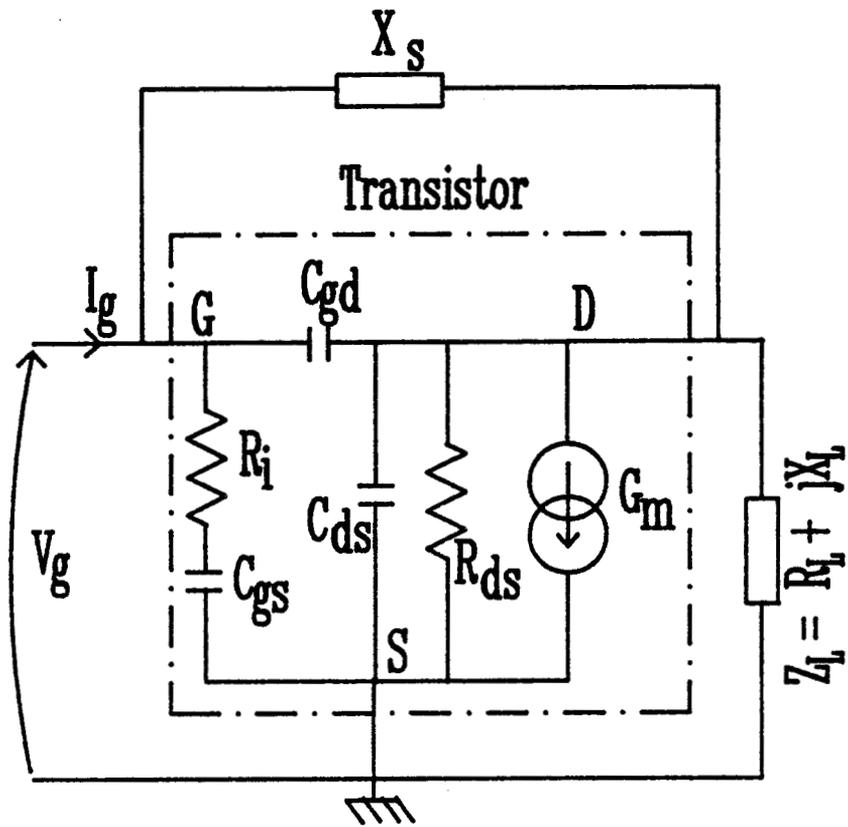


Fig III 8 : Schéma équivalent simplifié
 élément réaction X_s entre grille et drain

Pour que cette impédance présente une partie réelle négative, il faut que A soit positif, pour cela l'élément X_S doit être négatif donc capacitif.

On peut annuler B en s'arrangeant pour que $(X_S + X_L)$ soit nul, ceci implique que l'on place une impédance selfique au niveau du drain.

En se plaçant dans ce cas et en supposant que R_{ds} est très grand vis à vis de R_L , on peut donner une expression simplifiée de l'impédance d'entrée Z_e :

$$Z_e = R_i + \frac{1}{C_{gs}\omega} \left[\frac{G_m R_L}{R_{ds}} + \frac{C_{gs}}{C_S R_{ds}} + \frac{G_m}{C_S \omega} \right] - j \left[\frac{1}{(C_S + C_{gd}) \omega} \right] \quad (\text{III.15})$$

La partie imaginaire de Z_e étant capacitive, pour la compenser, nous devons présenter une impédance selfique à l'accès du drain.

Dans le second cas, on vient mettre l'élément de réaction entre la grille et le drain. Le transistor, chargé par une admittance $Y_L = G_L + jB_L$, est remplacé par son schéma équivalent en négligeant les résistances d'accès R_S et R_d . Le schéma se résume donc à celui de la figure (fig:III.8).

On peut montrer que l'impédance d'entrée Z_e du montage est de la forme :

$$Z_e = R_i + \frac{A + j B}{C + j D} \quad (\text{III.16})$$

$$\text{avec : } A = G_L + G_d$$

$$B = B_L + C_{ds}\omega + B_r$$

$$C = -[C_{gs}\omega(B_L + C_{ds}\omega + B_r) + B_r(B_L + C_{ds}\omega)]$$

$$D = C_{gs}\omega(G_d + G_L) + B_r(G_d + G_L + G_m)$$

B_r représente la capacité C_{gd} éventuellement en parallèle avec une autre capacité extérieure.

L'impédance d'entrée peut présenter une partie réelle négative lorsqu'on place une self dans l'accès du drain telle que :

$$B_r + C_{ds}\omega + B_L < 0, \text{ avec } B_L = -\frac{1}{L_d\omega} \quad (\text{III.17})$$

La partie imaginaire de Z_e est alors purement capacitive et il faut donc une self dans la grille pour la compenser. C'est cette dernière configuration que nous avons retenu pour la réalisation d'un premier prototype.

N^+	$3.4 \cdot 10^{18}/\text{cm}^3$	$0.187 \mu\text{m}$
N	$4.14 \cdot 10^{17}/\text{cm}^3$	$0.225 \mu\text{m}$
Tampon	$4 \mu\text{m}$	
Substrat AsGa	$400 \mu\text{m}$	

Fig III.9 : Couche SUMITOMO

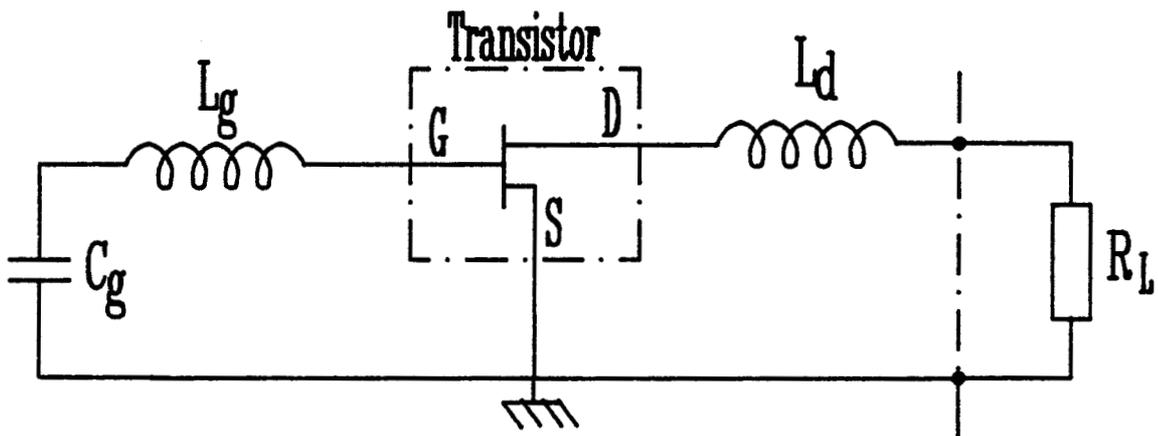


Fig III.10 : Schéma électrique de l'oscillateur

III 2 CONCEPTION DU PREMIER OSCILLATEUR

III 2.1 TOPOLOGIE RETENUE

Différentes méthodes peuvent être utilisées pour la conception d'un oscillateur à transistor. Dans le cas présent, comme nous voulons réaliser un oscillateur accordable, il n'est pas obligatoire de connaître la fréquence exacte d'oscillation, nous pouvons donc utiliser une approche linéaire en régime petit signal, pour la conception de cet oscillateur.

Cette approche permet, par la description du comportement fréquentiel des éléments du circuit, d'étudier les conditions de démarrage de l'oscillation. Pour cela, nous utilisons le logiciel "TOUCHSTONE".

La couche utilisée (fig:III.9) est une couche épitaxiée du commerce (SUMITOMO) et comporte quatre niveaux distincts :

- Une couche surdopée N^+ afin de réduire les résistances d'accès.
- Une couche active ayant un dopage N de $4.14 \cdot 10^{17}/\text{cm}^3$ et une hauteur totale de $0.225 \mu\text{m}$.
- Une couche tampon de $4 \mu\text{m}$ d'épaisseur, pour assurer l'isolation entre la couche active et le substrat.
- Le substrat semi-isolant, servant de support lors de la croissance épitaxiale des couches précédentes. Ce substrat a une épaisseur de $400 \mu\text{m}$.

Pour la réalisation de ce premier circuit intégré, nous nous sommes astreints à faire un circuit qui soit le plus simple possible.

Pour cela l'oscillateur ne comporte qu'un seul étage, la source du transistor est reliée directement à la masse (fig:III.10), ce qui nous limite à une réaction parallèle entre la grille et le drain. La sortie se fait du côté du drain.

III 2.2 MODELISATION DU TRANSISTOR

Un programme réalisé au laboratoire [ref:17], nous permet de déterminer les éléments caractéristiques du transistor pour un point de polarisation fixé, à partir des paramètres physiques de la couche utilisée ainsi que de la géométrie du transistor [ref:18,19].

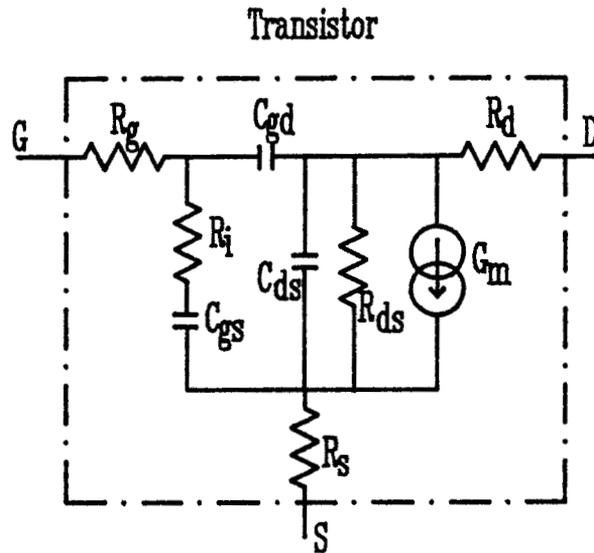


Fig III.11 : Schéma équivalent du transistor
simulation en régime linéaire

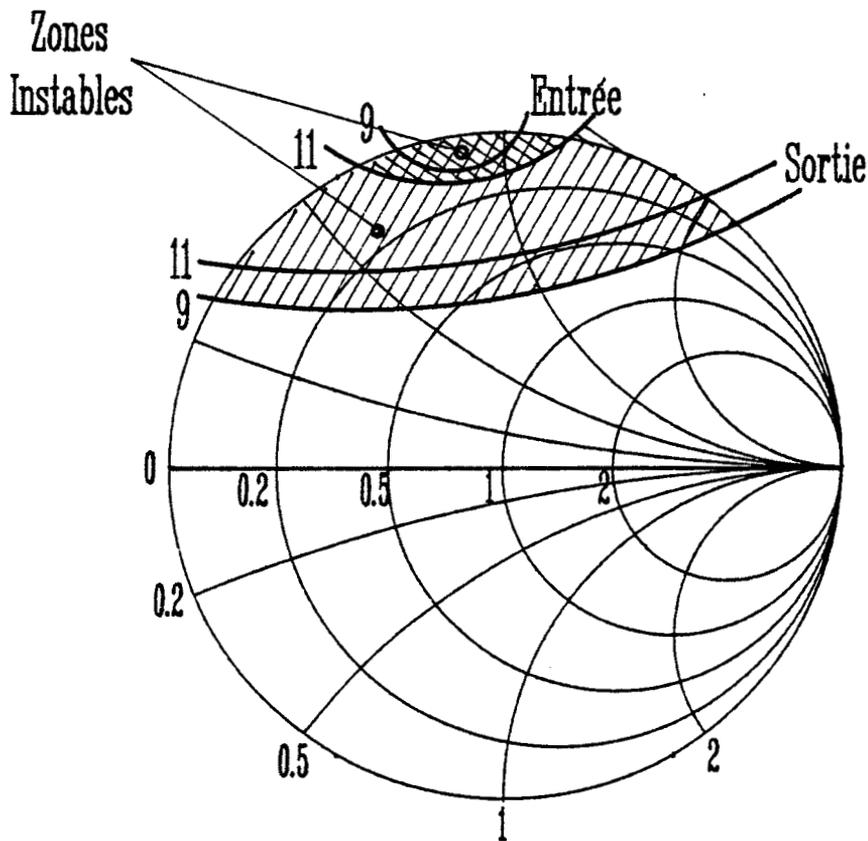


Fig III.12 : Cercles de stabilité entrée et sortie
source du transistor à la masse

Un transistor d'une largeur totale de 300 μm nous a semblé être un bon compromis pour réaliser cet oscillateur à étage unique, aussi, afin de réduire au maximum les résistances d'accès, le transistor a une structure interdigitée de quatre doigts de grilles ayant chacun une largeur de 75 μm .

Pour une tension de polarisation V_{gs} de -1V, les valeurs des paramètres du schéma équivalent présenté sur la figure III.11, sont :

- une transconductance	$G_m = 43 \text{ mS}$
- un temps de propagation sous la grille	$T_{\text{au}} = 3 \text{ pS}$
- des résistances :	$R_i = 3 \Omega$
	$R_s = R_d = 3 \Omega$
	$R_g = 1.6 \Omega$
	$R_{\text{ds}} = 190 \Omega$
- des capacités :	$C_{\text{gs}} = 0.24 \text{ pF}$
	$C_{\text{gd}} = 0.03 \text{ pF}$
	$C_{\text{ds}} = 0.07 \text{ pF}$

Ce modèle de transistor est ensuite introduit dans le logiciel de simulation et d'optimisation en régime linéaire "TOUCHSTONE".

La source du transistor étant reliée à la masse, nous définissons un quadripôle dont l'entrée se fait entre la grille et la masse et la sortie entre le drain et la masse. Le logiciel permet de calculer et de tracer les cercles de stabilité en entrée et en sortie (fig:III.12).

Nous remarquons que ce transistor possède intrinsèquement des zones instables en entrée et en sortie. Ces zones se trouvent dans la partie supérieure de l'abaque de SMITH, ce qui correspond à des impédances selfiques.

Pour ce premier circuit nous misons sur l'instabilité propre du transistor, la réaction étant alors due principalement à la capacité C_{gd} entre la grille et le drain. De plus, cela simplifie la réalisation des masques.

Il faut maintenant présenter les impédances qui conviennent au niveau de la grille et du drain, afin de réaliser un oscillateur à la fréquence désirée.

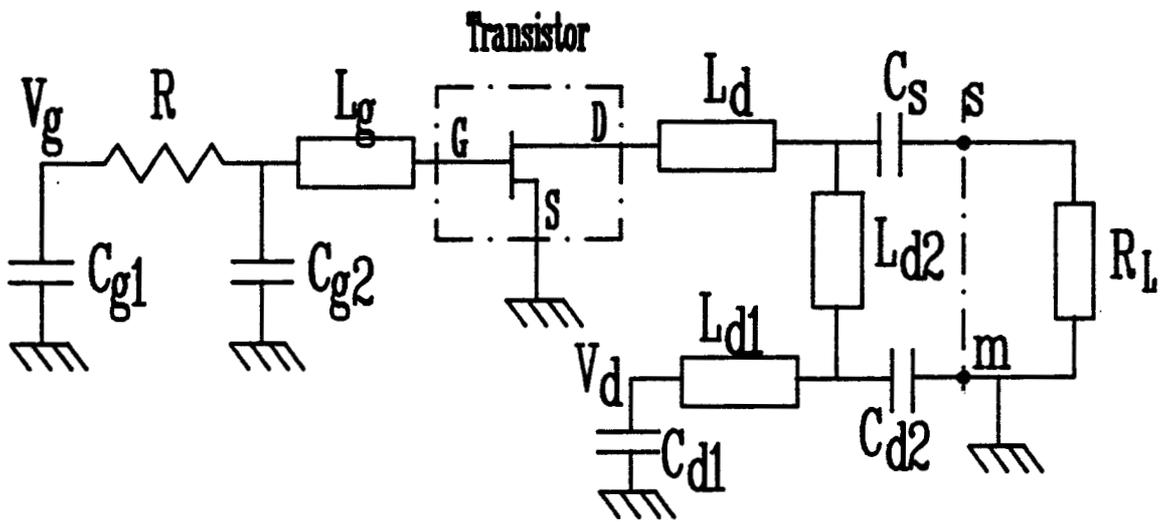


Fig III.13 : Schéma de simulation de l'oscillateur

Valeurs des éléments du schéma :

Capacités : $C = 2 \text{ pF}$, $R_{\text{serie}} = 0.7 \text{ Ohm}$

Résistance : $R = 10 \text{ kOhms}$

Lignes : largeur $W = 15 \text{ } \mu\text{m}$

Longueurs : $L_g = 733 \text{ } \mu\text{m}$

$L_{d1} = 552 \text{ } \mu\text{m}$

$L_{d2} = 512 \text{ } \mu\text{m}$

$L_d = 551 \text{ } \mu\text{m}$

Transistor : 4 doigts de $75 \text{ } \mu\text{m} \times 0.5 \text{ } \mu\text{m}$

III 2.3 OPTIMISATION DU CIRCUIT

III 2.3.a Présentation du schéma électrique.

Comme nous l'avons vu auparavant, pour obtenir une oscillation dans cette configuration, il faut placer une impédance selfique du côté de la grille ainsi que du côté du drain. Afin de pouvoir polariser la grille du transistor, une capacité est intercalée entre la self de grille et la masse, la tension continue est amenée via une résistance active. Pour polariser correctement le drain, nous plaçons deux circuits self capacité en série. Une capacité de liaison est placée en sortie du montage.

Toutes les impédances selfiques du circuit sont en fait des lignes microrubans de faible largeur, ayant une impédance caractéristique élevée [ref:20].

L'optimisation des valeurs des éléments de lignes du circuit est effectuée en utilisant le logiciel TOUCHSTONE, qui travaille en régime faible signal.

L'ensemble du schéma électrique utilisé pour la simulation de cet oscillateur est présenté sur la figure III.13. Pour simplifier encore la réalisation des masques, toutes les capacités ont été fixées à la même valeur (2 pF); de plus, toutes les lignes ont une largeur identique ($W = 15 \mu\text{m}$).

III 2.3.b Critère d'optimisation.

Cette approche linéaire appliquée au cas d'un oscillateur nous permet de calculer la fréquence approximative d'oscillation du circuit, en nous donnant une indication sur les conditions de démarrage de l'oscillation.

Cette méthode d'analyse ne tenant pas compte des non linéarités du transistor, on observe en général un décalage entre la fréquence d'oscillation obtenue en pratique et celle obtenue lors de la simulation.

L'oscillateur étant destiné à être chargé en utilisation normale par une impédance voisine de 50Ω , nous avons jugé utile pour la simulation de placer une résistance de 50Ω en sortie du montage, afin de voir si l'admittance globale présentée est négative.

L'oscillateur étant ainsi chargé, nous avons retenu les critères d'optimisation suivant:

- Une phase nulle.
- Un module de coefficient de réflexion très supérieur à 1.

Valeur des éléments		Minimale	Maximale	Nominale
TRANSISTOR	G_m	15 mS		22 mS
	T_{au}	0	6 ps	3 ps
	R_i		14 Ω	6 Ω
	R_g		7 Ω	3.2 Ω
	$R_s = R_d$		22 Ω	4 Ω
	R_{ds}	270 Ω	1000 Ω	380 Ω
	C_{gs}	0.09 pF	0.15 pF	0.12 pF
	C_{gd}	0.01 pF	0.025 pF	0.015 pF
	C_{ds}	0.01 pF	0.07 pF	0.035 pF
RESISTANCE	R	300 Ω		10 k Ω
CAPACITES	C	1.4 pF	10 pF	2 pF
	R_{sc}		2 Ω	0.7 Ω
LIGNES	LONGUEURS = VALEURS NOMINALES \pm 6 μ m			

Tableau III.1 : Sensibilité du circuit à la variation des éléments

Après plusieurs tentatives, une combinaison de valeurs respectant ces conditions a été trouvée, ces valeurs sont reportées sur le schéma de l'oscillateur (fig:III.13). Nous avons vérifié que ces conditions étaient aussi respectées dans des plans différents du circuit, notamment au niveau de la grille et au niveau du drain du transistor.

III 2.3.c Sensibilité à la variation des éléments

Les valeurs numériques des divers éléments du circuit sont en pratique obtenues avec une certaine tolérance. Afin de chiffrer leur influence sur la fréquence du signal délivré par l'oscillateur, nous avons entrepris une étude de la sensibilité du circuit en fonction de la variation de ces divers éléments.

En faisant varier un élément à la fois, nous regardons l'évolution de la fréquence pour laquelle les conditions de démarrage sont remplies, en se fixant comme limites :

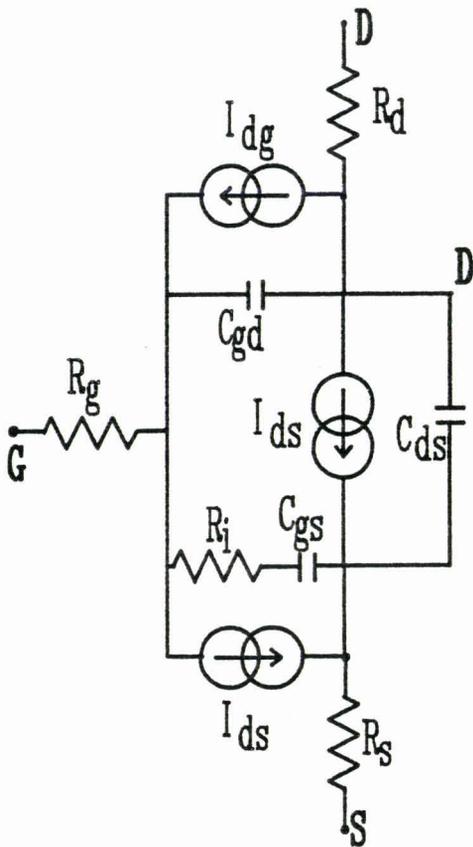
- un coefficient de réflexion supérieur à 1.8 soit 5 dB.
- ceci dans une plage de fréquence de 9.5 à 10.5 GHz.

Nous trouvons ainsi pour chaque paramètre du transistor et élément du circuit, une valeur minimale et une valeur maximale ainsi que la valeur nominale de l'élément, que nous présentons dans le tableau III.1.

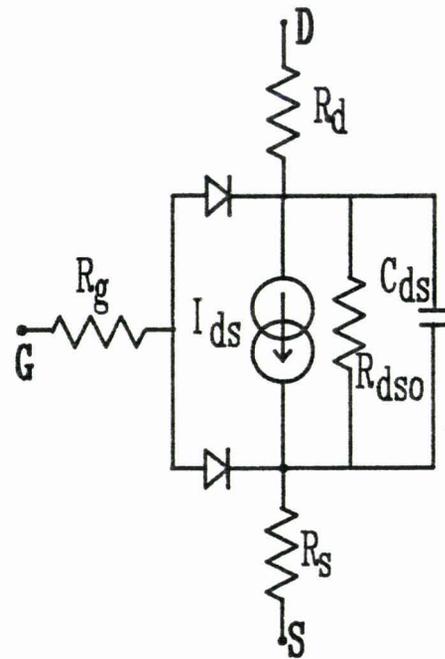
On peut noter que le fait de doubler la valeur d'une résistance ne modifie pas la fréquence pour laquelle la phase s'annule, mais entraîne une réduction du module du coefficient de réflexion.

Par contre, une variation de l'une ou l'autre des capacités du schéma équivalent du transistor engendre forcément une fluctuation de cette fréquence. Toutefois, si on se limite aux variations fixées dans le tableau, le décalage fréquentiel n'est pas trop important, par exemple, lorsque la valeur de la capacité C_{ds} double, on observe un décalage fréquentiel de 250 MHz.

Ayant déterminé les valeurs des éléments qui vérifient au mieux les conditions de démarrage de l'oscillation, il est intéressant de procéder à une analyse en régime non linéaire, afin de déterminer la fréquence et la puissance de l'oscillateur, lorsque le régime permanent est établi.



Modèle assymétrique



Modèle symétrique

Fig III.14 et 15 : Schéma équivalent du M.E.S.F.E.T.

Modèle symétrique : model = 2

$$C_{gso} = 0.34 \text{ pF}, C_{gdo} = 0.06 \text{ pF}, C_{ds} = 0.065 \text{ pF}$$

$$A_0 = 0.072, A_1 = 0.06, A_2 = 0.004, A_3 = -0.002$$

$$V_{dso} = 3V, R_{dso} = 250 \text{ Ohms}, V_{BI} = 0.7V$$

$$R_g = 1.6 \text{ Ohm}, R_s = R_d = 2 \text{ Ohms}, \text{Tau} = 3 \text{ ps}$$

$$E_g = 1.3, I_s = 5 \cdot 10^{-12}, N = 1.3$$

III 2.4 SIMULATION DU CIRCUIT EN REGIME NON LINEAIRE

Si avec la méthode d'analyse d'un circuit en régime petit signal, il est rapide de déterminer la fréquence approximative d'oscillation, en contre-partie nous n'avons aucune indication quant à la puissance disponible en sortie. C'est pourquoi il est bon de passer à une étude de l'oscillateur en régime temporel, en prenant en compte les non linéarités du transistor [ref:21,22].

Nous utilisons pour effectuer cette simulation un logiciel spécialisé microondes "Microwaves SPICE". L'ensemble du circuit électrique est décrit sous forme nodale, les éléments non linéaires (diodes, transistors) sont décrits par des équations différentielles liant les tensions et courants dans ces éléments.

Le logiciel permet la résolution dans le domaine temporel de ces équations différentielles et ainsi de déterminer l'évolution des tensions en chaque point du circuit.

Connaissant la forme de la tension de sortie de l'oscillateur, nous pouvons en déduire sa fréquence d'oscillation et sa puissance de sortie [ref:23].



III 2.4.a Modélisation du transistor en régime non linéaire.

