

N° d'ordre 338

50376

1984

149

50376
1984
149

THESE

présentée à

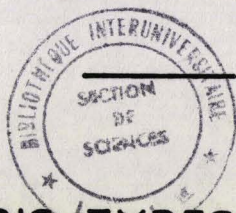
L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR INGENIEUR

par

Leila TALEB



ETUDE DE TROIS TYPES DE MELANGEURS
UTILISANT DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP
A L'ARSENIURE DE GALLIUM

Soutenue le: 19.04.1984 devant la Commission d'Examen

MM.	E. CONSTANT	Président
	G. SALMER	Rapporteur
	M. BINET	Examineur
	P. HARROP	"
	C. KERMARREC	"
	A. PERICHON	invité
	M. ROLLAND	"



0-01-317-2

Ce travail a été effectué aux LABORATOIRES D'ELECTRONIQUE ET DE PHYSIQUE APPLIQUEE.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur CONSTANT et Monsieur le Professeur SALMER de me faire l'honneur de présider la Commission d'Examen.

J'exprime toute ma reconnaissance à Messieurs HARROP, BINET et KERMARREC qui m'ont permis grâce à leur compétence et à leurs nombreux conseils, de mener à bien ce travail. Mes sincères remerciements vont à Messieurs ROLLAND et PERICHON qui me font le plaisir de participer à mon jury.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à Monsieur CLAASEN du NAT. LAB. pour ces précieux renseignements concernant l'utilisation de son programme.

Je tiens également à remercier mes camarades du LEP pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée et leur large participation à l'aboutissement de ce travail.

Enfin, je ne saurais oublier celles qui ont contribué à la réalisation de ce document : Mademoiselle COLINÉ et Mesdames DUBRULLE et PERTUS. Je les remercie vivement.

Je remercie enfin Monsieur A. PUGLIESI pour l'édition de ce document.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

<u>CHAPITRE I : ETUDE DU COUPLEUR ET DU MELANGEUR DOUBLE-SOURCE</u>	7
I.1. INTRODUCTION	7
I.2. PRESENTATION DU COUPLEUR ET DU MELANGEUR DOUBLE-SOURCE	8
I.3. DETERMINATION THEORIQUE DES CELLULES D'ADAPTATION	9
I.3.A. Principe	9
I.3.B. Détermination des paramètres S_{ij} de base	13
I.3.B.1. Mélangeur	13
I.3.B.2. Coupleur adapté à 50Ω	13
I.3.C. Topologie des cellules d'adaptation	16
I.3.C.1. Adaptation à 50Ω	17
I.3.C.2. Mélangeur	18
I.4. REALISATION PRATIQUE DE CES CELLULES	19
I.4.A. Calcul des pertes et effets parasites	19
I.4.B. Dimensions et conception des éléments constituant les cellules	26
I.4.B.1. Adaptation à 50Ω	26
I.4.B.2. Mélangeur	28
I.5. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET THEORIQUES	29
I.5.A. Présentation des résultats	29
I.5.A.1. Adaptation à 50Ω	29
I.5.A.2. Mélangeur	34
I.5.B. Interprétation des résultats	36
I.5.b.1. Adaptation à 50Ω	36
I.5.B.2. Mélangeur	37
I.6. CONCLUSION	43