Le logiciel dispose de deux modèles pour le transistor MESFET (fig:III.14 et fig:III.15) [ref:24,25]. Pour cette étude, nous avons choisi le modèle de Curtice symétrique, dans lequel les jonctions grille-source et grille-drain sont caractérisées par des expressions de la forme :

$$I_{gs} = I_s \left(e^{-\frac{q V_{gs}}{n k T}} - 1 \right) \quad (\text{III.18})$$

Les deux principales non linéarités du transistor sont dues aux variations du courant drain et de la capacité C_{gs} en fonction de la tension V_{gs} [ref:26,27].

Le courant drain du transistor est traduit par une expression analytique polynomiale d'ordre 3 en fonction de la tension V_{gs} , telle que :

$$I_{ds} = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \tanh(\Gamma V_{ds})$$

où : $V_1 = V_{gs} (1 + \beta (V_{dso} - V_{ds}))$ (III.19)

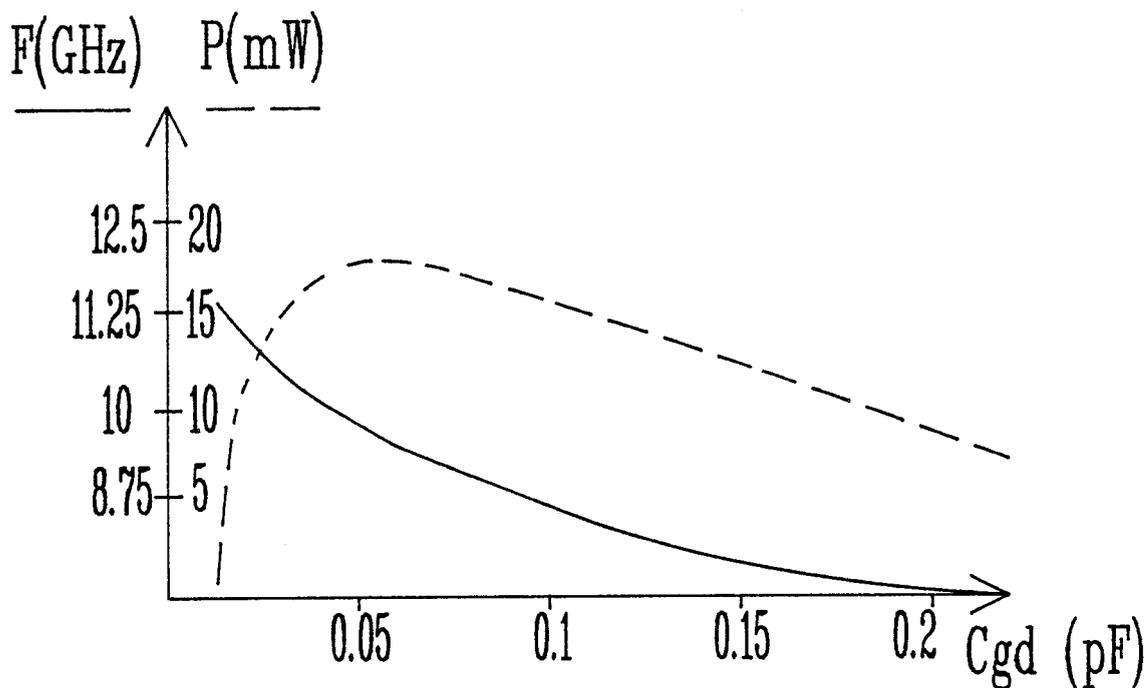


Fig III.16 : Variations de P et F en fonction de C_{gd}

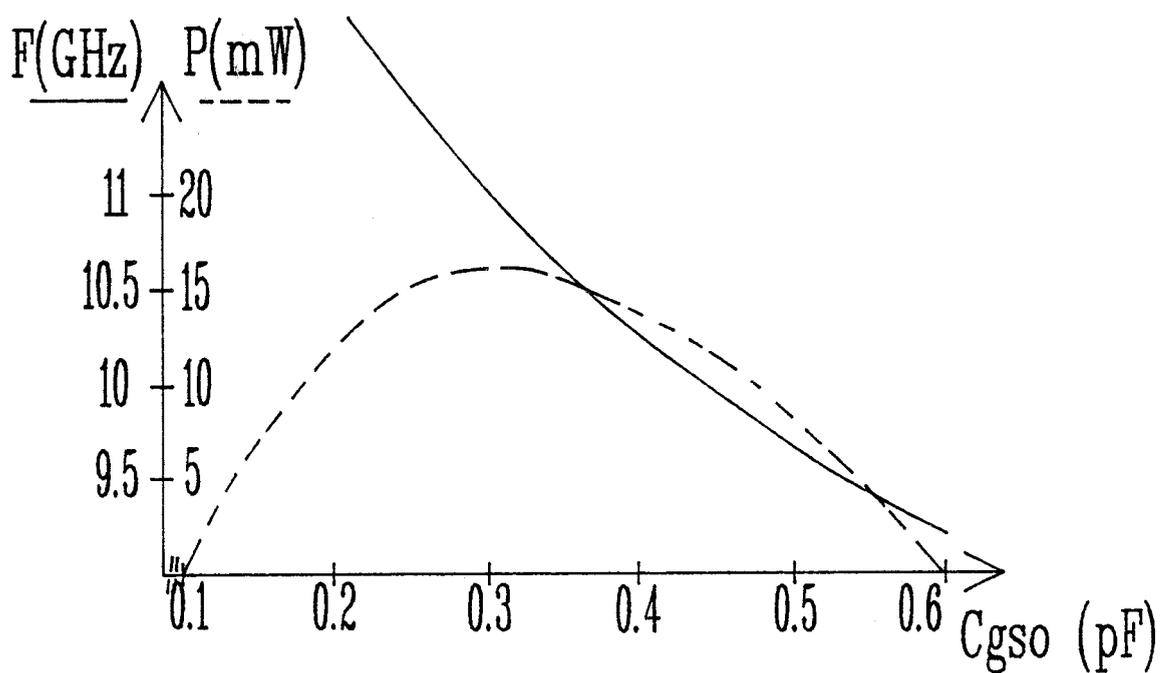


Fig III.17 : Variations de P et F en fonction de C_{gso}

Les coefficients A_i , et β sont déterminés afin d'obtenir un courant I_{dSS} de 70 mA ainsi qu'une tension de pincement V_p de l'ordre de -1.5 V.

Dans la zone des tensions V_{gs} négatives, l'évolution de la capacité C_{gs} est donnée par l'équation:

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{BI}}}} \quad (\text{III.20})$$

où $V_{BI} = 0.8$ V, C_{gs0} étant la capacité C_{gs} à tension nulle, telle que $C_{gs0} = 0.3$ pF.

Les valeurs numériques des paramètres du modèle sont reportées sur le schéma équivalent (fig:III.15).

III 2.4.b Simulation de l'oscillateur.

Le schéma électrique de l'oscillateur a été transposé sur "SPICE", en remplaçant le transistor par son modèle défini précédemment. Les tensions de polarisation (3 V pour le drain et -1 V pour la grille du transistor), sont appliquées aux endroits prévus à cet effet dans le circuit.

Une perturbation est créée artificiellement en injectant une impulsion de courant dans la grille du transistor. La simulation se fait sur un intervalle de temps d'environ 10 ns, ce qui permet d'observer le régime transitoire et une bonne partie du régime établi; nous pouvons ainsi en déduire la fréquence et la puissance de l'oscillation.

Nous avons ensuite étudié les variations de puissance et de fréquence de l'oscillateur en fonction de plusieurs paramètres du circuit. Il est clair que plus les résistances R_s , R_d , R_g ou encore R_{sc} (résistance parasite série des capacités), sont importantes plus la puissance diminue.

A une tension de polarisation V_{gs} donnée ($V_{gs} = -0.8$ V), lorsque la valeur de la capacité C_{ds} croît, la fréquence et la puissance décroissent.

Pour la capacité C_{gd} (fig:III.16), la puissance passe par un maximum pour une valeur de C_{gd0} voisine de 0.06 pF, alors que la fréquence diminue constamment.

Il en va de même pour la capacité C_{gs} (fig:III.17), où la puissance est maximale pour une valeur de C_{gs0} de l'ordre de 0.3 pF.

D'après la courbe (fig:III.18), on constate que la valeur des capacités du circuit n'est pas critique, et qu'il vaut même mieux avoir une capacité supérieure à 2 pF, pour assurer un meilleur découplage des tensions d'alimentation du circuit.

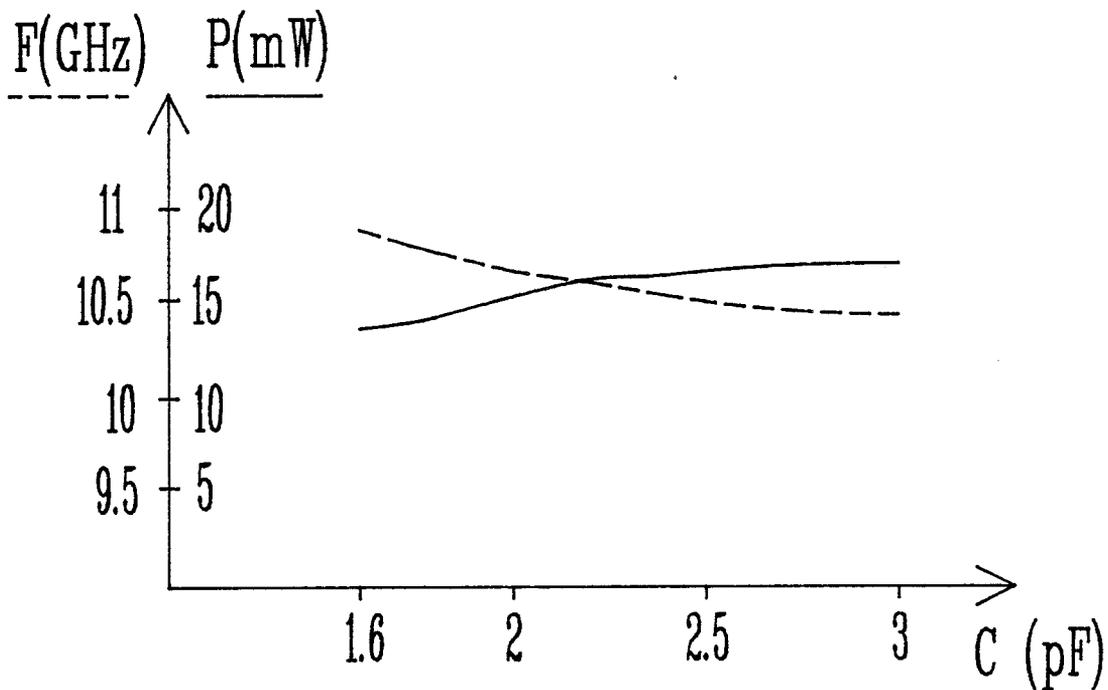


Fig III.18 : Variations de P et F en fonction de C

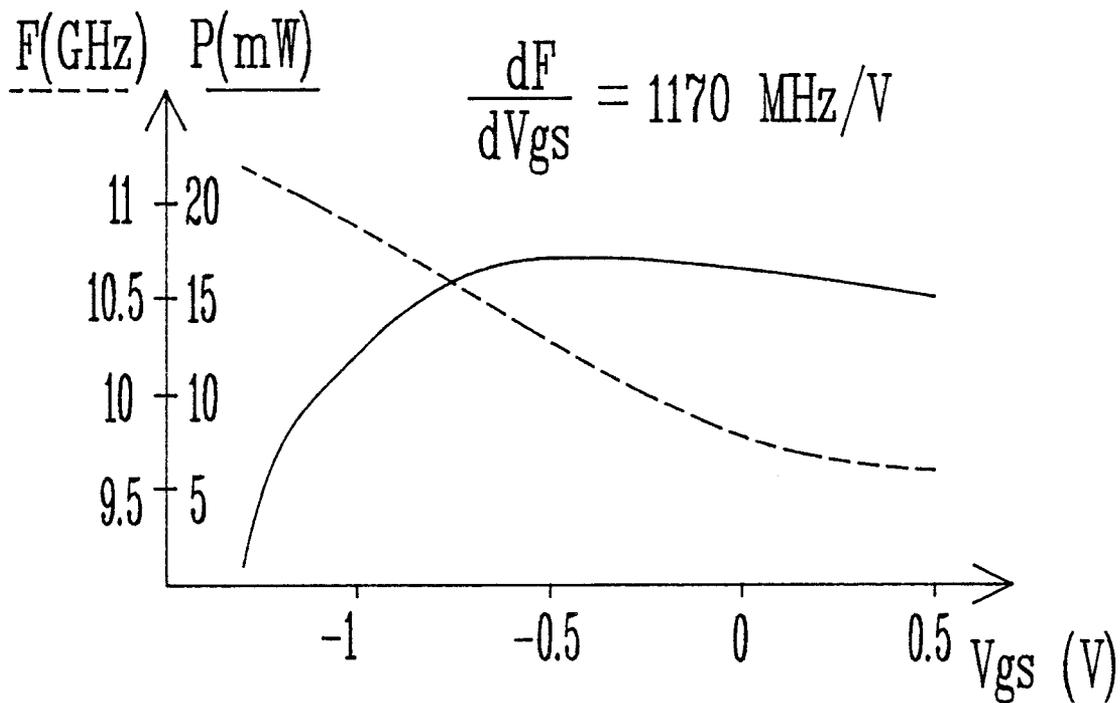


Fig III.19 : Variations de P et F en fonction de V_{gs}

Sur la courbe (fig:III.19), on peut remarquer une bonne linéarité dans la commande de la fréquence de l'oscillateur en fonction de la tension V_{gs} , pour des tensions V_{gs} comprises entre -0.6 et -0.2 V, tout en ayant une puissance quasiment constante. On a donc une plage d'utilisation de l'oscillateur, pour laquelle la puissance est supérieure à 15 mW, d'environ 400 MHz, ceci avec une sensibilité de 1100 MHz/V.

L'oscillateur ainsi simulé correspond aux cahier des charges, qui nous fixait une bande d'accord de 300 MHz avec une puissance d'au moins 10 mW. Nous pouvons à présent passer à la réalisation technologique de l'oscillateur.

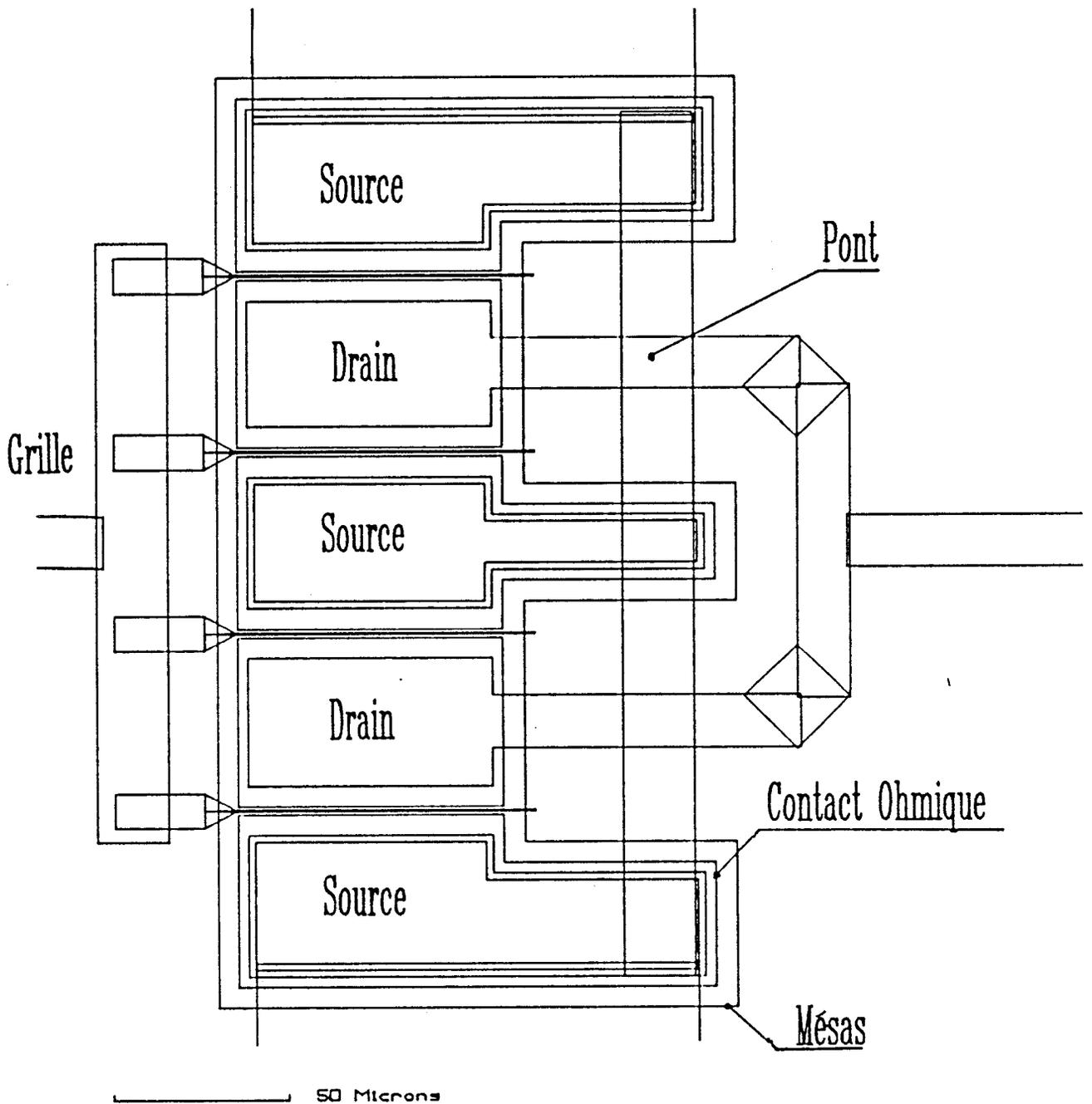


Fig III.20 : Transistor à structure interdigitée
4 doigts de $75 \mu\text{m} \times 0.5 \mu\text{m}$

III 3 REALISATION TECHNOLOGIQUE MONOLITHIQUE

III 3.1 CONCEPTION DES MASQUES

La topologie du circuit étant figée, il nous faut concevoir les divers masques qui seront utilisés lors de l'élaboration du circuit intégré.

Chaque masque correspondant à une opération technologique est d'abord entré sous forme de contours à l'échelle 10 sur un micro-ordinateur, à l'aide du logiciel "MYCENE" [ref:28] élaboré au laboratoire. Chaque contour est ensuite décomposé en pavés élémentaires afin d'être lu par le photocomposeur. Après réduction et photorépétition, nous obtenons le masque définitif permettant la fabrication simultanée de plusieurs circuits.

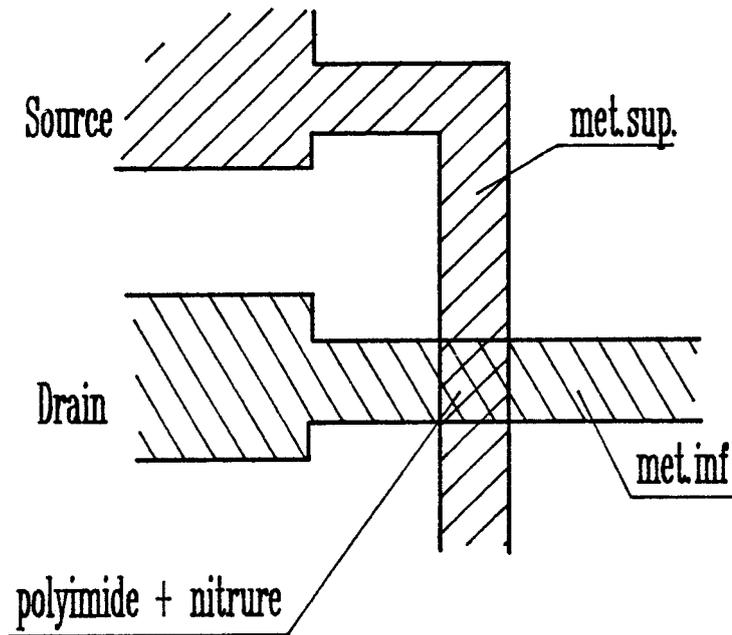
Pour la réalisation du circuit oscillateur, il nous faut définir 8 masques différents, auxquels il faut rajouter un masque pour le niveau de grille. Ce dernier est traité séparément afin d'être rendu compatible avec le masqueur électronique qui est utilisé lors de la réalisation des grilles des transistors.

Nous nous proposons maintenant de passer en revue les divers composants utilisés dans le circuit, et pour chacun, d'en décrire les différentes étapes technologiques nécessaires à son élaboration.

III 3.2 TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

Le transistor de base est constitué de deux contacts ohmiques jouant le rôle de drain et de source, entre lesquels on place un contact Schottky qui forme la grille.

Pour limiter les résistances d'accès du transistor, qui sont critiques dans le fonctionnement de l'oscillateur, nous avons choisi de réaliser un transistor ayant une structure interdigitée de quatre doigts de grilles. Cette géométrie (fig:III.20) nécessite l'utilisation de ponts entre les différents contacts de source du transistor.



Pont : vue de dessus

métallisation supérieure	
nitrure	0.16 μm
polyimide	0.5 μm
métallisation inférieure	
Substrat AsGa	

Pont : coupe

Fig III.21 : Détail d'un pont

Les principales étapes technologiques nécessaires à sa réalisation sont dans l'ordre:

1/Une attaque MESA, qui consiste en un décapage sélectif de la couche active, autour de la zone du transistor, pour arriver au niveau de la couche tampon en dehors de cette zone. Vu la hauteur relativement importante de la couche active, cette attaque est effectuée en deux fois, à l'aide de deux masques distincts, afin d'avoir une descente progressive des grilles.

2/Le dépôt des contacts ohmiques de source et de drain se décompose en une évaporation sous vide d'un eutectique AuGe, suivi d'une pulvérisation de Nickel, puis d'un "lift off" pour supprimer la métallisation en excès. La plaquette est ensuite mise au four pour subir un recuit, qui conditionne la qualité du contact ohmique.

3/Un premier "recess" est effectué entre les plots des contacts de drains et de sources, sur une profondeur de $0.27 \mu\text{m}$. On dépose ensuite une fine couche ($0.03 \mu\text{m}$) de nitrure.

4/Le deuxième "recess", effectué pour obtenir la hauteur de canal désirée, est réalisé suivant le masquage de définition des grilles, qui est lui effectué au masqueur électronique. On vient ensuite déposer la métallisation de grille, faite de Titane Platine Or d'une épaisseur de $0.4 \mu\text{m}$, sur la couche N dégagée auparavant. Après "lift off", puis un recuit, nous obtenons les contacts Schottky, qui forment la grille.

5/Une couche de polyimide d'une épaisseur de $0.5 \mu\text{m}$ est déposée pour assurer la protection des grilles ainsi que le support des métallisations des ponts.

6/Les ponts métalliques entre les divers plots de sources sont réalisés en métallisation supérieure et passent au dessus des lignes d'arrivées aux drains.

Au niveau de ces ponts, nous avons deux métallisations séparées par une succession de couches d'isolant (1 couche de polyimide + une couche de nitrure), ce qui forme une capacité parasite entre drain et source. Nous pouvons identifier cette capacité à deux capacités en série (fig:III.21). La permittivité relative du polyimide étant de 3.5, la capacité C_2 est égale à 25 fF; celle du nitrure étant de 7.5, C_1 est égale à 166 fF. La capacité globale équivalente à un pont est alors égale à 22 fF [ref:29].

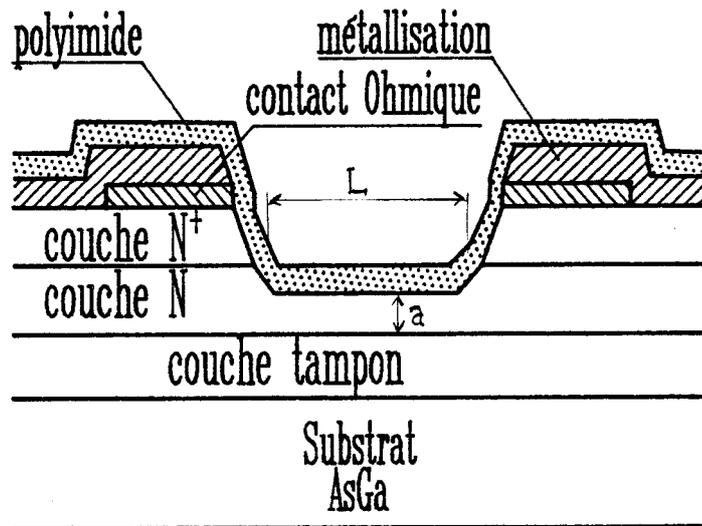


Fig III.22 : Détail d'une résistance active

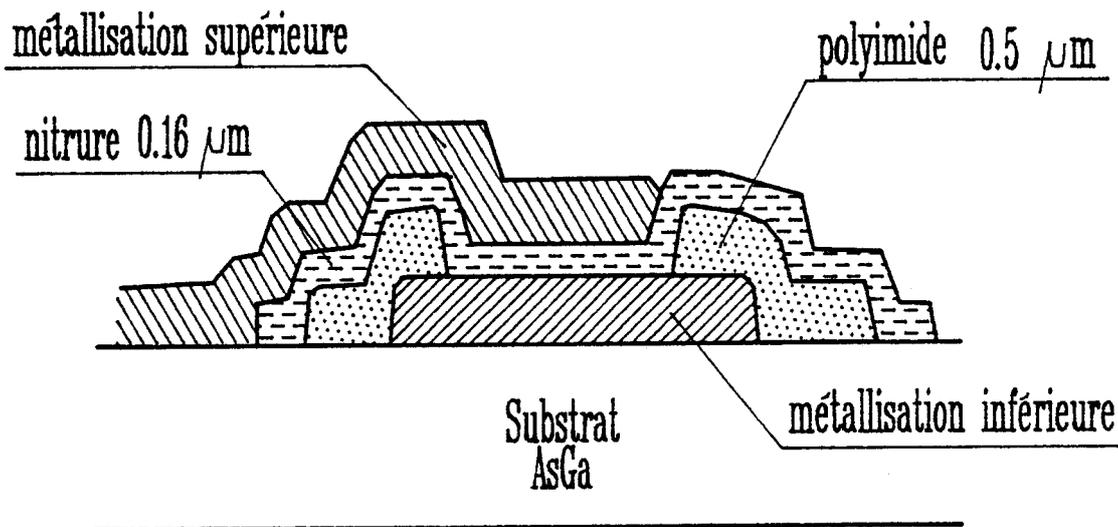


Fig III.23 : Détail d'une capacité M.I.M

III 3.3 ELEMENTS PASSIFS

III 3.3.a Résistance

La résistance utilisée ici pour la polarisation de la grille du transistor est une résistance active, c'est à dire qu'on utilise les propriétés résistives de la couche N de l'épithaxie; on a :

$$R = \frac{L}{q N \mu a l} \quad (\text{III.21})$$

où: L et l sont respectivement la longueur et la largeur de la résistance, N et μ sont le dopage et la mobilité de la couche active N , enfin a est la hauteur de la couche active après le premier "recess".

Pour réaliser cette résistance (fig:III.22), on utilise sensiblement les mêmes étapes que pour le transistor :

- Une attaque MESA.
- Le dépôt de plots de contacts ohmiques.
- Le premier recess.
- une métallisation
- Le dépôt de polyimide pour assurer sa protection.
- On vient se raccorder aux plots de contacts ohmiques grâce à la métallisation inférieure.

III 3.3.b) Capacités

Les capacités du circuit sont constituées de deux métallisations séparées par une couche d'isolant. Dans notre cas, l'isolant est constitué par une couche de nitrure de 0.16 μm d'épaisseur. Pour éviter les effets de claquages sur les bords de la capacité, nous utilisons le polyimide déposé pour les ponts du transistor. La figure III.23 représente le détail des masques et la coupe d'une capacité de ce type.

Les différentes étapes nécessaires à sa réalisation sont :

- une métallisation inférieure,
- un dépôt de polyimide, suivi d'une attaque à l'intérieur de la zone définie par le masque,
- le dépôt de nitrure sur une épaisseur de 0.16 μm ,

Etapes techno	F. E. T.	Résist	Capacité	Ponts	Lignes	Plots
Mésa (2)	0.43 μ m	idem				
Cont. Ohm.	oui	idem				
Métal. Inf.	0.45 μ m	idem	idem	idem	idem	idem
1 ^{er} Recess	0.27 μ m	idem				
Nitrure Masque grilles	Masqueur Electron					
2 ^{ème} Recess	0.05 μ m					
Dépôt grilles	0.4 μ m					
Dépôt Polyimide	0.5 μ m	idem	idem	idem	idem	idem
Gravure Polyimide			Limites capas	Piliers		oui
Dépôt Nitrure	0.16 μ m	idem	idem	idem	idem	idem
Gravure Nitrure				Piliers		oui
Métal. Sup.			oui	oui		oui

Tableau III.2 : Etapes de la réalisation d'un circuit intégré

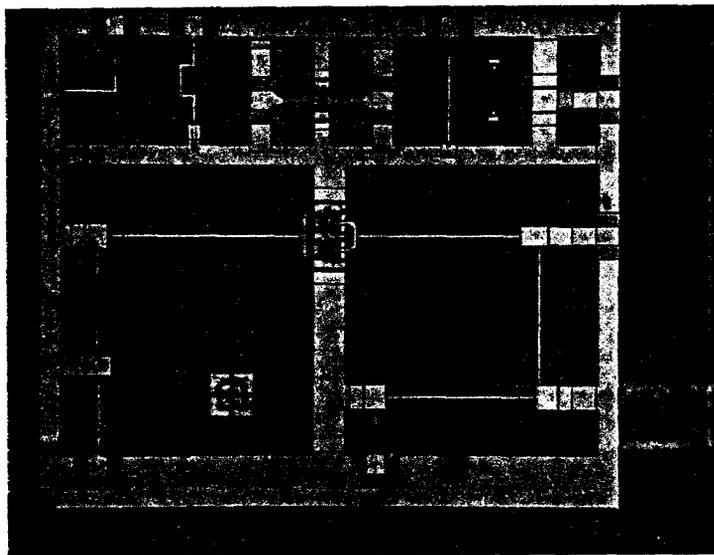


Fig III.24 : Photographie du circuit intégré

- et enfin une métallisation supérieure, pour réaliser le deuxième plan de la capacité.

III 3.3.c Lignes et plan de masse

Toutes les lignes du circuit ont une largeur de 15 μm et sont réalisées en métallisation inférieure. Les lignes du plan de masse, d'une largeur minimale de 80 μm , ainsi que les plots d'accès au circuit, sont réalisés soit en métallisation inférieure, soit en métallisation supérieure.

Afin de pouvoir essayer le circuit sous "CASCADE" [ref:31], chaque accès, d'une largeur de 75 μm et d'une longueur minimale de 80 μm , doit être entouré de deux plots de masse séparés de l'accès par un espace de 50 μm .

Le tableau III.2 résume les différents masques utilisés pour chaque composant spécifique.

Nous présentons enfin une photographie de l'ensemble du circuit réalisé (fig:III.24), où l'on peut apercevoir les divers éléments qui le composent : transistor, lignes, capacités...

Nous avons rajouté au circuit un certain nombre d'éléments tests, pour obtenir des informations sur le bon déroulement des opérations technologiques, et nous guider dans les réalisations ultérieures. Ces différents éléments tests sont :

- transistor de 2x75 μm
- résistance
- capacité
- trois lignes, dont deux coudées.

Le circuit utilise une surface totale de 2600x2400 μm , il est réalisé sur une moitié de plaquette SUMITOMO, ce qui permet l'obtention d'environ 140 circuits.

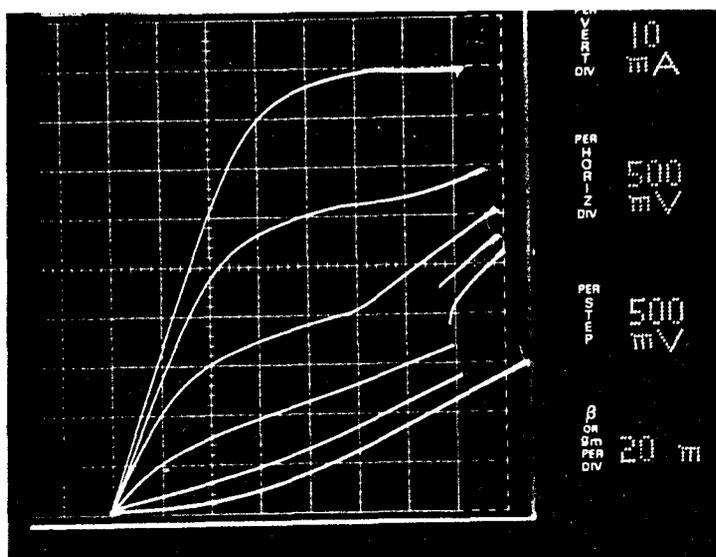


Fig III.25 : Caractéristiques continues du transistor
d'un circuit oscillateur

III 4 TESTS ET MESURES SUR LES CIRCUITS

III.4.1 TESTS PRELIMINAIRES

Sur les 140 circuits, un certain nombre d'entre eux présente des anomalies visibles optiquement : grilles coupées, circuit incomplet car placé sur le bord de la plaquette, etc...

Ces circuits étant rejetés, les mesures de caractérisation sont effectuées sur environ 90 circuits.

Après ce premier tri optique des circuits, nous effectuons un test systématique en régime continu, pour éliminer ceux qui n'auraient pas les caractéristiques escomptées.

Lors de ces tests préliminaires effectués sous pointes en régime continu, nous avons retenu 38 circuits présentant des caractéristiques continues correctes (courant $I_{dss} > 60$ mA, tension de pincement $-2V < V_p < -1.5V$) et donc susceptibles de fonctionner.

La plupart des transistors présents sur les circuits retenus ont une caractéristique du type de celle représentée sur la figure III.25: elle présente une singularité pour des tensions V_{ds} supérieures à 3V (brusque variation du courant I_d), ce qui laisse présager un fonctionnement en résistance négative et donc une possibilité d'oscillation du circuit.

D'autre part, on peut remarquer une assez forte injection dans la couche tampon, qui se traduit par une augmentation du courant drain lorsque V_{ds} augmente, la tension de pincement du transistor n'est alors plus respectée.

III.4.2 MESURES SOUS "CASCADE"

Sur les 38 circuits corrects, nous en avons sélectionné quelques uns, afin qu'ils subissent une caractérisation complète sous pointes, tant en continu qu'en hyperfréquence, grâce au système "CASCADE" ref[30].

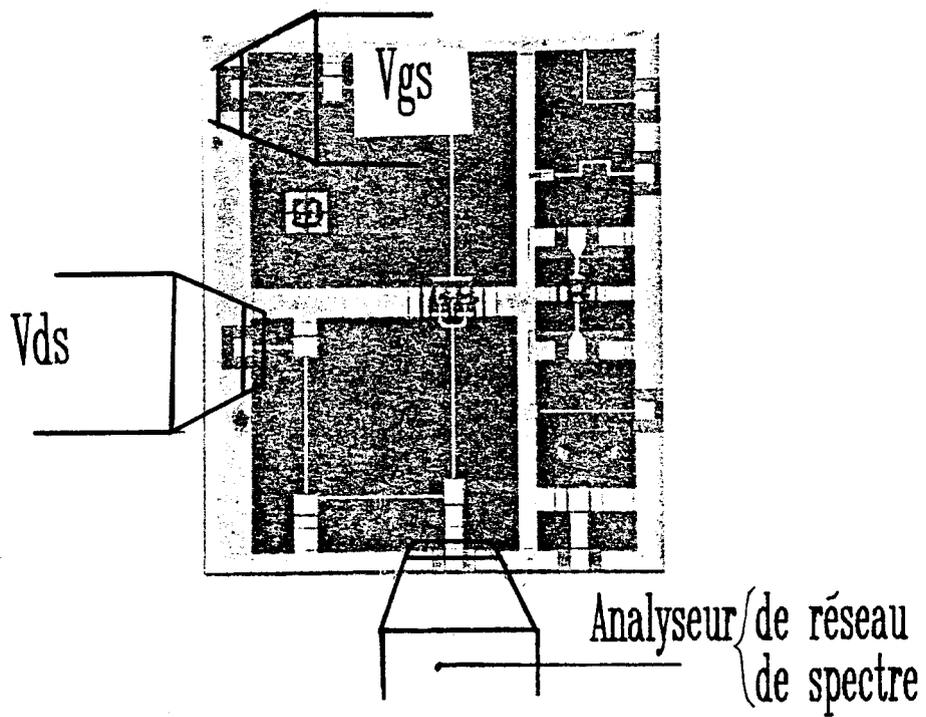


Fig III.26 : Essais de l'oscillateur sous "CASCADE"

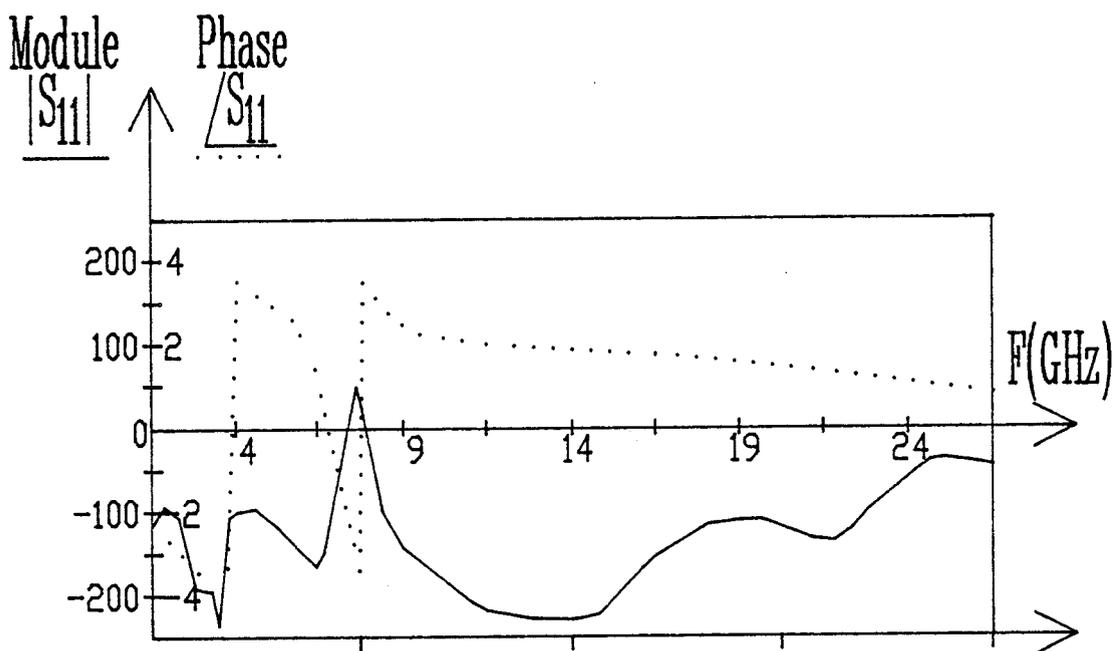


Fig III.27 : Coefficient de réflexion mesuré

Ces mesures sont effectuées sans qu'une découpe de la plaquette soit nécessaire ; cette façon de procéder nous fournit rapidement une indication sur la possibilité de fonctionnement de l'oscillateur.

III.4.2.a Mesures sur l'oscillateur

Les tensions de polarisation V_{ds} et V_{gs} étant appliquées au circuit par l'intermédiaire de deux sondes, et la sortie étant reliée à un analyseur de spectre par une troisième sonde (fig:III.26), nous avons effectué un premier test qui consiste à vérifier si le montage est susceptible d'entrer en oscillation.

Ce test est entrepris en fonction des tensions de polarisation. Il est effectué sur plusieurs circuits ; ces derniers n'oscillant pas, nous en avons, dans un deuxième temps, mesuré le coefficient de réflexion présenté en sortie. Cette mesure est réalisée en utilisant un analyseur de réseaux.

Nous avons relevé (fig:III.27) un coefficient de réflexion dont le module est supérieur à 1, tout en restant très faible (1 dB), à une fréquence de 7.25 GHz, et dont la phase passe par 180° pour cette fréquence.

Ceci laisse penser que le montage résonne à une fréquence plus basse que prévue, et l'adaptation étant calculée à 10 GHz, le coefficient de réflexion global n'est alors plus suffisant pour que le montage oscille.

Par ailleurs, le système "CASCADE", utilise des sondes coplanaires, alors que notre circuit est calculé avec des lignes microbandes ; il y a donc une désadaptation entre les deux techniques.

A ce stade de l'étude, nous ne pouvons pas conclure sur le fonctionnement ou non de l'oscillateur, il faut attendre pour cela d'avoir découpé la plaquette puis monté un circuit isolé en cellule, afin de le tester.

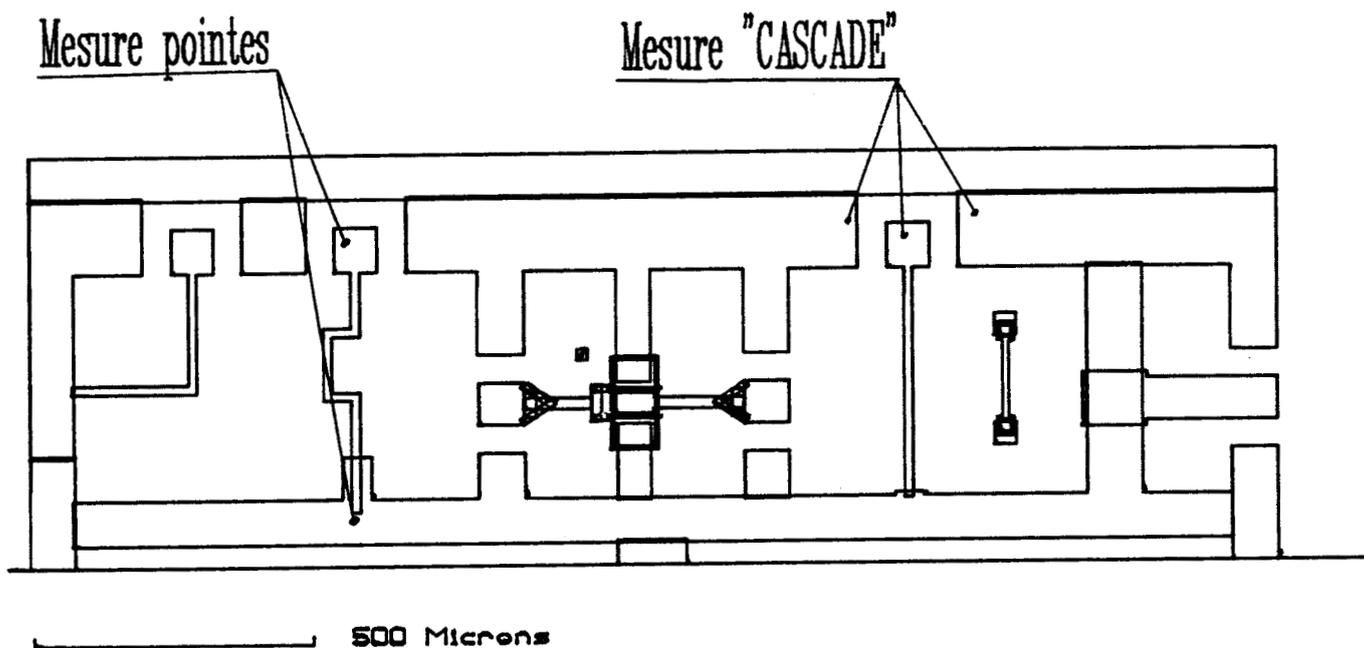


Fig III.28 : Disposition des éléments tests

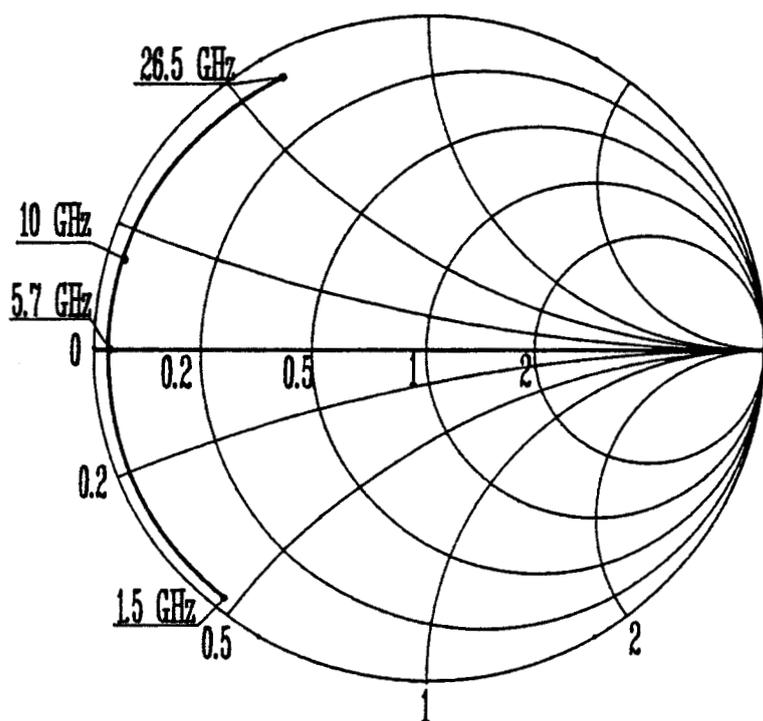


Fig III.29 : Impédance présentée par la capacité test

III 4.2.b Mesures des lignes de tests

Trois lignes ont été placées sur le circuit, elles ont toutes une largeur W de $15 \mu\text{m}$ et une longueur de $400 \mu\text{m}$. Chaque ligne est montée entre un plot d'accès et la masse, pour être testée en réflexion, cela pour ne pas prendre trop de place. Ces lignes sont disposées comme le montre la figure III.28.

Une mesure sous pointes en régime continu, entre le plot d'accès à la ligne et une partie de masse la plus proche possible de l'autre bout, nous indique une résistance de 1.5Ω pour chacune de ces lignes. Cette résistance ramenée à une surface de 1 mm^2 , nous donne une résistance carrée de $56 \text{ m}\Omega/\text{mm}^2$, ou une résistivité de $2.8 \cdot 10^{-8} \Omega/\text{m}$ pour la métallisation des lignes.

Une mesure en hyperfréquences dans une gamme de fréquence de 1.5 à 26.5 GHz , de l'impédance présentée entre les plots d'accès "CASCADE" a été également effectuée. Cette mesure pour chacune des lignes, nous révèle l'existence de pertes en fait beaucoup plus importantes, surtout pour la ligne du milieu.

Ceci peut s'expliquer par les largeurs trop faibles des lignes de masse : on mesure alors en plus de la ligne voulue, les lignes de masse jusqu'aux plots de masse de la sonde "CASCADE", ce qui donne une impédance selfique parasite en série avec l'impédance présentée par la ligne.

Pour s'affranchir de ce problème, il aurait mieux valu placer ces lignes en transmission, chaque extrémité de la ligne étant reliée à un accès "CASCADE", au détriment de la place occupée.

III 4.2.c Mesures sur la capacité test

Nous avons effectué une mesure en hyperfréquences entre 1.5 et 26.5 GHz de l'impédance présentée par la capacité test. Les résultats en sont présentés sur abaque de SMITH (fig:III.29). On peut remarquer des pertes inférieures à 1.1Ω à 10 GHz . On peut aussi noter une fréquence de résonance de la capacité associée aux lignes de masse voisine de 5.75 GHz ; au delà de cette fréquence l'impédance présentée est à partie imaginaire selfique.

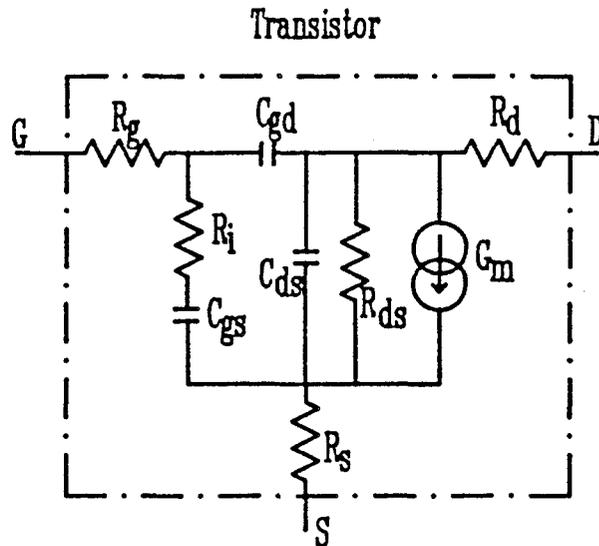


Fig III.30 : Schéma équivalent du transistor

		CONCEPTION	CARACTERISATION
MODELE DU TRANSISTOR 2 doigts $75\mu\text{m} \times 0.5\mu\text{m}$ $V_{DS} = 3\text{ V}$ $V_{GS} = -1\text{ V}$	G_m	21 mS	19.5 mS
	T_{au}	3 ps	2.7 ps
	R_i	6 Ω	10 Ω
	R_g	3.2 Ω	3 Ω
	$R_s = R_d$	4.8 Ω	4.4 Ω
	G_d	2 mS	1.7 mS
	C_{gs}	0.12 pF	0.13 pF
	C_{gd}	0.03 pF	0.028 pF
	C_{ds}	0.035 pF	0.035 pF

Tableau III.3 : Comparaison des modèles d'un transistor entre conception et caractérisation

Nous avons entrepris une simulation sur "TOUCHSTONE", en prenant en compte les lignes d'accès à la capacité, ainsi que les lignes de masse, afin d'isoler la capacité proprement dite. Cette capacité est modélisée par une capacité pure, d'une valeur de 4.1 pF, en série avec une résistance représentant ses pertes d'une valeur R_{SC} de 0.63 Ω .

On note que la valeur de la capacité est beaucoup plus élevée que celle prévue initialement ($C = 2$ pF), tandis que la résistance série est plus faible. En reprenant cette valeur de capacité, et connaissant l'épaisseur de nitrure déposée, nous pouvons en déduire la valeur de la permittivité relative du nitrure, en effet on a :

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{e} \quad (\text{III.22})$$

avec : S la surface équivalente de la capacité, $S = 100 \times 100 \mu\text{m}$,

e l'épaisseur de nitrure déposée, $e = 0.16 \mu\text{m}$

Nous trouvons que la permittivité relative du nitrure est égale à $\epsilon_r = 7.5$.

III 4.2.d Caractérisation du transistor test



Nous avons prévu sur le circuit un transistor test ayant deux doigts de grille d'une longueur de 0.5 μm et d'une largeur de 75 μm chacun. La caractérisation complète du transistor est effectuée sous pointes directement sur la plaquette non découpée grâce au système "CASCADE".

Cette caractérisation passe d'abord par une étude du comportement du composant en régime statique, avant de procéder à sa caractérisation en hyperfréquence lorsqu'il est soumis aux conditions de polarisations propres à son utilisation.

Outre l'évolution du courant drain en fonction de la tension drain source ou de la tension grille source, la caractérisation statique permet d'accéder aux différentes résistances du schéma équivalent présenté (fig:III.30), c'est ainsi que nous trouvons :

$$R_s = 4.5 \Omega$$

$$R_d = 4.6 \Omega$$

$$R_i = 3 \Omega$$

$$R_g = 3.2 \Omega$$

La détermination des autres paramètres du schéma équivalent se fait à partir de la mesure des paramètres "S" du transistor dans une gamme de fréquence allant de 50 MHz à 5.05 GHz, ceci pour différentes tensions de polarisation données.