CHAPITRE II : ETUDE DU MELANGEUR DOUBLE-GRILLE ET DU MELANGEUR EQUILIBRE

II.1. INTRODUCTION	61
II.2. PRINCIPE GENERAL	63
II.3. ETUDE DU MELANGEUR DOUBLE-GRILLE	68
II.3.1. Modélisation du mélangeur	68
II.3.1.A. Présentation	68
II.3.1.B. Détermination du point de fonctionnement du mélangeur et simulation de son comportement fort signal	71
II.3.1.C. Schéma équivalent du transistor utilisé	80
II.3.1.D. Mesures des paramètres S_{ij} à petit signal et déduction des courbes de variations des éléments du schéma équivalent du transistor en fonction de la polarisation	88
II.3.1.E. Interprétation des courbes obtenues	89
II.3.2. Utilisation du programme NON-LIN	97
II.3.2.A. Principe du programme	97
II.3.2.B. Calcul des coefficients à rentrer dans NON-LIN	100
II.3.2.C. Présentation des résultats	104
A. Recherche du point de polarisation optimal	105
B. Impédance de terminaison des différentes portes aux fréquences F_{OL} , F_{RF} et F_{IF}	106
C. Influence des éléments non linéaires sur le gain de conversion	113
II.3.2.D. Interprétation des résultats	114
A. Gain de conversion en fonction des terminaisons des portes OL et RF	114
B. Influence des non-linéarités des différents éléments du schéma équivalent du double-grille	115
II.3.3. Conclusion	123

II.4. ETUDE DU MELANGEUR EQUILIBRE	131
II.4.1. Modélisation du mélangeur équilibré	131
II.4.1.A. Présentation	131
A. Etude des différents modes d'attaque	132
B. Taille des transistors constituant le mélangeur	136
C. Etude de l'isolation entre ses différentes portes	138
II.4.1.B. Détermination du point de fonctionnement du mélangeur et simulation de son comportement sous fort signal	141
A. Point de fonctionnement du mélangeur	141
B. Zone d'évolution du point de polarisation de chaque transistor lors de l'application d'un fort signal sur la grille 1	143
C. Variation des paramètres Y_{ij} intrinsèques des transistors avec les tensions de polarisation	144
D. Variations de ces mêmes paramètres Y_{ij} avec les tensions appliquées au transistor en dynamique	145
II.4.1.C. Schéma équivalent du transistor utilisé	147
A. Approximations faites sur les variations des paramètres Y_{ij} avec le point de polarisation lors de la modélisation fort fort signal du transistor	147
B. Calcul des éléments parasites	149
II.4.1.D. Mesures des paramètres S_{ij} à petit signal et déduction des courbes de variation des paramètres Y_{ij} intrinsèques du transistor en fonction de la polarisation	150
A. Déduction des paramètres Y_{ij} intrinsèques	150
B. Etude fréquentielle	153
II.4.1.E. Interprétation des courbes obtenues	158
II.4.2. Utilisation du programme NON-LIN	161
II.4.2.A. Principe du programme	161
II.4.2.B. Calculs des coefficients à rentrer dans NON-LIN	162
II.4.2.C. Présentation des résultats	166
A. Calcul du gain de conversion	166
B. Etude du gain de conversion en fonction de la fréquence	168
C. Influence des éléments non linéaires de chaque transistor sur le gain de conversion	168

II.4.2.D. Interprétation des résultats obtenus par simulation	170
A. Influence des valeurs moyennes des paramètres des différents transistors sur le gain de conversion	170
B. Influence des non-linéarités des paramètres Y_{ij} de chaque transistor	172
C. Influence de la fréquence sur le gain de conversion	175
II.4.2.E. Conclusion	176
II.5. VERIFICATION EXPERIMENTALE	184
II.5.1. Présentation des résultats	184
A. Gain de conversion	184
B. Isolations	185
C. Influence de la fréquence	185
II.5.2. Interprétation des résultats et comparaison avec ceux obtenus en théorie	185
A. Comparaison des résultats expérimentaux et théoriques	185
B. Conclusion	186
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	187
<u>ANNEXES</u>	189
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	190