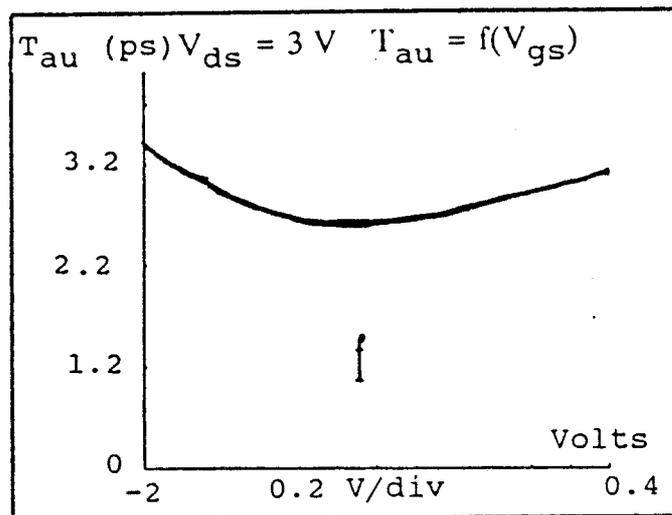
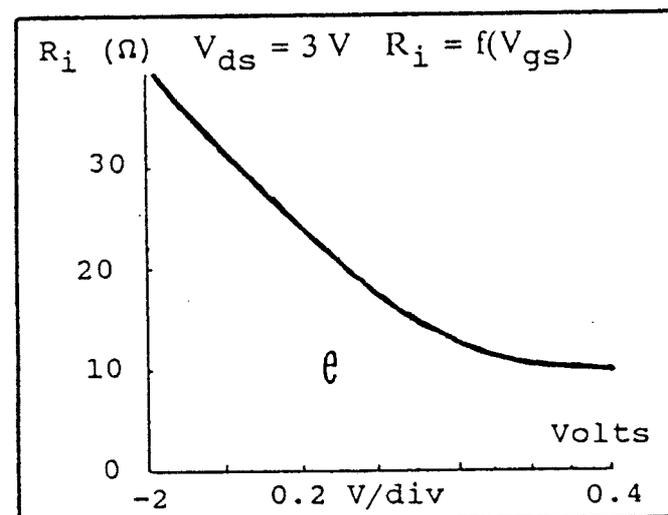
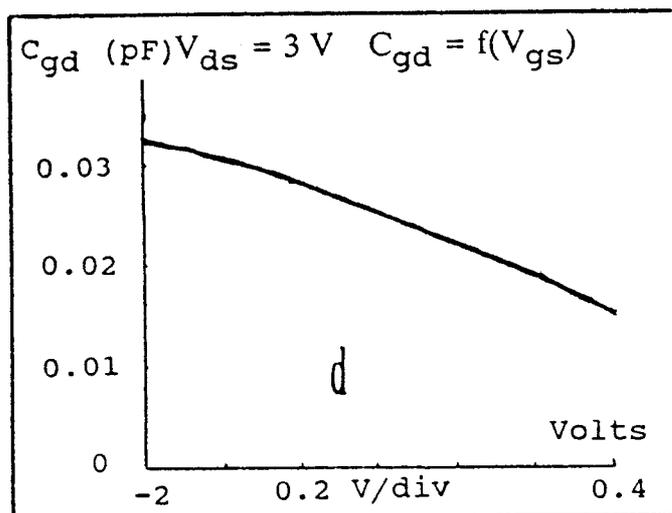
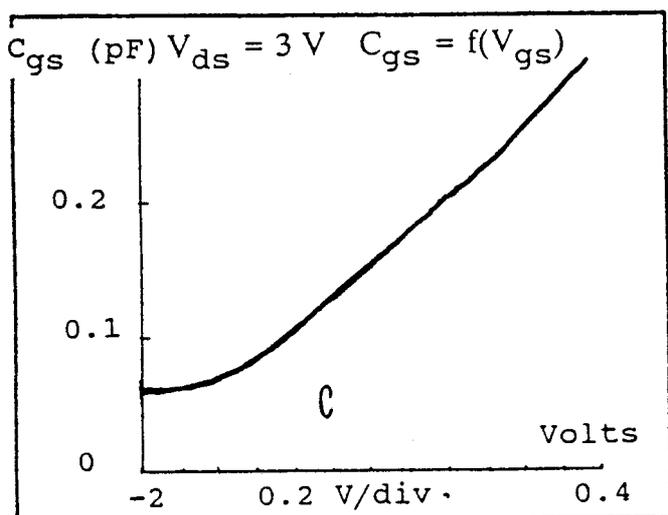
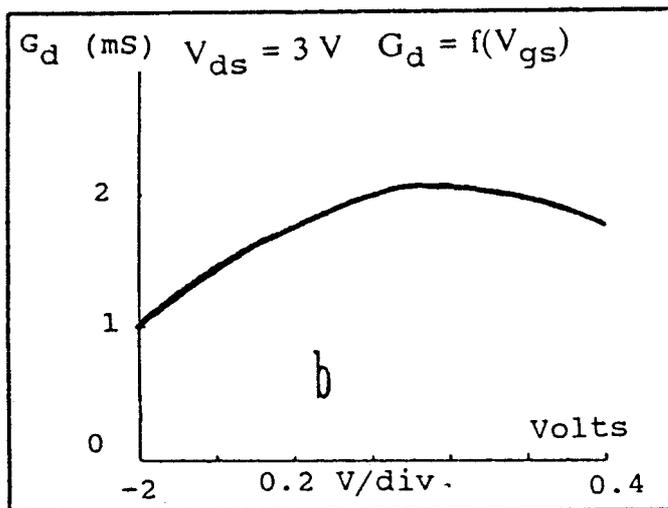
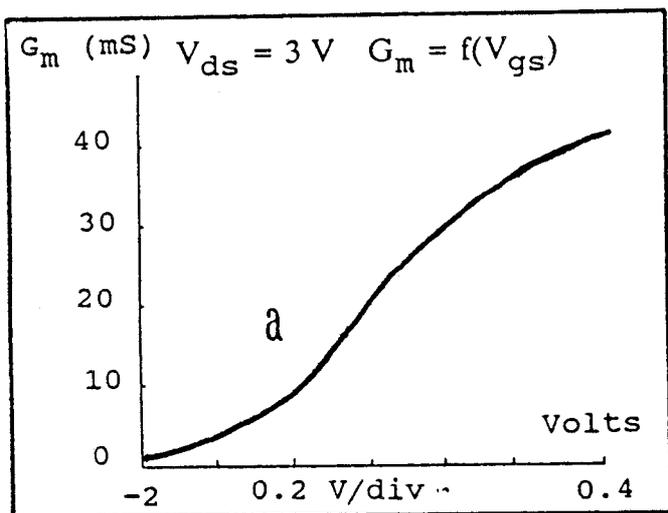


Fig III.31 a à f : Evolutions des éléments intrinsèques du transistor en fonction de V_{gs}

Pour une tension V_{ds} égale à 0 V, la grille étant polarisée en direct puis à une tension inférieure à la tension de pincement, nous obtenons les valeurs des éléments extrinsèques du schéma équivalent : résistances d'accès R_s , R_d , R_g , les selfs d'accès L_s , L_d , L_g , ainsi que les capacités parasites parallèles C_{pd} et C_{pg} .

Ces capacités parasites sont très faibles et seront donc négligées par la suite. Par contre, les selfs L_g et L_d sont assez élevées (de l'ordre de 0.2 nH), ce qui peut s'expliquer par les longueurs non négligeables entre le transistor et les accès aux plots de mesures "CASCADE".

Ces éléments parasites peuvent être négligés lors d'une utilisation du transistor dans un circuit intégré, où les interconnexions au transistor sont très courtes.

Connaissant les paramètres extrinsèques du transistor, on peut alors, à partir d'une mesure des paramètres "S" pour une tension V_{ds} de 3 V et pour différentes tensions V_{gs} , en extraire les paramètres intrinsèques du transistor.

Ces paramètres dépendant de la tension de polarisation V_{gs} , nous traçons leurs évolutions en fonction de cette tension. Les évolutions expérimentales des éléments du schéma équivalent du transistor sont représentées sur les courbes : III.31.a) à III.31.f).

En prenant les valeurs des éléments déduites de ces courbes, pour une tension V_{gs} de -1 V, on peut définir un schéma équivalent petit signal pour le transistor ainsi polarisé.

Nous pouvons comparer ces paramètres expérimentaux avec ceux prévus initialement, lors de la conception. Le tableau III.3 illustre cette comparaison. Nous constatons un bon accord entre le modèle théorique et celui obtenu par la pratique.

III.4.2.e Conclusion des mesures sous "CASCADE"

Ces mesures sous pointes, effectuées sur la plaquette avant sa découpe, ont permis de mettre en évidence plusieurs points importants :

- Il est préférable de disposer les éléments tests en transmission, pour s'affranchir des lignes de retour de masse, ce qui permet une exploitation directe des résultats donnés par la caractérisation.

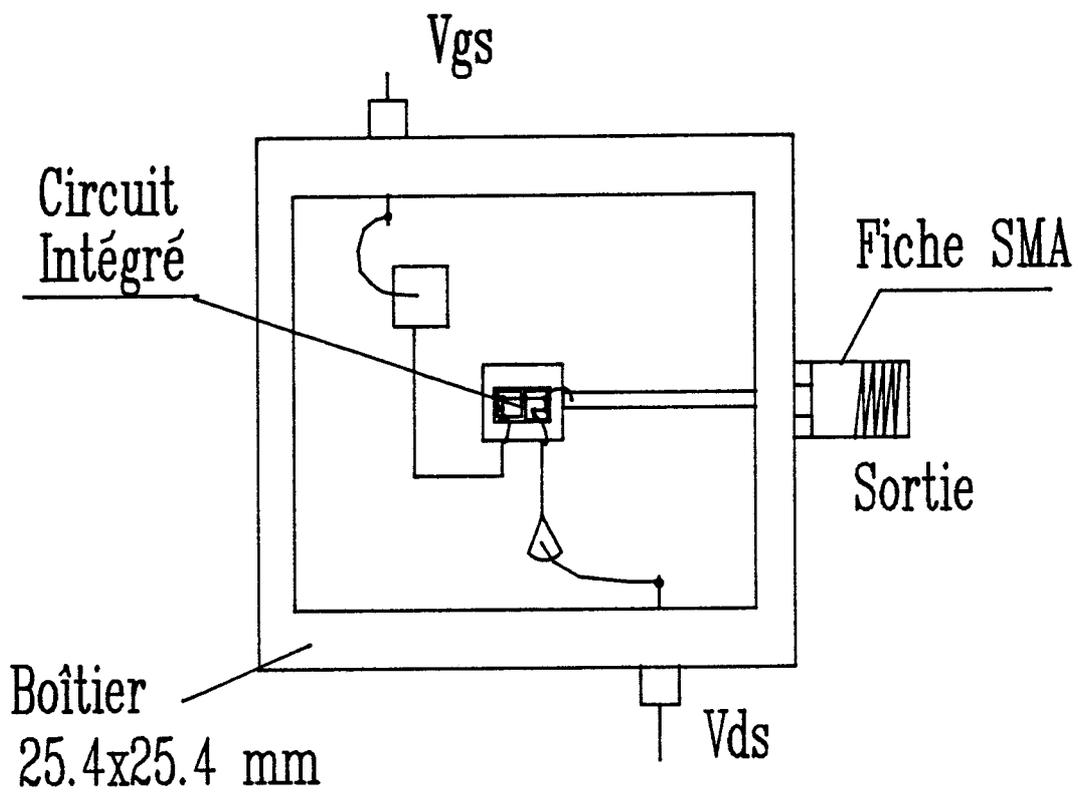


Fig III.32 : Oscillateur monté en cellule

- Les paramètres du schéma équivalent du transistor utilisés lors de la conception du circuit, correspondent très bien aux paramètres déterminés à partir de la caractérisation du transistor test (erreur relative maximale de 7% sur les valeurs des capacités et de 2% pour les résistances).

- En ce qui concerne le circuit oscillateur, compte tenu de la hauteur élevée du substrat, il s'avère que les lignes dites de masse sont d'une largeur trop faible, ce qui perturbe notablement la mesure effectuée sous "CASCADE". C'est pourquoi nous avons poursuivi les essais sur un oscillateur isolé, monté dans une cellule de mesure.

III.4.3 ESSAIS SUR UN CIRCUIT MONTE EN CELLULE

III.4.3.a Cellule de mesure

Nous avons conçu un boîtier (fig:III.32), ayant deux accès hyperfréquence via deux fiches SMA, en plus de quatre accès basse fréquence. Ce boîtier est prévu pour recevoir une plaquette d'une dimension de 25.4 x 25.4 mm, d'une épaisseur inférieure à 3 mm.

Nous avons réalisé une plaquette pouvant recevoir un circuit oscillateur monolithique ; cette plaquette est gravée sur un substrat diélectrique P.T.F.E. renforcé de fibres de verre du type RT/DUROID 6010, ayant les caractéristiques suivantes :

- Permittivité relative $\epsilon_r = 10.5$ à 10 GHz.
- Facteur de perte $\tan(\delta) = 2.4 \cdot 10^{-3}$ à 10 GHz.
- Hauteur de diélectrique $h = 0.635$ mm.
- Epaisseur de métallisation $t = 17.5$ μm .

Un trou est pratiqué dans le substrat, afin de pouvoir coller le circuit intégré monolithique, sur la semelle métallique. La masse du circuit est reliée à la masse du boîtier par une remontée de colle conductrice sur le pourtour du circuit.

Des fils sont ensuite soudés par thermocompression entre les accès du circuit intégré et les lignes gravées sur le substrat diélectrique. L'ensemble du montage est représenté sur la figure III.32.

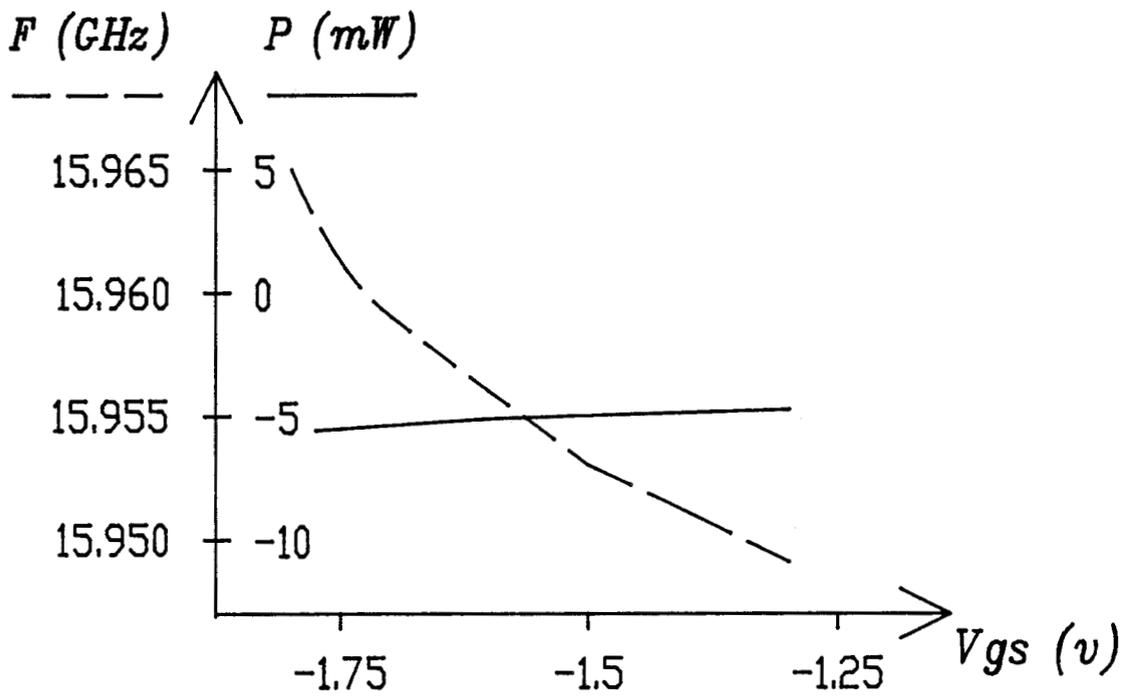


Fig III.33 : Variations de P et F en fonction de V_{gs}
oscillateur sans étage tampon

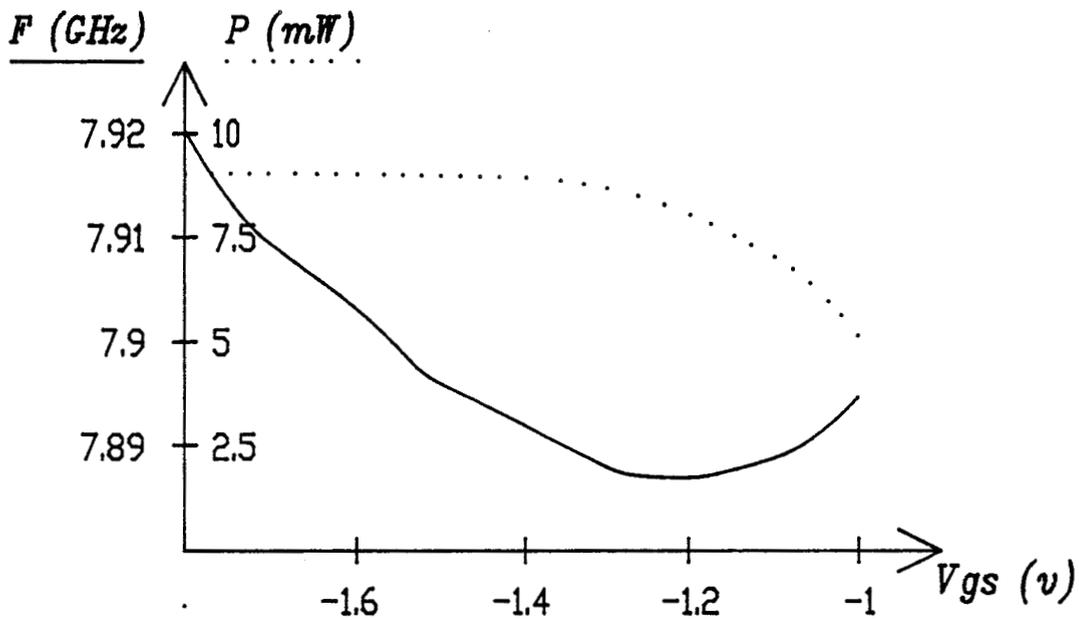


Fig III.34 : Variations de P et F en fonction de V_{gs}
oscillateur avec étage tampon

III.4.3.b Mesures à l'analyseur de spectre

Nous avons utilisé un analyseur HEWLETT PACKARD 8569B, permettant les mesures de 10 MHz à 22 GHz, ayant une résolution variant de 100 Hz à 3 MHz et un niveau de bruit de -95 dBm dans la bande 8.5-18 GHz.

Sur le premier des circuits testés, pour une tension de polarisation V_{GS} de -1V et une tension V_{DS} de 3V, nous observons une raie sur l'analyseur de spectre, uniquement sur certains calibres de celui-ci. De plus cette raie se situe à une fréquence voisine de 16 GHz et la puissance délivrée est très faible (-5 dBm).

Lorsque la tension V_{GS} varie de -1.8V à -1.3V, on obtient une variation de fréquence de l'ordre de 15 MHz, la puissance demeurant pratiquement la même (fig:III.33).

Ces premiers résultats permettent de dire que la sortie de l'oscillateur n'est apparemment pas parfaitement adaptée, l'oscillateur se cale alors sur un harmonique de la fréquence de résonance du réseau d'entrée du circuit.

Pour mettre en évidence ce problème d'adaptation, nous avons intercalé un étage tampon entre la sortie de l'oscillateur et la charge. Cet étage tampon est constitué d'un transistor NE 137 associé à deux tés de polarisation.

Le transistor de cet étage tampon étant polarisé à une tension V_{GS} de -0.7V, et une tension V_{DS} de 3V, pour une tension V_{GS} appliquée à l'oscillateur inférieure à -1V, nous obtenons une raie à l'analyseur de spectre à une fréquence voisine de 8 GHz (fig:III.34). La puissance de ce signal est alors d'environ 9 dBm.

La fréquence peut être accordée sur environ 30 MHz, tout en disposant d'une puissance constante de 9 dBm, en jouant sur la tension V_{GS} du circuit oscillateur.

Nous avons ainsi mis en évidence le fait que l'oscillateur ne fonctionne correctement que lorsqu'il est associé à un étage tampon, ce qui corrobore nos premières affirmations concernant la mauvaise qualité de l'adaptation en sortie de l'oscillateur.

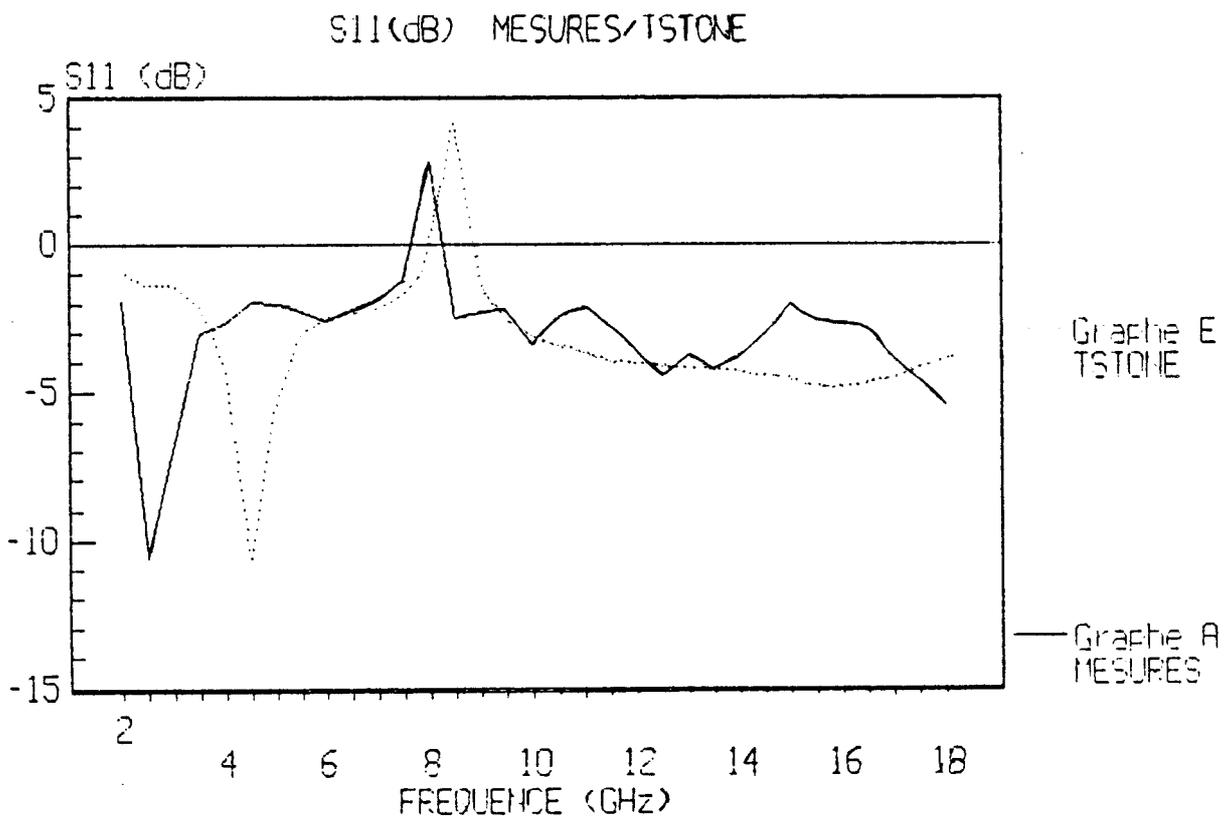
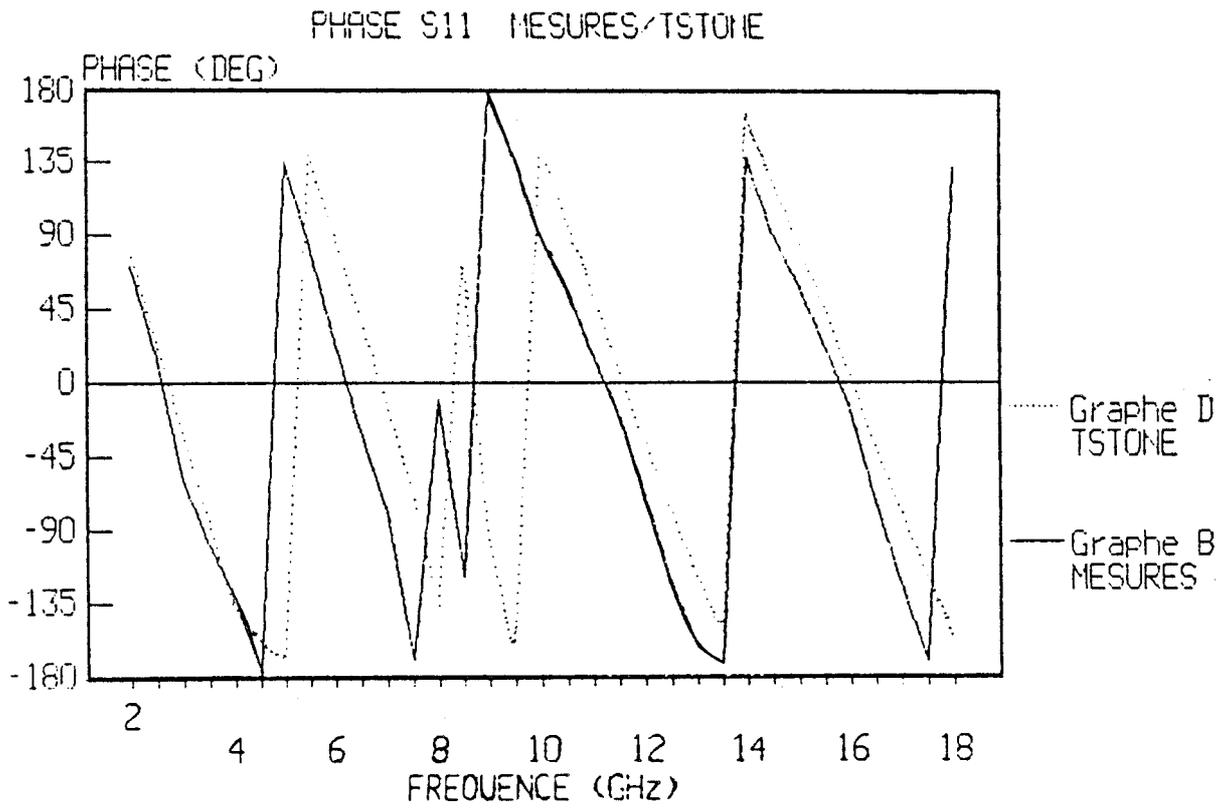


Fig III.35 : Comparaison du coefficient de réflexion
entre simulation et caractérisation

III.4.3.c Mesures à l'analyseur de réseau

Pour analyser de façon détaillée le fonctionnement de l'oscillateur, nous avons utilisé un analyseur de réseau H.P. 8510. L'étude en fonction de la fréquence du coefficient de réflexion présent à la sortie du circuit montre un maximum de coefficient de réflexion de l'ordre de 3 dB à une fréquence de 8 GHz.

Afin de comparer ce résultat expérimental aux prévisions théoriques, nous avons réinjecté les paramètres du schéma équivalent du transistor et des capacités, obtenus lors de la caractérisation sous "CASCADE", dans le programme de simulation du circuit sur "TOUCHSTONE", et nous avons pris en compte les lignes se trouvant entre la source du transistor et la masse.

Nous obtenons alors à l'aide de cette simulation, un coefficient de réflexion qui présente un maximum pour une fréquence de l'ordre de 8.5 GHz. Nous retrouvons ce même décalage en fréquence sur la courbe de phase (fig:III.35). Cette valeur de 8.5 GHz est à rapprocher de celle obtenue expérimentalement (8 GHz).

L'accord entre la simulation et la mesure effectuée sur le circuit étant très correct, on peut dire que l'effet prépondérant dans le mauvais fonctionnement du circuit oscillateur, est sans doute la présence des lignes d'une largeur trop faible entre la source du transistor et la masse, qui entraîne une désadaptation.

III 5 CONCLUSION

Après avoir défini les critères d'oscillation d'un quadripôle actif à l'aide du formalisme des paramètres "S", nous avons utilisé une analyse en régime linéaire (TOUCHSTONE) pour la conception de ce premier prototype d'oscillateur intégré monolithique, cette étude en régime linéaire nous permettant de déterminer les conditions de démarrage de l'oscillation

Nous avons ensuite effectué une simulation du circuit en régime temporel (SPICE), qui nous permet d'accéder à la puissance et la fréquence du signal délivré par l'oscillateur.

Une fois le circuit réalisé, en technologie monolithique sur AsGa, nous avons procédé à des mesures complètes sur ce circuit ainsi que sur les éléments test.

Une caractérisation sous "CASCADE" du transistor test, nous a permis de valider le modèle du transistor employé lors de la conception du circuit oscillateur.

Les mesures effectuées sur l'oscillateur, ont mis en évidence un problème au niveau de la liaison entre la source du transistor et la masse. Cette liaison étant d'une longueur trop importante, a pour effet de modifier la fréquence de résonance du circuit et nuit ainsi au bon fonctionnement de l'oscillateur.

Toutefois, en intercalant un étage tampon, constitué d'un transistor, on recueille alors un signal à la fréquence de 8 GHz avec une puissance de 9 dBm.

La réalisation de ce premier prototype d'oscillateur intégré monolithique, nous a apporté maints renseignements sur la manière de concevoir un oscillateur.

Nous nous proposons d'utiliser ces renseignements pour la conception d'un deuxième prototype d'oscillateur intégré monolithique, ce qui fait l'objet du chapitre suivant.

BIBLIOGRAPHIE DU TROISIEME CHAPITRE

[1] NYQUIST

"Regeration theory"

B.S.T.J., January 1932

[2] H.W. BODE

"Network analysis and feedback amplifier design"

VanNostrand, 1945

[3] LIEWELLYN

"Some fundamuntal properties of transmission systems"

Proc IRE, vol 40, 1952

[4] G.E. BODWAY

"Two port power flow analysis usung generalised Scattering parameters".

Microwave Journal, vol 10, N°6, may 1967

[5] R.W. ANDERSON

"[S] parameters techniques for faster network design"

H.P Journal, february 1967

[6] G.D. VENDELIN

"Design of amplifiers and oscillators by "S" parameters method"

Willey-interscience, New-York, 1982

[7] A.S. KHANNA

"Une nouvelle approche pour la réalisation d'oscillateurs à transistors à effet de champ"

Journées nationales microondes, LILLE, juin 1979

[8] PH. BARATIER

"Contribution à l'étude de la stabilité des oscillateurs à la mise sous tension".

Thèse docteur ingénieur, L.E.S.T BREST, décembre 1982

- [9] J. OBREGON
"Contribution à la conception et à la réalisation de dispositifs actifs microondes à l'état solide"
Thèse doctorat état, Université de Limoges, mars 1980
- [10] J.F. SAUTERAU
"Oscillateurs microondes à TEC AsGa"
Thèse doctorat d'état, Université Paul Sabatier, 1981
- [11] J.F. SAUTERAU, J. GRAFFEUIL, P. ROSSEL
"High efficiency GaAs Schottky barrier gate FET oscillator"
Electronic letters, vol 16, N°13, june 1980
- [12] K. KURUKAWA
"An introduction to the theory of microwave circuits"
Academic press, New-York 1969
- [13] K. KURUKAWA
"Some basic characteristics of broadband negative resistance oscillator circuits"
Bell System Technical Journal, july 1969
- [14] A. SINGH KHANNA
"Oscillateurs microondes stables intégrés à transistors et résonateurs diélectrique"
Thèse doctorat d'état, Université de Limoges, 1981
- [15] A.P.S. KHANNA, J. OBREGON
"Microwave oscillator analysis"
IEEE M.T.T.T, vol 29, N°6, june 1981
- [16] W.A. EL KAMALI
"Limitations de la bande de fréquence des oscillateurs monolithiques microondes accordables par varactor"
Thèse doctorat E.N.S.T, fevrier 1987
- [17] S. HEMBERT
Thèse docteur de l'université (à paraître en Janvier 1990), Université de LILLE

- [18] R. SOARES, J. GRAFFEUIL, J. OBREGON
"Applications des transistors à effet de champ en AsGa"
Collection technique et scientifique des télécommunications
- [19] P. GODTS
"Modélisation et optimisation en vue de réalisations technologiques de MESFET
et de TEGFET AlGaAs/GaAs"
Thèse docteur de l'université, LILLE octobre 1988
- [20] H.J. FINLAY, R.H. JANSEN, J.A. JENKINS
"Accurate characterization and modeling of transmission lines for GaAs MMIC's".
IEEE M.T.T, vol 36, N°6, june 1988
- [21] J. OBREGON
"Non linear analysis and design of microwave circuits"
Proceeding 15th EuMC, Paris, juin 1985
- [22] C. RAUSCHER
"Large signal technique designing single frequency and voltage controlled GaAs
FET oscillators"
IEEE M.T.T vol 29, N°4, april 1981
- [23] D. ESTREICH
"Nonlinear modeling for MMIC's"
IEEE M.W.M.C.Symposium, 1987
- [24] S.E. SUSSMAN, S. NARASIMHAN, K. MAYARAM
"A complete GaAs MESFET computer model for SPICE"
IEEE M.T.T, vol 32, N°4, april 1984
- [25] D. PETERSON, A. PAVIO, B. KIM
"A GaAs fet model for large signal applications"
IEEE M.T.T, vol 32, N°3, march 1984

- [26] 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
- [27] T.J. BRAZIL, J.O. SCANLAN
"A nonlinear design and optimization procedure for GaAs MESFET oscillators".
IEEE M.T.T.Symposium digest 1987
- [28] E. MALLE, P. ROUSSELLE
"Notice d'utilisation du logiciel de conception de masques assistée par ordinateur"MYCENE" ". Projet IMA 1987
- [29] M. CERAN
"Mise en oeuvre des techniques de dépôt et gravure assistés par plasmas, applications aux composants microondes"
Ingénieur C.N.A.M, LILLE, décembre 1988
- [30] G. DAMBRINE
"Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent"
Thèse docteur de l'université, LILLE, mars 1989
- [31] G. DAMBRINE, A. CAPPY, E. PLAYEZ
"Détermination rapide et précise du schéma équivalent petit signal des transistors à effet de champ"
Annales Télécommunications, 1988
- [32] A. CAPPY
"Propriétés physiques et performances des composants submicroniques à effet de champ: structures conventionnelles et à gaz d'électrons bidimensionnel"
Thèse doctorat d'état, LILLE, décembre 1986



CHAPITRE IV

**ETUDE ET REALISATION DE
DEUX OSCILLATEURS
INTEGRES MONOLITHIQUE**

CHAPITRE IV REALISATION D'UN OSCILLATEUR INTEGRE MONOLITHIQUE

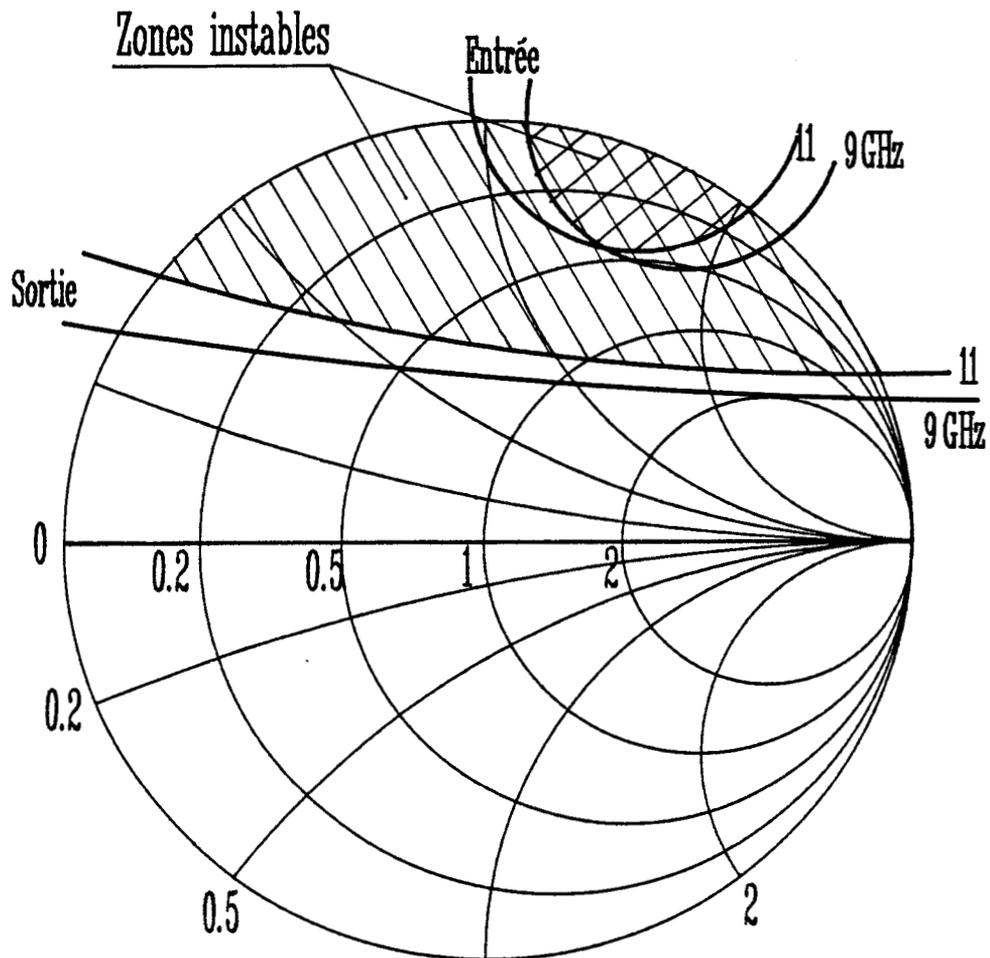
INTRODUCTION

Les renseignements recueillis lors de la réalisation d'un premier prototype d'oscillateur, nous permettent d'envisager la conception d'un deuxième prototype plus complet d'oscillateur intégré, comportant un étage oscillateur suivi d'un étage tampon, tous deux basés sur l'utilisation d'un transistor à effet de champ.

Dans une première partie nous allons voir comment augmenter la réaction au niveau du transistor constituant le quadripôle actif et ainsi augmenter les chances d'oscillation du circuit. Nous pourrons alors définir une topologie de circuit utilisant une réaction série ou parallèle.

Dans une deuxième partie, nous présentons la conception de deux versions d'oscillateurs (version série et parallèle), qui seront réalisées simultanément sur la même épitaxie.

Dans une dernière partie nous présentons les résultats des mesures effectuées sur ces circuits.



1
Intérieur des cercles est instable

Fig IV.1 : Cercles de stabilité entrée et sortie
source du transistor à la masse

IV.1 AUGMENTATION DE LA REACTION

Considérant un quadripôle actif chargé par une impédance de charge R_L , nous avons dans le chapitre précédent déterminé le coefficient de réflexion S_{11m} présenté à l'entrée du quadripôle.

En faisant varier cette impédance de charge, on peut définir un cercle de stabilité en entrée du quadripôle représentatif de la condition $S_{11m} = 1$, qui délimite les régions d'impédances sur l'abaque de Smith pour lesquelles le quadripôle est soit stable, soit instable.

De la même façon, on peut définir un cercle de stabilité en sortie du quadripôle, tel que $S_{22m} = 1$, lorsque l'on fait varier l'impédance placée en entrée du quadripôle.

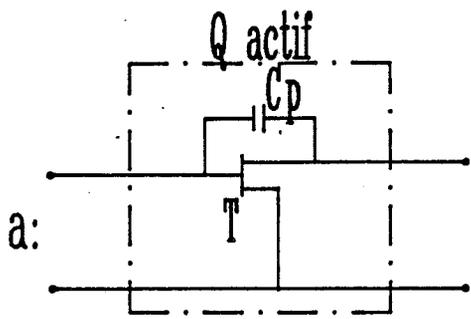
Si l'on vient à présenter des impédances en entrée et en sortie qui soient à l'intérieur des zones instables délimitées par les cercles de stabilité, alors le quadripôle est rendu potentiellement instable et peut être à l'origine d'une oscillation.

Dans la première réalisation d'oscillateur, nous avons misé uniquement sur la réaction propre du transistor due à sa capacité C_{gd} , lorsque celui-ci avait sa source reliée à la masse, pour rendre le montage instable ; les zones instables présentées par ce quadripôle étaient réduites, le montage risquait donc de ne plus osciller par un manque de précision sur les valeurs des éléments de bouclage.

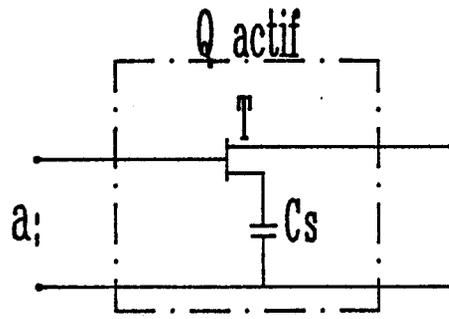
De ce fait, il nous est apparu nécessaire de mener une étude sur ces zones d'instabilité du quadripôle, lorsque l'on modifie l'élément de réaction [ref:1,2].

L'étude a été effectuée avec un transistor de 150 μm de développement de grille grâce à deux doigts de 75 μm chacun. Le transistor est caractérisé par ses paramètres "S", tirés de la caractérisation du transistor test du premier prototype de circuit oscillateur (voir chapitre III.4.2).

Les paramètres "S" du transistor sont introduits dans le logiciel de simulation en régime linéaire "TOUCHSTONE", qui permet de calculer et de tracer les cercles de stabilité en entrée et en sortie du quadripôle formé par le transistor associé à un élément de réaction.

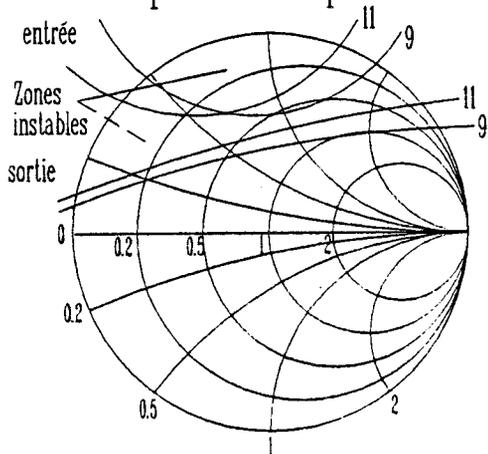


Réaction parallèle

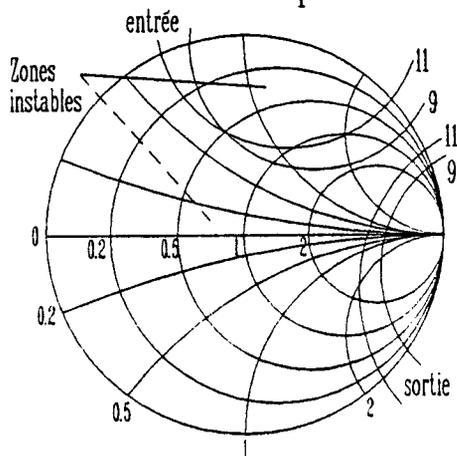


Réaction série

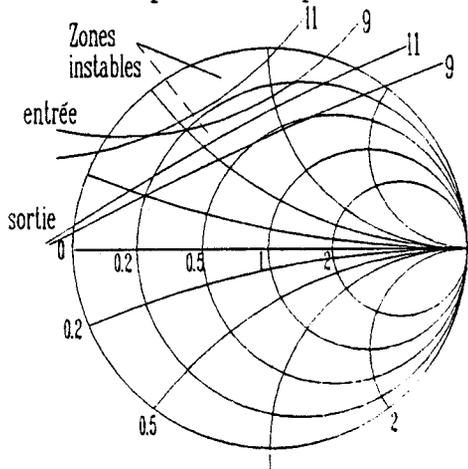
b: $C_p = 0.05 \text{ pF}$



b: $C_s = 0.5 \text{ pF}$



c: $C_p = 0.1 \text{ pF}$



c: $C_s = 1 \text{ pF}$

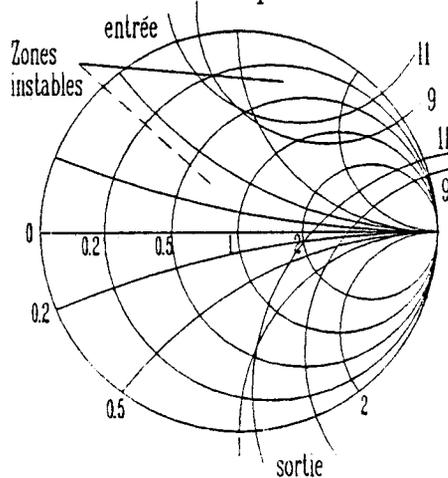


Fig IV.2 et IV.3 : Cercles de stabilité

1/ Lorsque la source du transistor est reliée à la masse et qu'aucune réaction extérieure n'est placée, nous obtenons les cercles de stabilité représentés sur l'abaque de Smith figure IV.1. Les zones instables obtenues sont assez réduites (surtout en entrée), ce qui nécessite une bonne connaissance de la valeur des éléments de bouclage pour assurer le fonctionnement correct de l'oscillateur.

2/ La source étant toujours reliée à la masse, on vient placer une capacité de réaction parallèle C_p entre la grille et le drain du transistor (fig: IV.2.a) ; on obtient alors les cercles de stabilité des figures IV.2.b et c respectivement pour une valeur de C_p égale à 0.05 pF et 0.1 pF.

On remarque une augmentation sensible des zones d'instabilité en entrée ainsi qu'une rotation de ces zones vers des régions de plus faibles impédances, ce qui demande des valeurs moins importantes d'éléments de bouclage qui sont plus facilement intégrables.

En sortie, les zones d'instabilités sont à peu près identiques, que le transistor soit seul ou qu'il soit associé à une capacité $C_p = 0.05$ pF ; par contre pour une capacité de 0.1 pF, ces mêmes zones se trouvent réduites et décalées vers les impédances de faibles valeurs.

3/ Si maintenant, la source du transistor est reliée à la masse par l'intermédiaire d'une capacité de réaction série C_s (fig:IV.3.a), on obtient les cercles de stabilité représentés sur les figures IV.3.b et c pour des valeurs de C_s de 0.5 pF et 1 pF.

On note une très nette extension des zones instables en entrée aussi bien qu'en sortie. Les zones instables en sortie couvrent une grande partie de l'abaque, englobant notamment le point 50Ω .

En utilisant l'une ou l'autre des réactions vues ci-dessus, il devrait être plus facile de réaliser un oscillateur, la valeur des éléments de bouclage étant beaucoup moins critique.

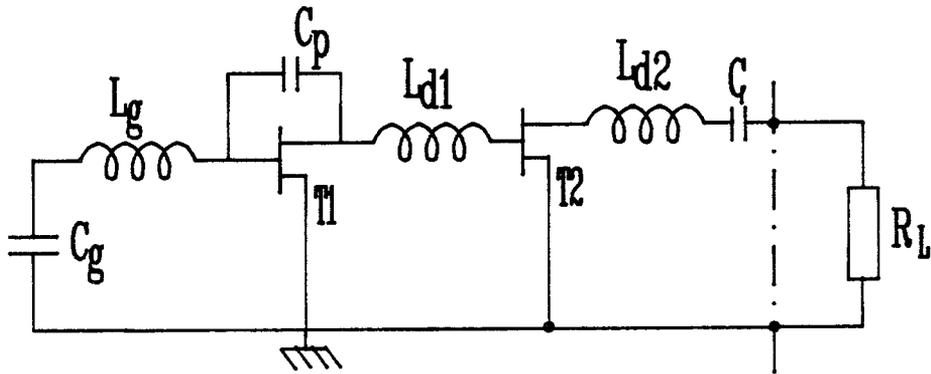


Fig IV.4 : Topologie de l'oscillateur
version P : réaction parallèle

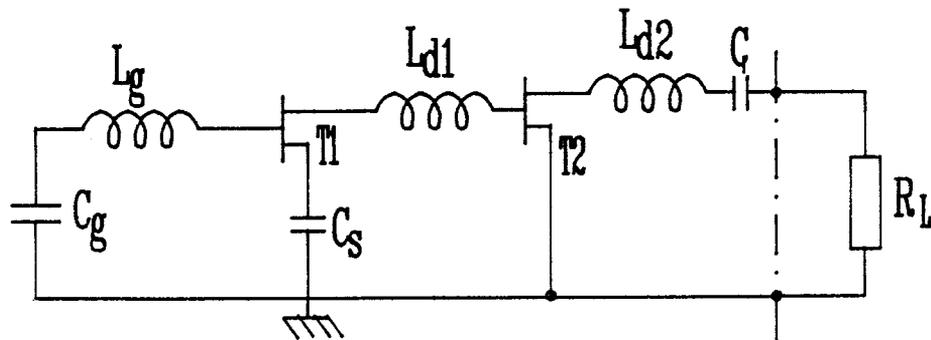


Fig IV.5 : Topologie de l'oscillateur
version S : réaction série

IV.2 CONCEPTION DU DEUXIEME PROTOTYPE D'OSCILLATEUR

IV.2.1 TOPOLOGIES RETENUES

Le deuxième prototype d'oscillateur comporte deux versions (réaction parallèle et réaction série) qui sont réalisées sur la même épitaxie.

1/ La version P (parallèle), dont la topologie est représentée figure IV.4, utilise un transistor de $150 \mu\text{m}$ de large associé à une capacité de réaction $C_p = 0.1 \text{ pF}$, placée entre grille et drain du transistor afin de constituer le quadripôle actif.

2/ La version S (série), (fig:IV.5), utilise elle aussi un transistor de $150 \mu\text{m}$ de large, dont la source est reliée à la masse via une capacité de réaction série $C_s = 0.5 \text{ pF}$, pour former le quadripôle actif.

Dans les deux cas, une impédance selfique, qui sera réalisée à l'aide d'une ligne de haute impédance caractéristique, est placée en entrée du quadripôle, sur la grille du transistor.

Cet étage de génération de l'oscillation est suivi d'un étage tampon afin de limiter les variations de fréquence et de puissance de l'oscillateur en fonction des variations de la charge. Cet étage tampon est constitué d'un transistor de $300 \mu\text{m}$ de large et de circuits d'adaptation et de polarisation.

IV.2.2 OPTIMISATION DU CIRCUIT

Comme précédemment, l'optimisation des valeurs des éléments de lignes pour chacune des deux versions est effectuée en régime de faible signal, à l'aide du logiciel "TOUCHSTONE". Cette méthode d'analyse permet de déterminer les valeurs des éléments vérifiant au mieux les conditions de démarrage de l'oscillation et ainsi d'accéder à une fréquence approximative de l'oscillation.