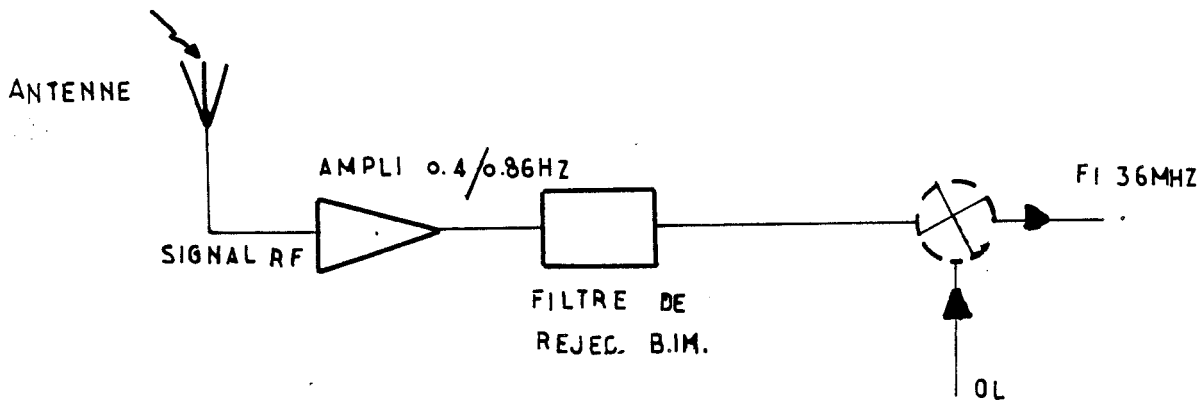
INTRODUCTION GENERALE

Le transistor à FET - AsGa est de plus en plus utilisé dans le domaine des télécommunications. (1)

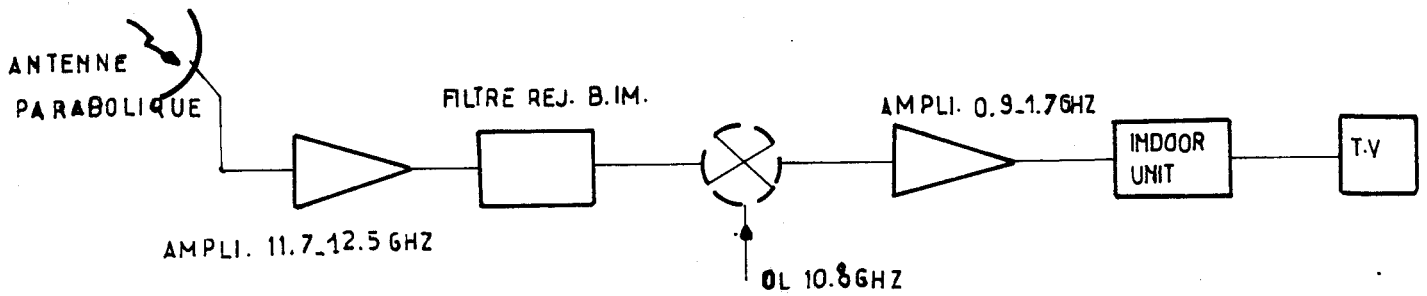
En effet, ses qualités en tant que composant permettent d'améliorer le rapport prix/performances des systèmes en exploitation, notamment dans les domaines de la transmission par satellite et par faisceaux hertziens.

Le schéma de la tête H.F pour une chaîne de réception de signal de télévision par ce faisceau hertzien ou par satellite donnés ci-dessous, nous montrent que ce composant pourra assurer en plus des fonctions d'amplification de puissance ou faible bruit celles de sous-ensemble :

- oscillateurs
- mélangeurs ect...



Reception par faisceau hertzien.



Reception par satellite. (2)

Cette thèse est axée sur l'étude de la fonction mélangeur dont les principales performances demandées sont :

- Un bon gain de conversion sur une large bande
- Un faible facteur de bruit
- Une bonne isolation entre les différentes portes OL-RF et FI.

Deux sortes de mélangeur sont utilisés à l'heure actuelle en Bande X.

- le mélangeur à FET-AsGa
- le mélangeur à Diode Schottky

Mais le premier offre des avantages par rapport au deuxième.