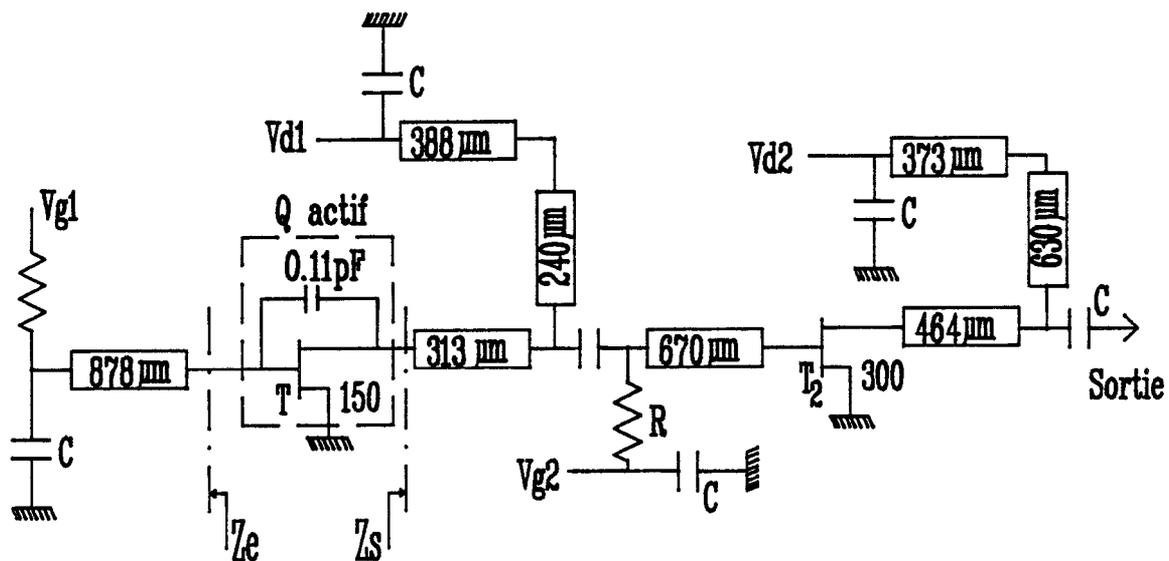


Fig IV.6 : Schéma oscillateur
version P : réaction parallèle

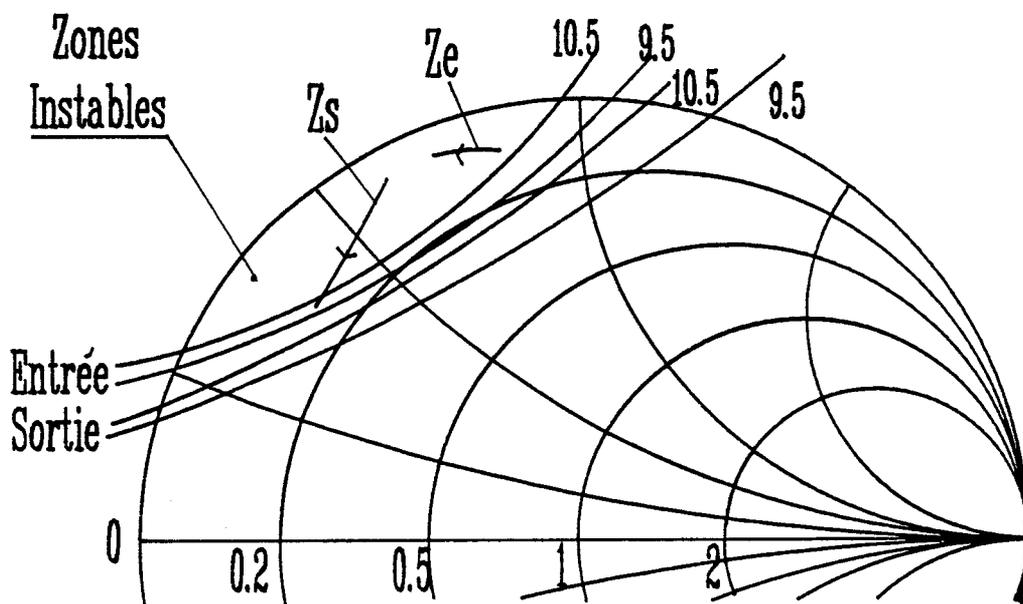


Fig IV.7 : Cercles de stabilité Q actif
évolution des impédances Z_e et Z_s
entre 9.5 GHz et 10.5 GHz

IV.2.2.a Version parallèle

Après une première optimisation, nous obtenons une combinaison d'éléments de lignes droites respectant les conditions de démarrage de l'oscillation. Les valeurs de ces éléments sont reportées sur le schéma de l'oscillateur version P présenté sur la figure IV.6.

Pour vérification, nous avons tracé d'une part les cercles de stabilité en entrée et en sortie du quadripôle formé par le transistor associé à sa capacité de réaction C_p et d'autre part, l'évolution des impédances présentées à l'entrée et à la sortie du quadripôle, pour des fréquences allant de 9.5 GHz à 10.5 GHz (fig:IV.7).

Ces impédances se trouvant dans les zones instables des cercles de stabilité, le montage est instable ; une oscillation peut donc y prendre naissance.

Après un premier dessin grossier du circuit sur papier, avec des éléments de lignes droites issus d'une première optimisation (valeurs reportées sur la figureIV.6), nous modifions ce dessin en remplaçant ces éléments de ligne par d'autres comportant des coudes, de façon à se ramener à un circuit qui soit le plus compact possible. A chaque coude placé, nous reprenons la simulation du circuit complet en ré-optimisant les autres éléments, jusqu'à arriver au dessin définitif du circuit.

Entre temps, nous avons entrepris une analyse du circuit en régime non linéaire dans le but de déterminer la fréquence et la puissance de l'oscillation en régime établi. Pour cela, nous utilisons le logiciel spécialisé micro-ondes "MICROWAVES SPICE", qui travaille dans le domaine temporel [ref:3].

Les transistors utilisés (150 μm de largeur de grille pour l'oscillation et 300 μm pour l'étage tampon), sont définis par un modèle similaire à celui utilisé lors de la conception du premier oscillateur (chapitre III.2). Ces transistors sont polarisés à 3 V pour la tension drain-source V_{ds} et - 1 V pour V_{gs} .

L'étude du circuit sur un temps allant de 0 à 2 ns (fig:IV.8), nous permet de constater que l'amplitude de la tension de sortie de l'oscillateur (V30) ainsi que celle prélevée sur la grille du transistor oscillateur (V5), croît jusqu'à ce que le régime permanent soit atteint, soit après un temps d'environ 1.5 ns.

De plus, cette étude nous permet de donner une estimation de la fréquence et de la puissance de l'oscillation, ici la fréquence est de 10 GHz, avec une puissance de l'ordre de 70 mW.

OSC

Tension Vgs = - 1 V

. v [30] Sortie . v [5] entre étages
REAL REAL

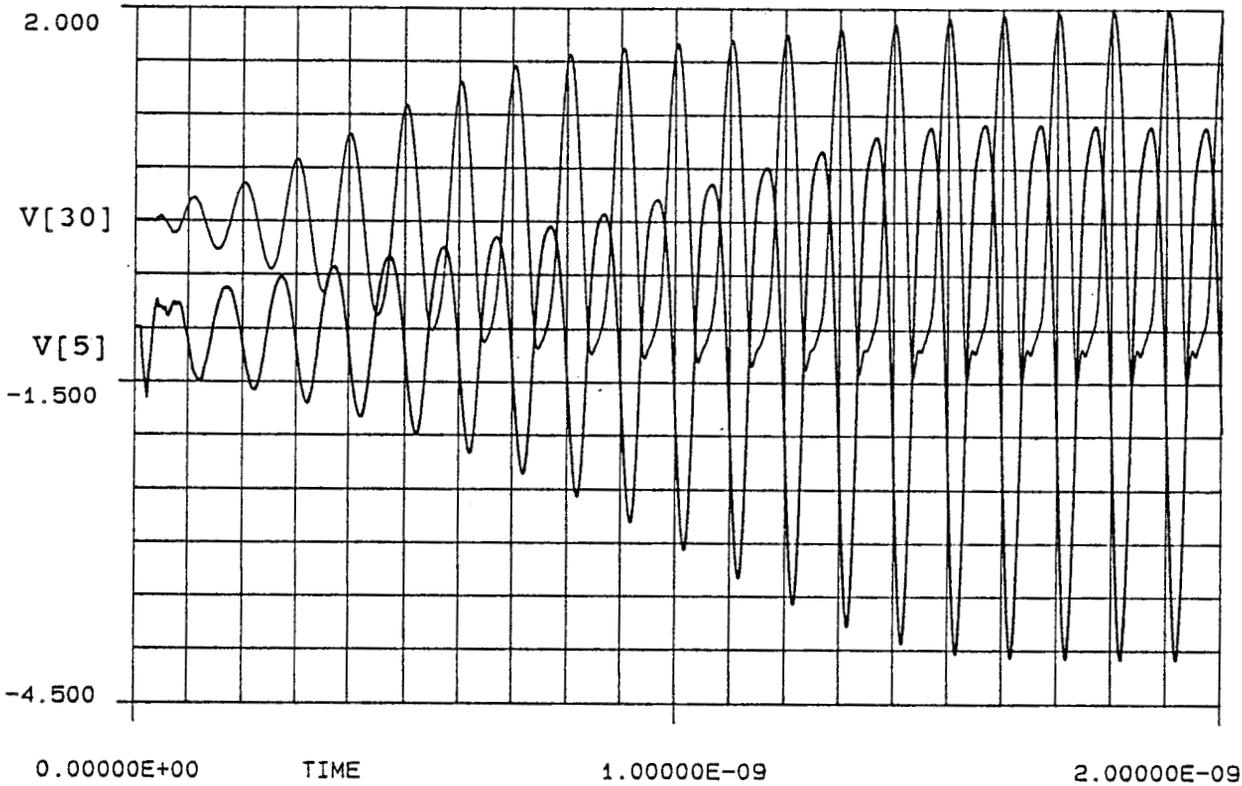
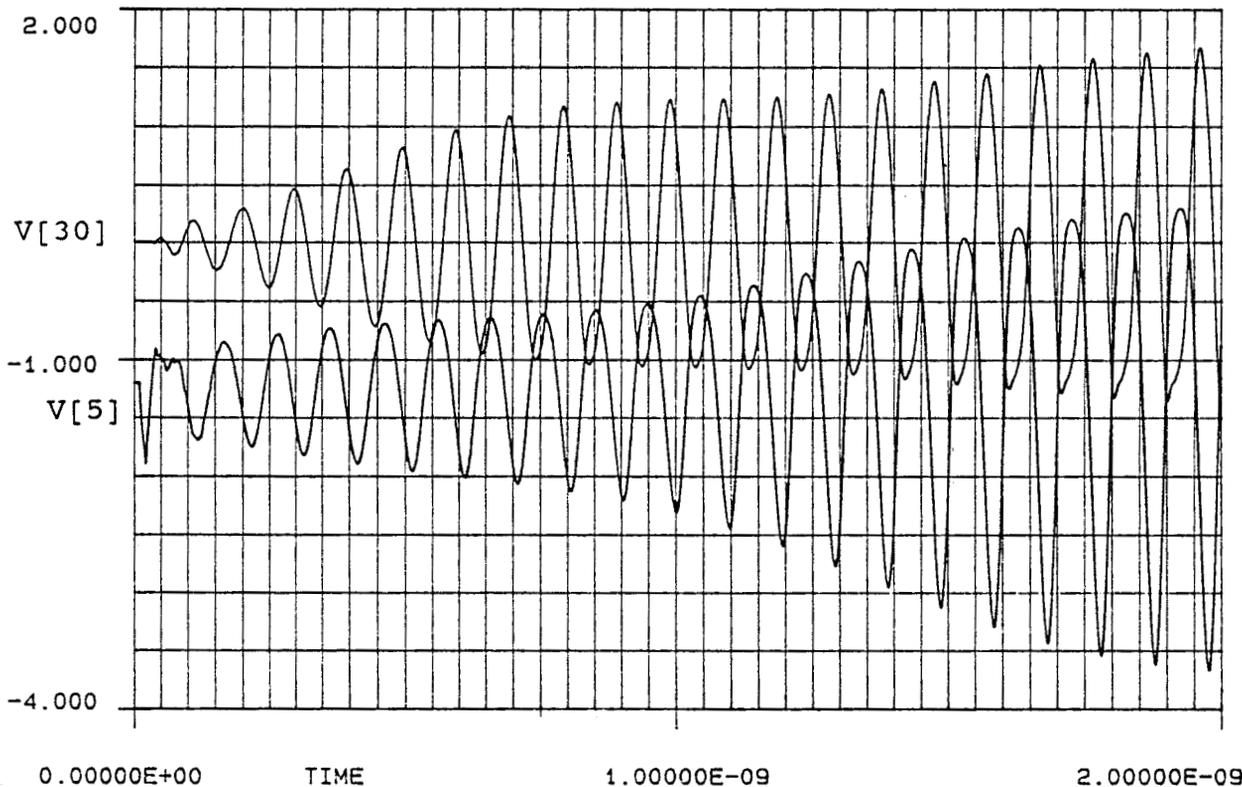


Fig IV.8 et 9 : Oscillateur version parallèle
simulation sur "SPICE"

OSC

Tension Vgs = - 1.2 V

. v [30] Sortie . v [5] entre étages
REAL REAL



L'évolution de la tension de sortie présente une distorsion pour une tension de sortie très négative (-1.2 V) ; ceci se produit au moment où la grille est polarisée en direct, ce phénomène est vraisemblablement lié à l'entrée en conduction de la grille du transistor.

Pour mettre en évidence ce phénomène nous avons repris la simulation en polarisant la grille du transistor oscillateur à -1.2 V. Les évolutions des tensions en sorties (V30) et au niveau de la grille (V5) sont représentées sur la figure IV.9, la grille étant polarisée plus bas, elle entre moins facilement en conduction, on observe alors une réduction de la distorsion sur la tension de sortie.

Dans le cas où la grille du transistor oscillateur est polarisée à -1.2 V, la fréquence d'oscillation obtenue est de l'ordre de 10.4 GHz ; la puissance délivrée est quant à elle d'environ 60 mW.

IV.2.2.b Version série

Nous avons suivi le même processus pour arriver à un dessin à grande échelle du circuit définitif :

- optimisation avec des lignes droites
- dessin plus optimisation en tenant compte des contraintes de dessin (coudes, jonctions T, ponts)

Une analyse en régime non linéaire nous a donné des résultats similaires à ceux de la version P.

IV.2.3 REALISATION TECHNOLOGIQUE

Le dessin global du circuit étant figé pour chacune des deux versions d'oscillateurs, les différents masques nécessaires à l'élaboration du circuit ont été élaborés [ref:4].

La couche utilisée pour la réalisation du circuit est une couche épitaxiée par jet moléculaire, dont les différents niveaux sont :

- une couche surdopée N^+ , dopée à $3 \cdot 10^{18} / \text{cm}^3$ et d'une épaisseur de $0.18 \mu\text{m}$
- la couche active N, ayant un dopage $4.1 \cdot 10^{17} / \text{cm}^3$ et une épaisseur de $0.22 \mu\text{m}$
- une couche tampon de $1 \mu\text{m}$ d'épaisseur

- le substrat AsGa semi-isolant, qui sera aminci en fin d'opération à 100 μm .

Le substrat est aminci pour pouvoir utiliser la technique des trous métallisés "via-holes" entre les faces avant et arrière du circuit, ce qui permet de limiter les longueurs des lignes de masse.

L'usage des trous métallisés nous oblige à ajouter deux masques supplémentaires au processus habituel, ce qui porte le nombre total de masque à concevoir à neuf, plus le niveau de grille traité séparément [ref:5].

La description des différentes étapes technologiques nécessaires à l'élaboration des éléments de base (transistor, résistance, capacité), a déjà été détaillée au cours du chapitre III.3 ; nous énumérons ici les principales étapes successives de la réalisation du circuit :

- creusement de trous sur la face avant. Ces trous serviront de repères entre les deux faces, lors du creusement des "via-holes" par la face arrière. Il doivent avoir une profondeur au moins égale à l'épaisseur prévue du substrat après amincissement, soit ici de 100 μm .

- l'attaque "méso", qui consiste à dégager les zones autour des éléments actifs (transistors, résistances). Elle est pratiquée en deux étapes pour obtenir une descente progressive.

- dépôt des contacts ohmiques, pour les contacts de drain et de source des transistors ainsi que pour les plots d'accès aux résistances.

- métallisation inférieure, qui constitue la majorité du circuit (lignes, plans de masse, plan inférieur des capacités, accès aux transistors et résistances). Cette métallisation a une épaisseur de l'ordre de 0.5 μm .

- un premier "recess" est effectué entre les plots des contacts ohmiques, sur une profondeur de l'ordre de 0.25 μm .

- insolation au masqueur électronique des grilles.

- le deuxième "recess" est réalisé suivant le masquage précédent sur une profondeur de 0.05 μm .

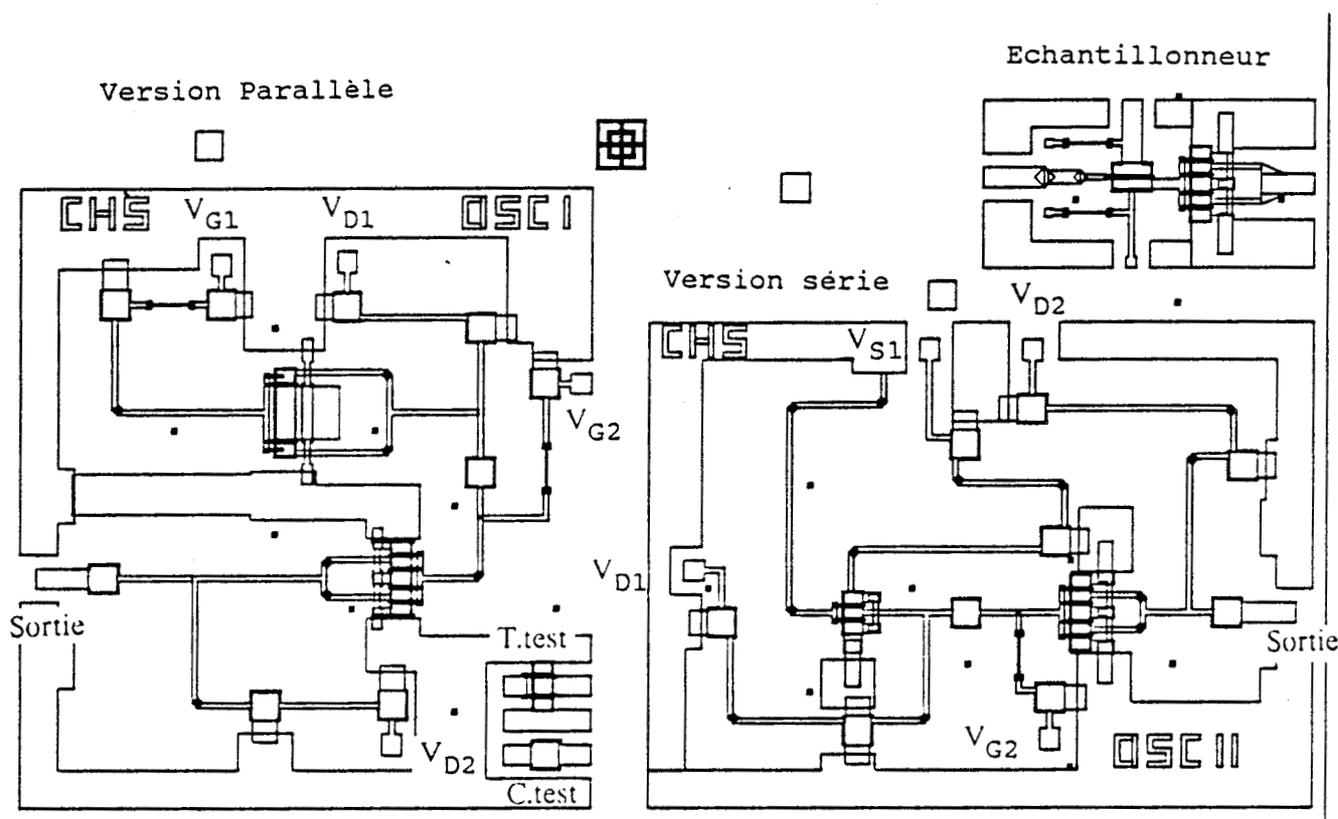
- dépôt des grilles en Titane-Platine-Or, d'une épaisseur de 0.4 μm .

- dépôt d'une couche de polyimide de 0.5 μm d'épaisseur, utilisée essentiellement pour les ponts et pour assurer la protection des éléments actifs du circuit.

- gravure du polyimide pour la délimitation des capacités et pour le dégagement des zones d'accès et piliers de ponts.

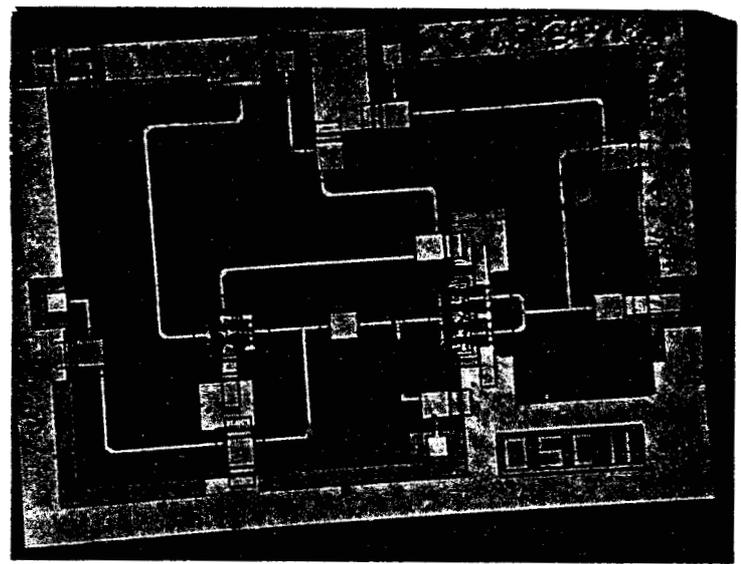
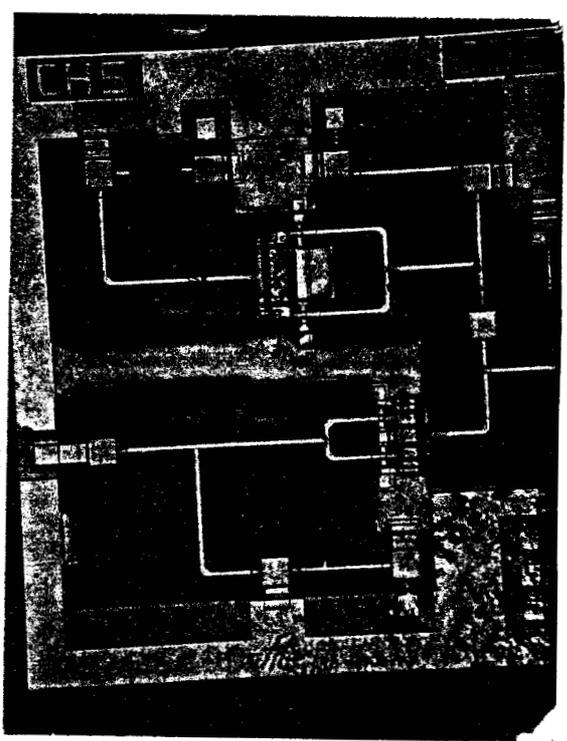
- dépôt d'une couche de nitrure de 0.16 μm , utilisé comme diélectrique pour les capacités.

- gravure du nitrure dans les zones d'accès et les piliers de ponts.



500 Microns

Fig IV.10 : Dessin du circuit intégré monolithique



- métallisation supérieure, formant le plan supérieur des capacités et les tabliers des ponts.

- un amincissement du substrat est effectué par attaque chimique pour obtenir un substrat d'environ 100 μm d'épaisseur.

- les trous des "via-holes" sont creusés de façon à déboucher sous la métallisation du circuit aux endroits prévus grâce aux trous de repères réalisés au début du "process".

- une métallisation par électrolyse de la face arrière permet l'obtention des trous métallisés et renforce le substrat.

la figure IV.10 représente le dessin global du circuit réalisé. Il comporte deux versions d'oscillateurs :

- OSCI avec une réaction de type parallèle

- OSCII avec une réaction de type série

Il comprend aussi un circuit échantillonneur (dont la description est développée dans la thèse de S.HEMBERT), qui va assurer la stabilité de la fréquence par une boucle à verrouillage de phase.

Les dimensions totales du circuit sont de 4700 x 2600 μm . La réalisation technologique se fait sur un quart de plaquette, ce qui devrait nous donner environ 20 circuits complets.

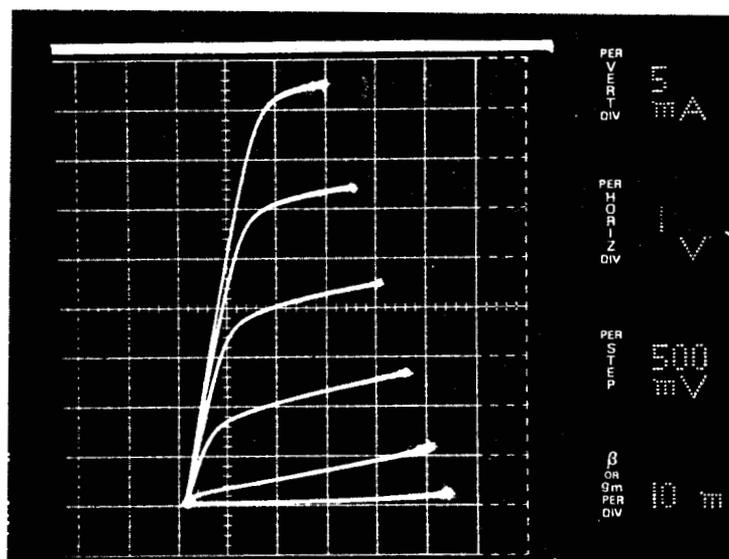


Fig IV.11 : Caractéristiques statiques d'un transistor de 2 grilles de $0.5 \times 75 \mu\text{m}$

IV.3 MESURES SUR LE CIRCUIT

IV.3.1 TESTS PRELIMINAIRES

Une observation de la plaquette au microscope optique de chaque circuit a décelé des anomalies sur quelques circuits :

- grilles manquantes sur un bord de la plaquette
- métallisation supérieure ne tenant pas bien au niveau des capacités.
- sur l'ensemble de la plaquette, les vias holes ont débouché et ont même transpercé les métallisations de la face avant ; des trous sont donc visibles lorsqu'on éclaire la plaquette par dessous.
- enfin, la métallisation de la face arrière n'adhère pas correctement au substrat, ainsi pour la plupart des circuits il n'y a pas contact entre les deux faces du substrat ce qui rend impossible les tests de l'oscillateur sous "CASCADE".

Un grand nombre de transistors testés sous pointes en régime continu présentent des caractéristiques homogènes sur l'ensemble de la plaquette. Pour un transistor ayant deux grilles de $75 \mu\text{m}$ de largeur, ces caractéristiques (fig:IV.11) sont :

- un courant de saturation I_{dss} de l'ordre de 45 mA
- une tension de pincement comprise entre 2 et 2.5 V
- une transconductance G_m voisine de 25 mS

les résistances actives utilisées pour la polarisation des grilles des divers transistors ont une valeur de $7 \text{ k}\Omega$, ce qui est un peu plus faible que la valeur escomptée ($10 \text{ k}\Omega$), mais qui ne devrait pas influencer sur le fonctionnement de l'oscillateur.

IV.3.2 CARACTERISATION DES ELEMENTS TESTS

Une capacité et un transistor ont été placés sur le circuit oscillateur OSCI, pour servir d'éléments tests, ils sont tous deux compatibles avec une mesure sous pointes en hyperfréquence à l'aide de "CASCADE".

IV.3.2.a Capacité test

La capacité test étant disposée en transmission, nous avons effectué la mesure en hyperfréquence entre 1.5 et 26.5 GHz de ses quatre paramètres Scattering.

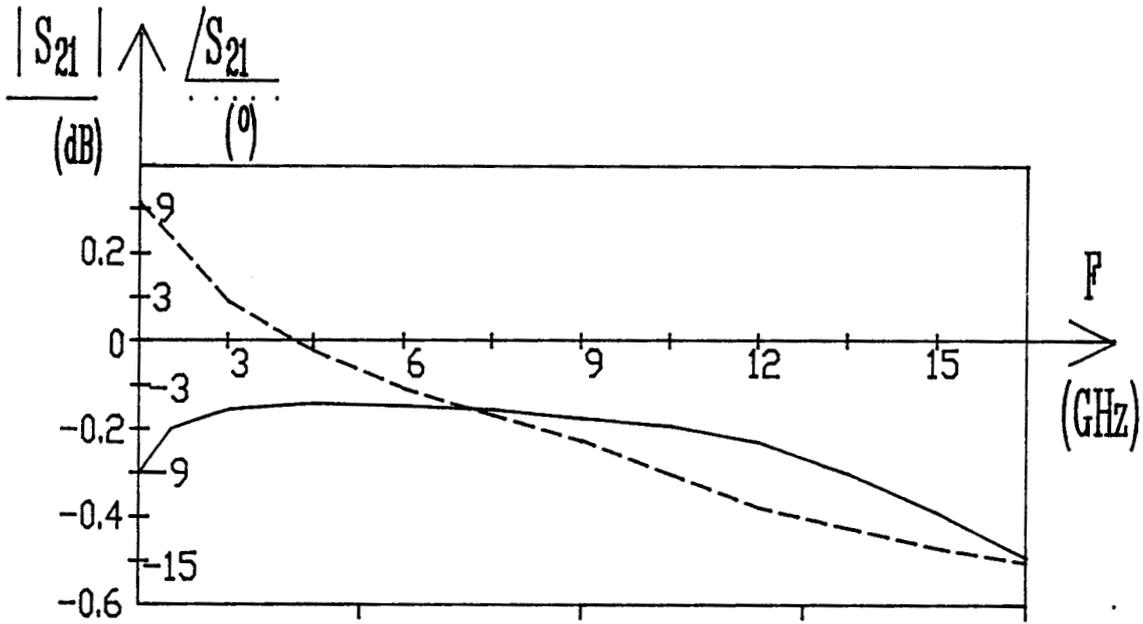


Fig IV.12 : Paramètres S_{21} de la capacité test

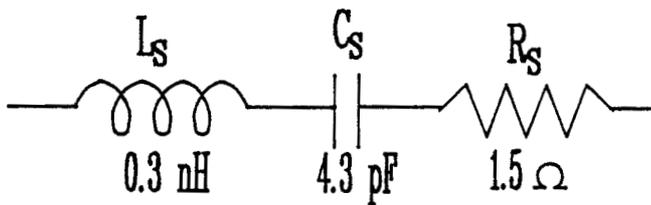


Fig IV.13 : Schéma équivalent de la capacité test mesurée

Sur quatre capacités prises au hasard sur la plaquette, deux d'entre elles présentent des caractéristiques similaires (voir amplitude du S21 représentée figure IV.12).

Une simulation sur TOUCHSTONE permet de donner un schéma équivalent à la capacité mesurée. Pour arriver à un S21 proche de la mesure nous avons rajouté une self parasite en série, ce qui donne le schéma équivalent présenté figure IV.13. La valeur de la capacité (4.3 pF) est très proche de la valeur attendue (4.1 pF), la résistance série est légèrement supérieure (1.5 Ω contre 1 Ω prévu).

Les deux autres capacités testées ont des caractéristiques complètement différentes : l'une présente une résonance à une fréquence voisine de 1.5 GHz ; sur l'autre, l'amplitude du S21 décroît rapidement avec la fréquence, ce qui laisserait supposer une self parasite importante.

IV.3.2.b Transistor test

Le transistor test est constitué de deux grilles de 0.5 μm de longueur et de 75 μm de largeur, il est lui aussi caractérisé sous "CASCADE".

L'étude de son comportement en régime statique donne les diverses résistances du schéma équivalent ; ces résistances sont :

$$R_s = 5 \Omega$$

$$R_d = 5 \Omega$$

$$R_g = 5.3 \Omega$$

Si les résistances R_s et R_d sont relativement bonnes, la résistance R_g est quant à elle plus élevée que la valeur prévue (5.3 Ω contre 3 Ω).

La mesure des paramètres "S" du transistor pour des fréquences comprises entre 1.5 et 26.5 GHz et pour diverses conditions de polarisation, permet d'accéder aux autres éléments du schéma équivalent.

Les évolutions de ces éléments en fonction de la tension V_{gs} , sont représentées sur les courbes IV.13.a à f. Les valeurs de ces éléments sont reportées sur le schéma équivalent figure IV.14 pour une tension V_{ds} égale à 3 V et une tension V_{gs} de -1 V. Ces valeurs sont :

$$G_m = 30 \text{ mS}$$

$$G_d = 3 \text{ mS}$$

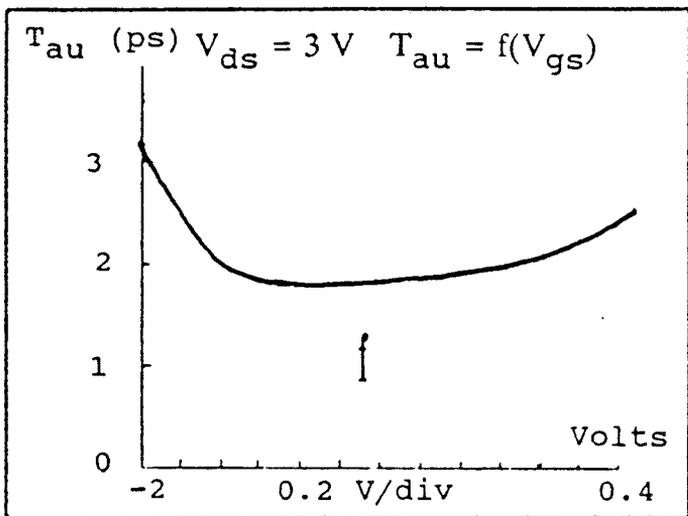
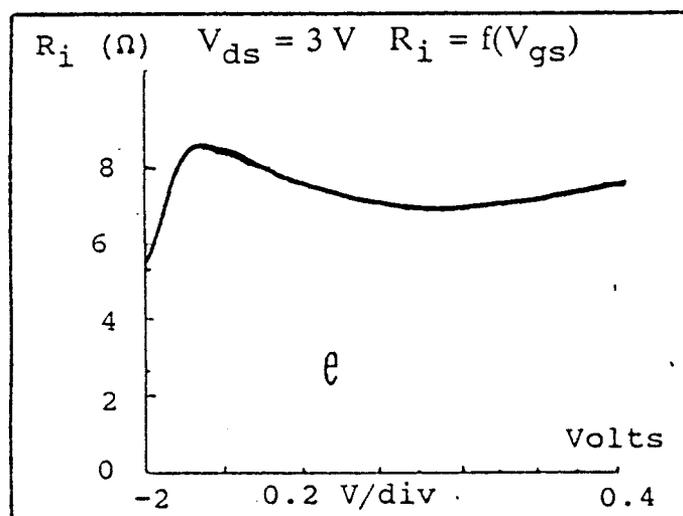
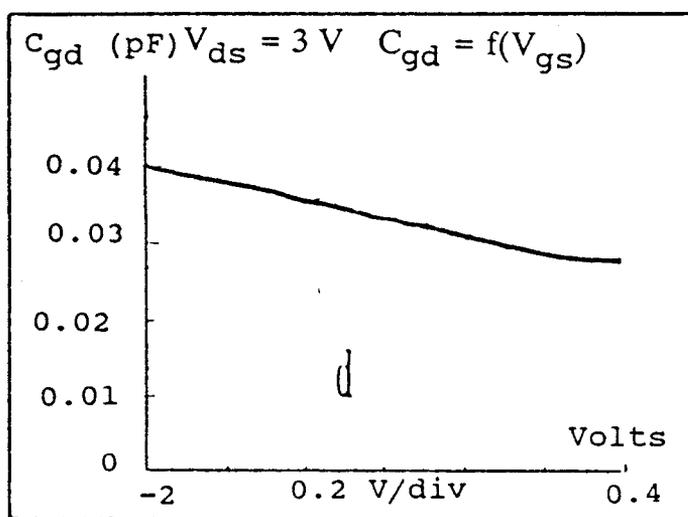
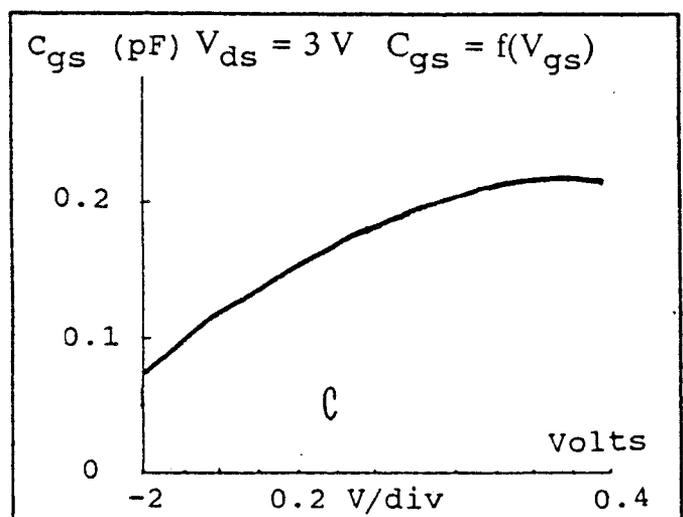
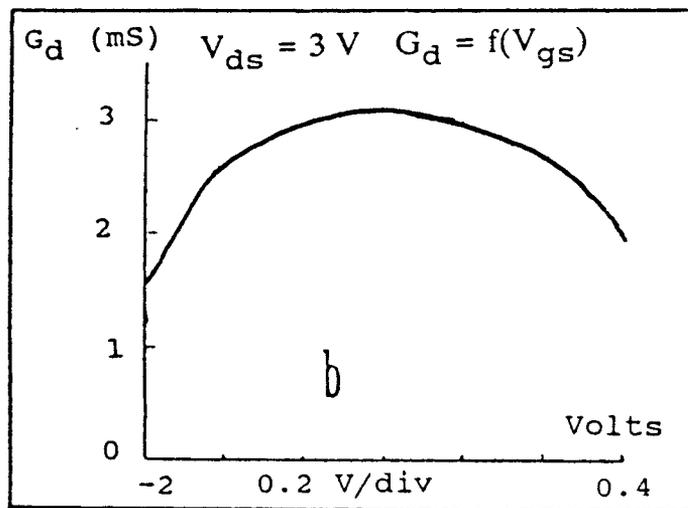
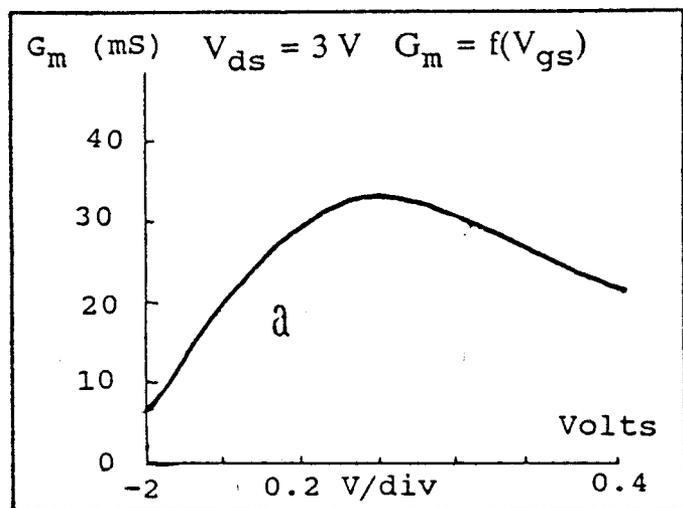


Fig IV.13a à f : Evolutions des éléments intrinsèques du transistor test en fonction de V_{gs}

$$\begin{aligned}C_{gs} &= 0.17 \text{ pF} \\C_{gd} &= 0.032 \text{ pF} \\T_{au} &= 1.8 \text{ ps} \\R_i &= 7 \Omega\end{aligned}$$

Comparées aux valeurs utilisées lors de la conception, le G_m expérimental est supérieur (30 contre 21 mS), la capacité C_{gs} est elle aussi plus importante (0.17 pour 0.12 pF). Le temps de transit obtenu ($T_{au} = 1.8 \text{ ps}$) est quant à lui très inférieur à celui théorique (3 ps). D'après ces résultats, on peut supposer que le dopage de la couche semi-conductrice est beaucoup élevé que prévu.

Le passage d'un circuit au microscope électronique permet de donner une mesure de la longueur des grilles des transistors, cette longueur est en moyenne de $0.55 \mu\text{m}$ sur les quelques transistors présents sur le circuit. La distance entre les deux contacts ohmiques drain source est quant à elle de $2.5 \mu\text{m}$.

IV.3.3 ESSAIS DES CIRCUITS OSCILLATEURS

A l'issue de l'examen de la plaquette au microscope optique, nous avons retenu sept circuits oscillateurs de la version parallèle et huit de la version série, ayant une chance de fonctionner.

Afin d'effectuer des tests sur chacune des deux versions d'oscillateurs (version Série et version Parallèle), nous avons réalisé deux dispositifs d'essai, comprenant les circuits d'alimentations et la ligne de sortie, gravés sur un substrat diélectrique de type RT DUROID 6010 (voir Chapitre III.25). Ces dispositifs sont ensuite montés dans un boîtier pour former la cellule de mesure.

IV.3.3.a Oscillateur version Parallèle

Sur les quelques circuits testés, bien que les transistors semblent fonctionner correctement, nous n'avons observé aucune raie de fréquence sur l'analyseur de spectre. Une mesure du coefficient de réflexion présenté par la sortie de l'oscillateur, effectuée à l'analyseur de réseau, a révélé un module de ce coefficient de réflexion toujours inférieur à 1, ce quel que soit les conditions de polarisation du circuit.

Nous avons testé chaque partie du circuit sous pointes en régime continu, il s'avère que d'une part certaines capacités présentent des fuites importantes, et d'autre part, les lignes présentent des pertes importantes qui sont sans doute dues à une épaisseur de

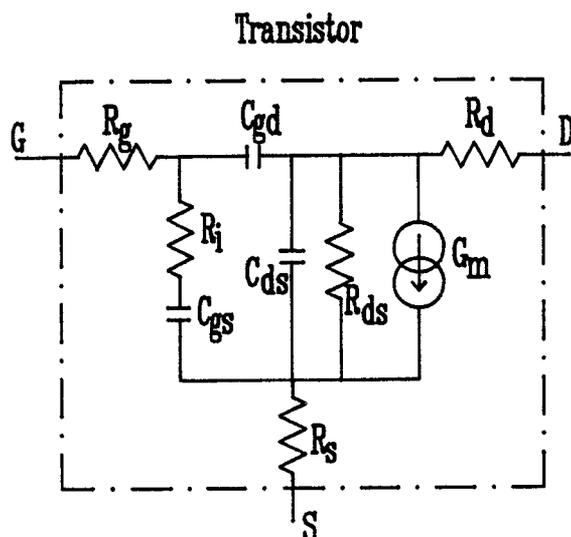


Fig IV.14 : Schéma équivalent du transistor test

$$V_{ds} = 3V, V_{gs} = -1V$$

$$R_d = 5\Omega, R_s = 5\Omega, R_g = 5.3\Omega, R_{ds} = 330\Omega,$$

$$R_i = 7\Omega, G_m = 30 \text{ mS}, \tau = 1.8 \text{ ps}$$

$$C_{gs} = 0.17 \text{ pF}, C_{gd} = 0.032 \text{ pF}, C_{ds} = 0.035 \text{ pF}$$

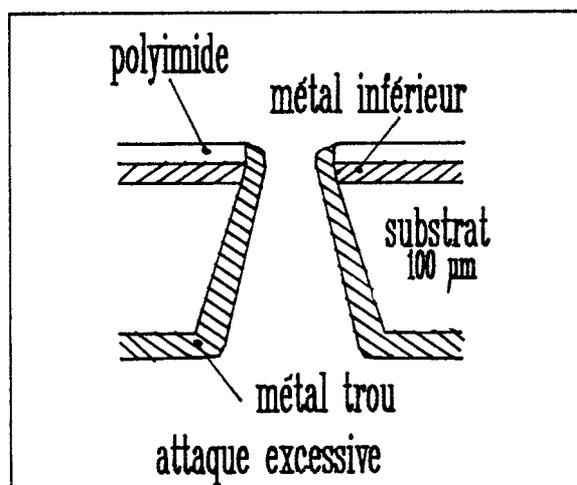
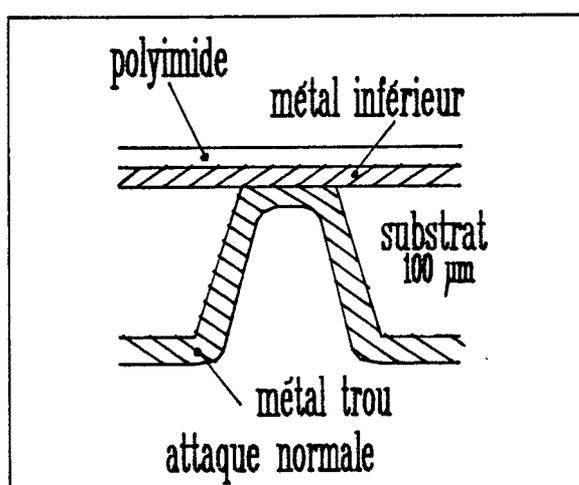


Fig IV.15 : Détail de la réalisation d'un via-hole

métallisation insuffisante. Les via-holes ayant transpercé la métallisation inférieure, et malgré l'usage de la colle conductrice utilisée lors du montage du circuit pour boucher les trous des via-holes, il subsiste des problèmes de contacts entre les diverses parties du circuit devant normalement être à la masse (voir fig:IV.15).

En outre, sur les circuits testés, la hauteur du substrat est très inférieures à la valeur optimale de $100 \mu\text{m}$; une simulation sur "TOUCHSTONE" de cet oscillateur version parallèle a montré qu'il ne fonctionnait plus lorsque la hauteur était inférieure à $80 \mu\text{m}$. D'après les résultats de simulation, le fonctionnement de cet oscillateur est beaucoup moins critique pour des hauteurs de substrat supérieure à la valeur optimale.

IV.3.3.b Oscillateur version série

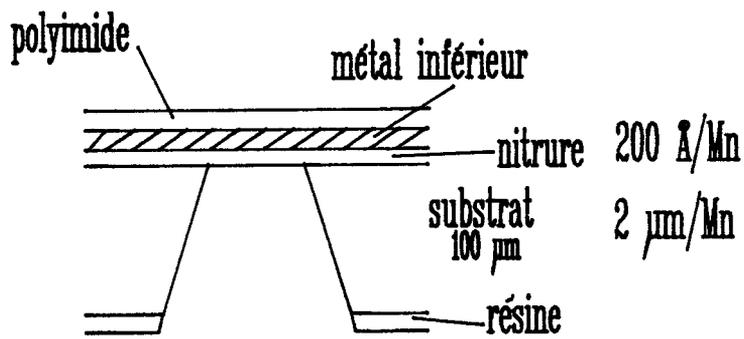


Sur pratiquement tous les circuits de cette version, nous avons mesuré une résistance de l'ordre de 7Ω entre le plot de polarisation de la source du transistor de l'étage oscillateur et la masse. Après avoir coupé les lignes d'accès au transistor, nous en avons déduit qu'une des capacités utilisée dans le circuit de polarisation de la source de ce transistor était en court-circuit.

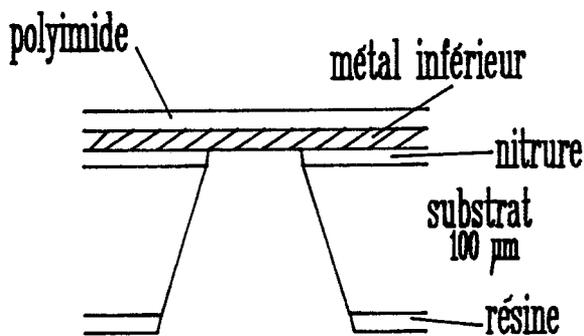
Une vérification des masques nécessaires à l'élaboration de cette capacité a révélé un contour manquant sur le masque utilisé lors du dépôt de nitrure. La métallisation supérieure vient alors se déposer directement sur la métallisation inférieure, créant ainsi un court-circuit.

Le transistor de l'étage oscillateur ne pouvant pas être polarisé correctement, l'oscillateur "version série", n'a pas la possibilité de fonctionner.

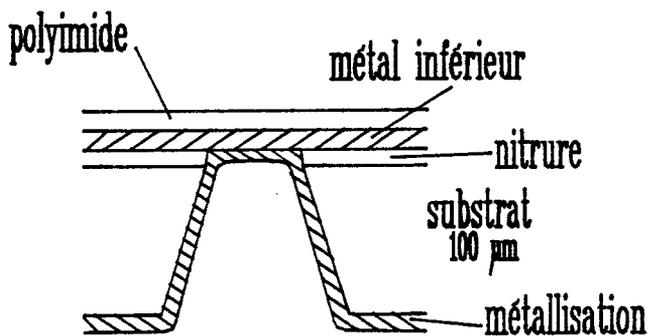
Des essais ont été entrepris en essayant d'éliminer ce court-circuit en coupant la métallisation supérieure entre la capacité et le plan de masse voisin, nous avons ainsi obtenu une oscillation à une fréquence voisine de 9.8 GHz , mais avec une puissance très faible (de l'ordre de 3 mW). On peut expliquer cette faible puissance par le fait qu'en supprimant la capacité, on modifie le schéma de l'adaptation du transistor.



attaque plasma



gravure du nitruire



métallisation de la face arrière

Fig IV.16 : Détail de la réalisation d'un via-hole avec une couche de nitruire pour stopper l'attaque

IV.3.4 CONCLUSION DES MESURES

Résumons les étapes nécessaires à la réalisation des via-holes ; après avoir percé des trous de repères sur la face avant, le circuit est traité classiquement. La plaquette est ensuite retournée puis collée à l'aide de cire pour subir un amincissement. Celui-ci a été effectué de façon chimique. Vient alors l'opération de perçage des trous, qui peut être obtenue soit à l'aide d'une attaque chimique, soit par une attaque plasma. Dans notre cas, l'attaque plasma a été choisie car elle permet une vitesse d'attaque beaucoup plus rapide et un contrôle de l'opération moins délicat. On termine par une métallisation de la face arrière, réalisée par évaporation, puis par électrolyse.

Sur notre plaquette, la hauteur de substrat varie d'un bord à l'autre de 70 à 100 μm , ce qui rend délicat l'alignement du masque des via-holes par rapport aux trous de repères et le contrôle des paramètres d'attaque des trous. Il serait souhaitable de réaliser un amincissement mécanique suivi d'un polissage mécano-chimique de façon à obtenir une hauteur de substrat beaucoup plus homogène.

Dans le but de ralentir la vitesse de perçage des trous en fin d'opération, et d'éviter ainsi que ces trous ne percent complètement la métallisation inférieure, nous pouvons utiliser une couche de nitrure sous la métallisation inférieure (fig:IV.16). En effet, la vitesse d'attaque du nitrure est cent fois plus faible que pour l'AsGa, le temps d'attaque est alors beaucoup moins critique. De la même façon, on peut utiliser une couche de platine beaucoup plus importante dans la métallisation inférieure [ref:17].

Une nouvelle réalisation de ce circuit intégré est envisagé en apportant une correction au masque de dépôt de nitrure (responsable de la capacité en court-circuit) et en incluant un masque supplémentaire pour déposer du nitrure sous la métallisation inférieure afin de faciliter la réalisation des via-holes.

BIBLIOGRAPHIE DU QUATRIEME CHAPITRE

[1] R.A. PUCCEL

"Design considerations for monolithic microwave circuits"

IEEE M.T.T, vol 29, N°6, june 1981

[2] BENTLEY N. SCOTT, G.E. BREHM

"Monolithic voltage controlled oscillator for X and Ku bands"

IEEE M.T.T, vol 30, N°12, december 1982

[3] 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

[4] E. MALLE, P. ROUSSELLE

"Notice d'utilisation du logiciel de conception de masques assistée par ordinateur"MYCENE" ". Projet IMA 1987

[5] M. CERAN

"Mise en oeuvre des techniques de dépôt et gravure assistés par plasmas, applications aux composants microondes"

Ingénieur C.N.A.M, LILLE, décembre 1988

[6] G. DAMBRINE

"Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent"

Thèse docteur de l'université, LILLE, mars 1989

[7] S. HEMBERT

Thèse docteur de l'université (à paraître en Janvier 1990), université de LILLE

[8] M.I. SOBHY, A.K. JASTREZEBSKI, R.S. PENGELLY

"The design of microwave monolithic VCO"

Plessey research

[9] E. PETTENPAUL

"State of the art of MMIC technology and design in West Germany". IEEE M.T.T.Symposium Digest, 1987

[10] TAKASHI OHIRA, TAKAHIRO HIRAOKA, HARUHIKO KATO

"MMIC 14 GHz vco and Miller frequency divider for low noise" local oscillators. IEEE M.T.T, vol 35, N°7, july 1987

[11] M. MADIHIAN, K. HONJO

"GaAs monolithic IC's for an X band PLL stabilized local source". IEEE M.T.T, vol 34, N°6, july 1986

[12] T. OHIRA, T. TOKUMITSU, T. HIRAOKA

"Development of key monolithic circuits to Ka band full MMIC receivers". IEEE M.M.W.M.C.Symposium, 1987

[13] T. OHIRAL, H. KATO, K. ARAKI, F. ISHITSUKA

"A compact full MMIC module for Ku band phase locked oscillators" IEE M.T.T, vol 37, N°4, april 1989

[14] J. ARCHER, B.M. SMITH, G.R. WEAVER, H. WONG

"Development and evaluation of a GaAs MMIC phase locked loop chip set for space applications"

IEE M.T.T, vol 37, N°4, april 1989

[15] E. REESE, Jr and John M. BEALL

"Optimized X and Ku band MMIC varactor tuned fet oscillators"

IEEE M.T.T S.Digest 1988

[16] G. PATAUT, D. PAVLIDIS

"X band varactor tuned monolithic GaAs fet oscillators"

Internationnal Journal of electronics 1988

[17] D.MALFOY

"Amélioration et mise au point de nouvelles techniques de réalisation de transistors F.E.T. de puissance"

Mémoire C.N.A.M., à paraître au C.H.S., Janvier 1990

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre du projet ASTREE de la S.N.C.F., qui doit permettre la localisation à tout instant des convois ferroviaires, nous avons étudié et réalisé des prototypes de cinémomètres hyperfréquences exploitant l'effet Doppler. Ces centrales cinémométriques fonctionnent à la fréquence de 10 GHz ; elles permettent de mesurer la vitesse instantanée du convoi, la distance parcourue et en outre donnent l'indication du sens de marche.

Ces cinémomètres ont été testés tout d'abord en laboratoire puis ensuite sur site réel, sur une voie aménagée des ateliers S.N.C.F. d'HELLEMMES, et enfin sur site en exploitation sur la ligne PARIS-ROUEN-LE HAVRE. Les résultats des mesures effectuées lors de ces multiples essais et en particulier sur site en exploitation, montrent que la distance parcourue est obtenue avec une erreur relative de 0.4 %, alors que la vitesse instantanée est connue à 2 % près. L'indication du sens de marche du véhicule n'a pas à ce jour été testée sur site en exploitation, mais uniquement en laboratoire et sur le site des ateliers d'HELLEMMES ; dans ces conditions, le dispositif que nous proposons a donné des résultats satisfaisants.

Les centrales cinémométriques que nous avons réalisées comprennent plusieurs parties distinctes :

- une tête hyperfréquence regroupant l'oscillateur, le système de mélange des signaux émis et rétrodiffusés, ainsi que la diode de détection du signal Doppler ;
- une antenne d'émission-réception ;
- une carte de traitement du signal Doppler associée à un système d'affichage des grandeurs.

La conception de la partie "traitement du signal" et "affichage" revient au L.R.P.E., le C.H.S. étant quant à lui responsable de la conception de la tête hyperfréquence et de l'aérien qui lui est associé. Ces dispositifs hyperfréquences sont jusqu'à présent réalisés en technologie hybride et utilisent des circuits microrubans (lignes et antennes plaquées).

Afin d'abaisser le coût de réalisation de la tête hyperfréquence et d'en diminuer l'encombrement, nous avons envisagé une intégration la plus poussée possible de ce système. Pour ce faire, l'intégration monolithique semble particulièrement bien adaptée. Le premier objectif que nous nous sommes fixés est de réaliser un oscillateur micro-onde sur AsGa, utilisant des transistors à effet de champ.

Nous avons dans un premier temps procédé à la conception d'un prototype simple d'oscillateur ne comportant comme élément actif qu'un seul TEC. Les mesures effectuées sur cet oscillateur, dont le design a été fait pour qu'il fonctionne à une fréquence de 10 GHz, montrent d'une part qu'il oscille à 8 GHz et d'autre part que la puissance disponible en sortie est relativement faible et fluctue suivant la valeur d'impédance présentée par la charge. Ces résultats indiquent qu'il est nécessaire d'envisager d'adjoindre à l'oscillateur un étage tampon, jouant à la fois le rôle d'amplificateur et d'isolateur, l'impédance de charge (antenne) étant fortement variable. Cette étude fait l'objet de la deuxième phase de ce travail.

Deux versions de l'oscillateur (l'une "série", l'autre "parallèle"), ont fait l'objet d'une étude complète, allant de la C.A.O. à la réalisation des circuits. Ces oscillateurs sont réalisés sur une même épitaxie de caractéristiques:

- couche N dopée à $4 \cdot 10^{17}/\text{cm}^3$, d'une épaisseur de $0.22 \mu\text{m}$;
- couche N^+ dopée à $3 \cdot 10^{18}/\text{cm}^3$, d'une épaisseur de $0.18 \mu\text{m}$;
- un substrat aminci à $100 \mu\text{m}$.

Le nombre important de niveaux de masques (dix), la complexité de certaines opérations technologiques (par exemple : contrôle de l'amincissement et des via-holes) rendent délicate la fabrication des circuits intégrés micro-ondes.

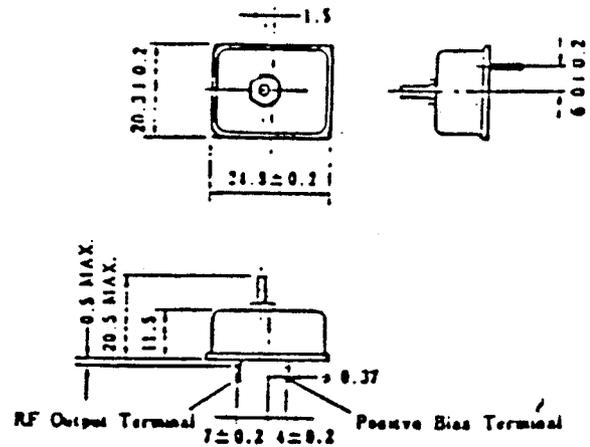
Bien que les tests opérés sur les divers éléments actifs ou passifs des circuits intégrés pris individuellement, présentent des caractéristiques correctes, il n'en reste pas moins que peu de circuits complets soient opérationnels parmi la vingtaine présents sur la plaquette. Nous avons pu isoler 7 circuits "série" et 8 circuits "parallèle" lesquels ont fourni un signal micro-onde à 10 GHz mais dont la puissance de sortie n'est pas encore suffisante (5 dBm) pour l'application envisagée.

Une analyse détaillée des circuits a cependant montré que les causes de non fonctionnement sont dues principalement au fait que l'épaisseur de l'épitaxie après amincissement n'est pas constante (valeurs extrêmes : 70 et $100 \mu\text{m}$), ce qui rend alors difficile le contrôle de la réalisation des via-holes. Pour éviter cela, nous proposons un amincissement mécanique, suivi d'un polissage mécano-chimique afin d'obtenir une hauteur de substrat homogène. Pour maîtriser plus finement la profondeur d'attaque des via-holes, nous pensons inclure une couche de nitrure sous la métallisation inférieure, ce qui permettra de ralentir la vitesse d'attaque en fin d'opération et d'éviter le perçage de la métallisation.

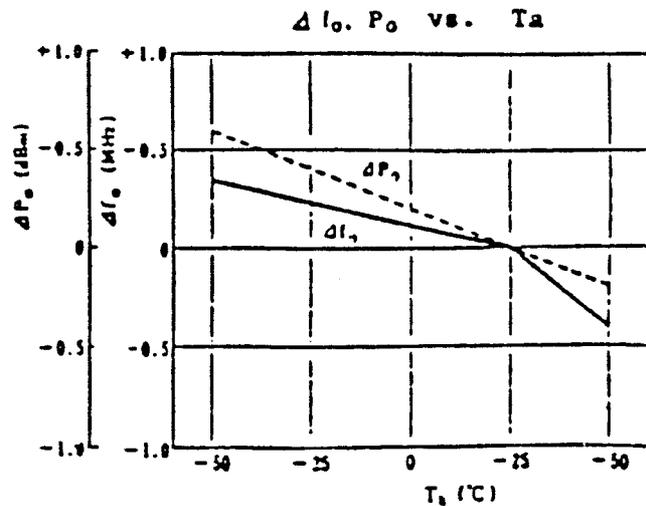
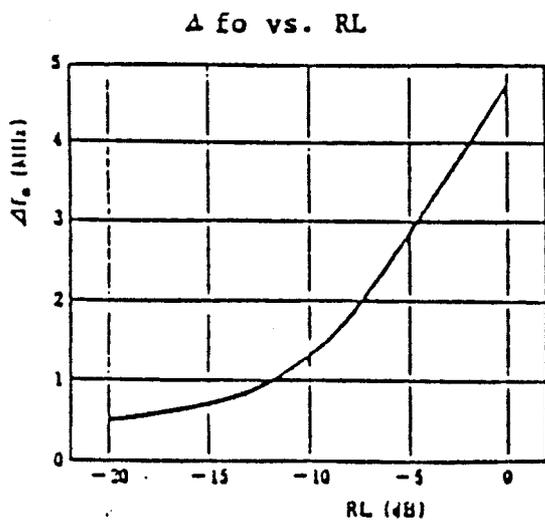
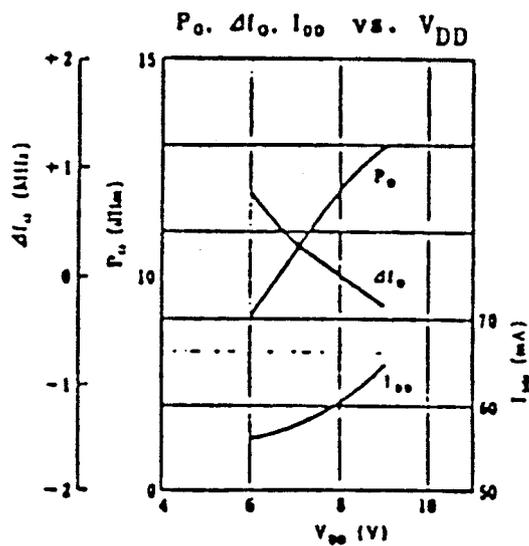
ANNEXES

ANNEXE 1: NOTICE TECHNIQUE DE LA SOURCE N.E.C. 5808 E

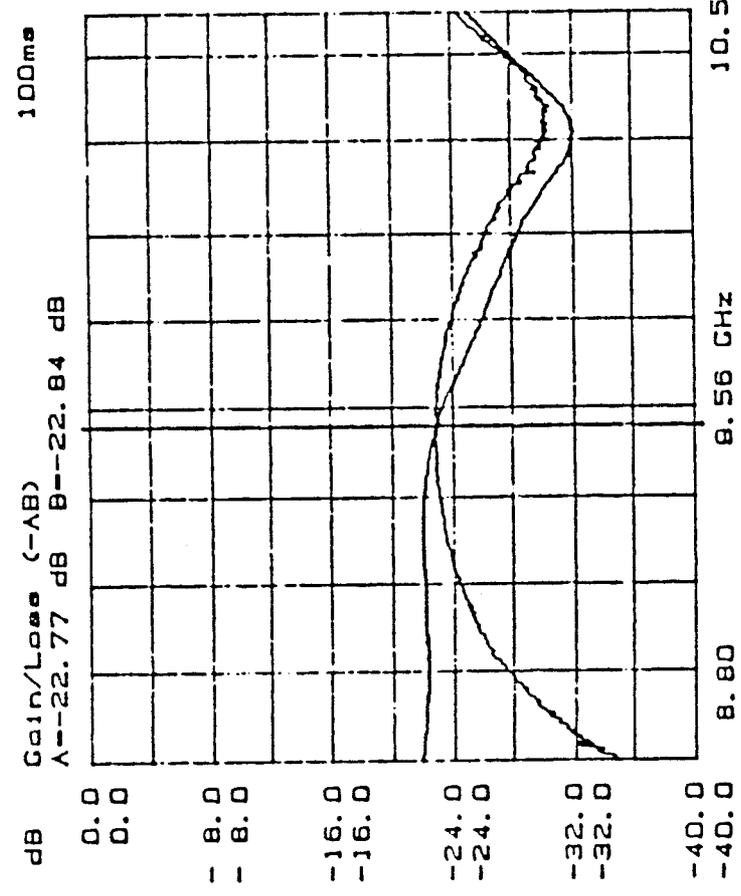
PACKAGE DIMENSIONS (Unit : mm)



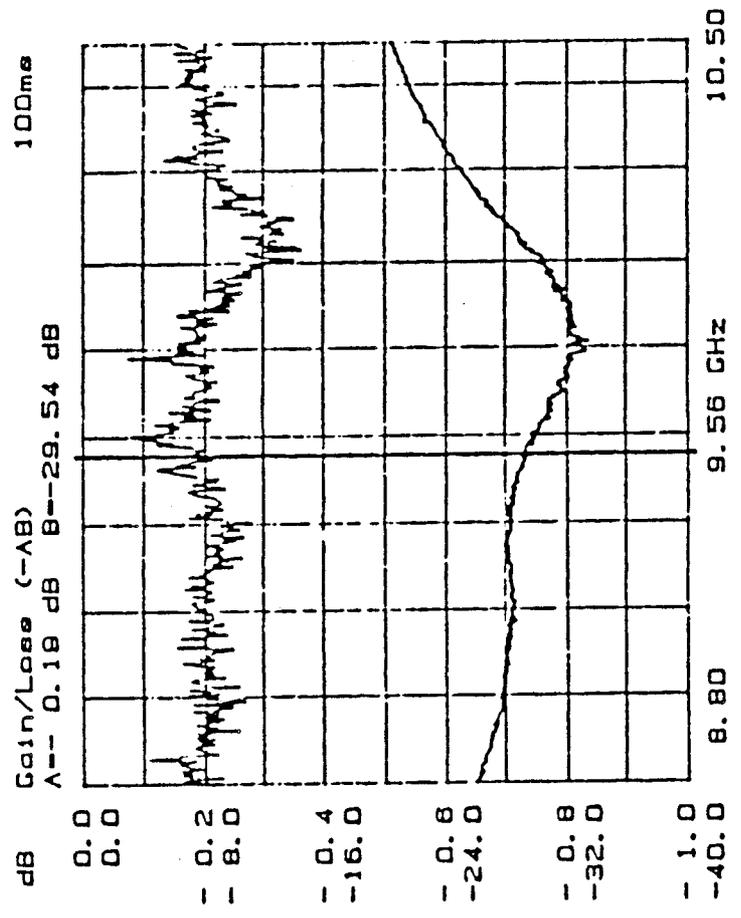
TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)



CH A: ISOLATION port 3/2
 CH B: V.S.W.R. port 3



CH A: INSERTION LOSS port 3/1
 CH B: V.S.W.R. port 3



ANNEXE 2: Caracteristiques hyperfrequences du circulateur DROP-in TDK



SCHOTTKY BARRIER DIODES FOR STRIPLINE, MICROSTRIP MIXERS AND DETECTORS

5082-2200/01/02/03
5082-2207/08/09/10
5082-2765/66
5082-2774/75
5082-2785/86
5082-2794/95

Features

- SMALL SIZE
- LOW NOISE FIGURE
6 dB Typical at 9 GHz
- RUGGED DESIGN
- HIGH UNIFORMITY
- HIGH BURNOUT RATING
1 W RF Pulse Power Incident
- BOTH MEDIUM AND LOW BARRIER
AVAILABLE

Description/Applications

This family consists of medium barrier and low barrier beam lead diodes mounted in easily handled carrier packages. Low barrier diodes provide optimum noise figure at low local oscillator drive levels. Medium barrier diodes provide a wider dynamic range for lower distortion mixer designs. Application Note 976 presents impedance matching techniques for an X-Band mixer.

Maximum Ratings

Operating and Storage Temperature Range
C-2 Packaged Diodes -65°C to +125°C
H-2 Packaged Diodes -65°C to +200°C

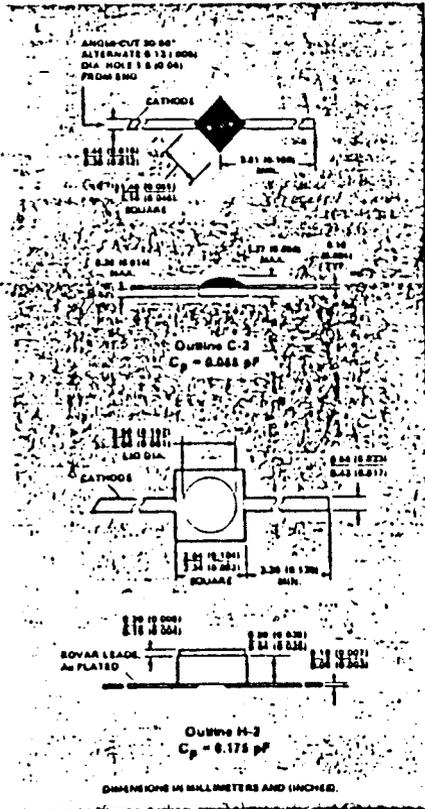
Operation of these devices within the above temperature ratings will assure a device Median Time To Failure (MTTF) of approximately 1×10^7 hours.

Pulse Power Incident at $T_{CASE} = 25^\circ C$ 1 W
(1 μs pulse, $D_u = 0.001$)

CW Power Dissipation at $T_{CASE} = 25^\circ C$
(Mounted in infinite Heat Sink) 125 mW
(Derate linearly to Zero at Maximum Operating Temperature)

Diode Mounting Temperature in Packages
C-2 235°C for 10 sec max.
H-2 260°C for 10 sec max.

Peak Inverse Voltage 4 V
These diodes are ESD sensitive. Handle with care to avoid static discharge through the diode.



Package Characteristics

These diodes are designed for microstrip and stripline use. The Kovar leads provide good continuity of transmission line impedance to the diode. Outline C2 is a plastic on ceramic package. Outline H2 has a metal ceramic hermetic seal. The ceramic is alumina. Metal parts are gold plated Kovar.

The hermetic package, outline H2, is capable of passing many of the environmental tests of MIL-STD-750. The applicable solderability test is reference 2031.1: 260°C, 10 seconds.

RF Electrical Specifications at $T_A = 25^\circ C$

Part Number	Batch Matched	Test Freq. (GHz)	Barrier	Maximum Noise Figure NF (dB)	IF Impedance Z_{IF} (Ω)		Maximum SWR	Package	Typical Capacitance C_T (pF)	
					Min.	Max.				
2200	2201	9.375	Medium	8.0	150	400	1.5:1	Hermetic	0.3	
2202	2203		Medium	8.5	200	400	2.0:1	Hermetic	0.3	
2765	2766		Low	8.0	150	400	1.5:1	H-2	0.3	
2785	2786		Low	8.5	200	400	2.0:1	H-2	0.3	
2207	2208		Medium	8.0	150	400	1.5:1	Broadband	0.22	
2209	2210		Medium	8.5	200	400	2.0:1	Broadband	0.22	
2774	2775		Low	8.0	150	400	1.5:1	C-2	0.22	
2794	2795		Low	8.5	200	400	2.0:1	C-2	0.22	
Test Conditions	$1NF \pm 0.3$ dB $1Z_{IF} \leq 25$ Ω		DC Load Resistance = 0 Ω L.O. Power = 1 mW IF = 30 MHz, 1.5 dB NF						$V = 0$	

Typical Detector Characteristics at $T_A = 25^\circ C$

MEDIUM BARRIER AND LOW BARRIER (DC BIAS)

Parameter	Symbol	Typical Value	Units	Test Conditions
Tangential Sensitivity	TSS	-64	dBm	20 μA Bias
Voltage Sensitivity	γ	8.8	mV/ μW	Video Bandwidth = 2 MHz
Video Resistance	R_v	1400	Ω	$f = 10$ GHz

LOW BARRIER (ZERO BIAS)

Parameter	Symbol	Typical Value	Units	Test Conditions
Tangential Sensitivity	TSS	-44	dBm	Zero Bias
Voltage Sensitivity	γ	10	mV/ μW	Video Bandwidth = 2 MHz
Video Resistance	R_v	1.8	kΩ	$f = 10$ GHz

Typical Parameters

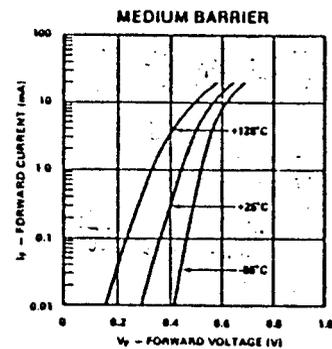


Figure 1. Typical Forward Characteristics

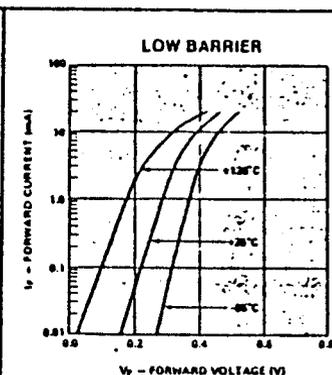
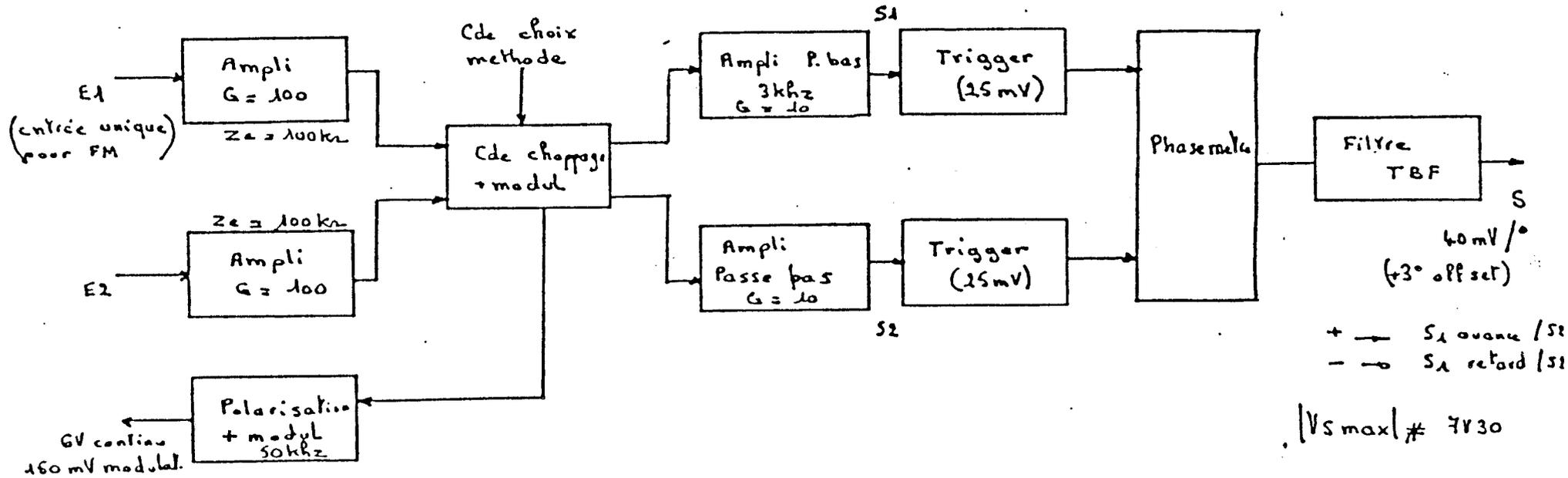


Figure 2. Typical Forward Characteristics

Security Barrier Diodes



Schema de principe du phase metre Doppler

Doc 88

en methode averés : $V_e = 15$ mV crête crête maximum
 en methode bi-frequence : $V_e = 150$ mV crête crête max

ANNEXE 4 : SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA CARTE TRAITEMENT DE SIGNAL POUR LA METHODE BIFREQUENCE.

036 122 254

RESUME

Dans le but d'une automatisation de la conduite d'un véhicule terrestre, la S.N.C.F. nous a proposé l'étude d'un capteur hyperfréquence utilisant l'effet Doppler en bande X, capable de mesurer la vitesse instantanée et la distance parcourue par le véhicule ainsi que de déterminer son sens de déplacement.

Nous avons réalisé un premier prototype de cinémomètre en tentant de répondre aux critères de précision et de fidélité des mesures. Ce capteur a été testé sur site réel où il a donné une erreur relative de 0.4 % sur la mesure de distance et de 2 % sur la mesure de vitesse.

Pour la détermination du sens de marche du véhicule, nous avons expérimenté deux méthodes possibles afin de les valider. Ayant choisi l'une d'entre elles, nous avons alors développé un prototype complet de cinémomètre, remplissant les diverses fonctions imposées par le cahier des charges.

En vue d'une future intégration de la tête hyperfréquence du cinémomètre, nous nous sommes intéressés à la réalisation d'un oscillateur microonde intégré monolithique sur AsGa. Les derniers prototypes conçus et réalisés ont fourni un signal microonde à la fréquence de 10 GHz et d'une puissance de 5 dBm.

MOTS CLES

- Effet Doppler
- Cinémomètre
- Détermination sens de marche
- Oscillateur microonde
- Circuit intégré AsGa