[2] [3]

En effet, de par son comportement physique qui se traduit par une transconductance, il présente un gain de conversion et ceci dans une large bande à l'encontre de la diode Schottky qui est équivalente à une résistance passive donc fonctionne à pertes.

De plus, du fait de sa présentation en quadripôle ou en hexapôle, alors que la diode Schottky est un dipôle, il permet une bonne isolation entre son entrée RF et sa sortie FI en tant que quadripôle avec en plus une bonne isolation entre les entrées OL et RF dans le cas de l'hexapôle, sans utilisation de circuit supplémentaire.

Ce qui réduit la taille de l'ensemble constituant le mélangeur.

Nous ferons une étude de 3 sortes de mélangeur :

- Mélangeur double-source
- Mélangeur double-grille
- Mélangeur équilibré.

On peut utiliser l'un des deux premiers dans une chaîne complète de réception de télévision par satellite.

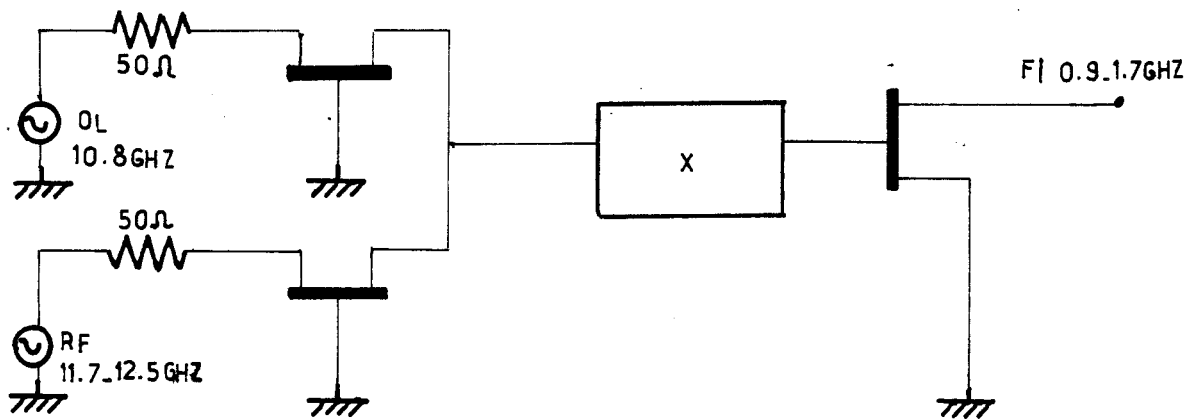
Le dernier peut faire partie d'un Tuner UHF où il reçoit un signal de fréquence 400 MHz - 800 MHz pour le transposer à l'aide d'un oscillateur de fréquence variable à une fréquence intermédiaire fixe FI=36MHz.

Nous allons présenter ces trois mélangeurs ainsi que les principaux objectifs à atteindre pour chacun d'entre eux lors de cette étude.

1. MELANGEUR DOUBLE-SOURCE : [4]

C'est un mélangeur simple grille avec un coupleur actif en entrée.

Il se présente de la façon suivante :



L'intérêt de ce mélangeur est qu'il présente grâce au coupleur actif une impédance voisine de 50Ω à ses entrées OL et RF et permet une adaptation large bande. Ceci sera justifié par la suite.

Le transistor à simple grille assure le mélange des deux signaux.

Ses performances de mélangeur mesurées avec un coupleur passif en entrée sont bonnes : $G_c = 5$ dB en simple bande à 12 GHz

$$FdB = 6 \text{ dB} \quad [5]$$

Entre les deux étages une cellule d'adaptation dans la bande désirée est prévue.

Ainsi, l'étude théorique de cette partie consistera à trouver une cellule optimale capable d'adapter le coupleur double source en sortie :

- à 50Ω dans le cas où il serait suivi d'un appareil d'impédance d'entrée normalisée de 50Ω

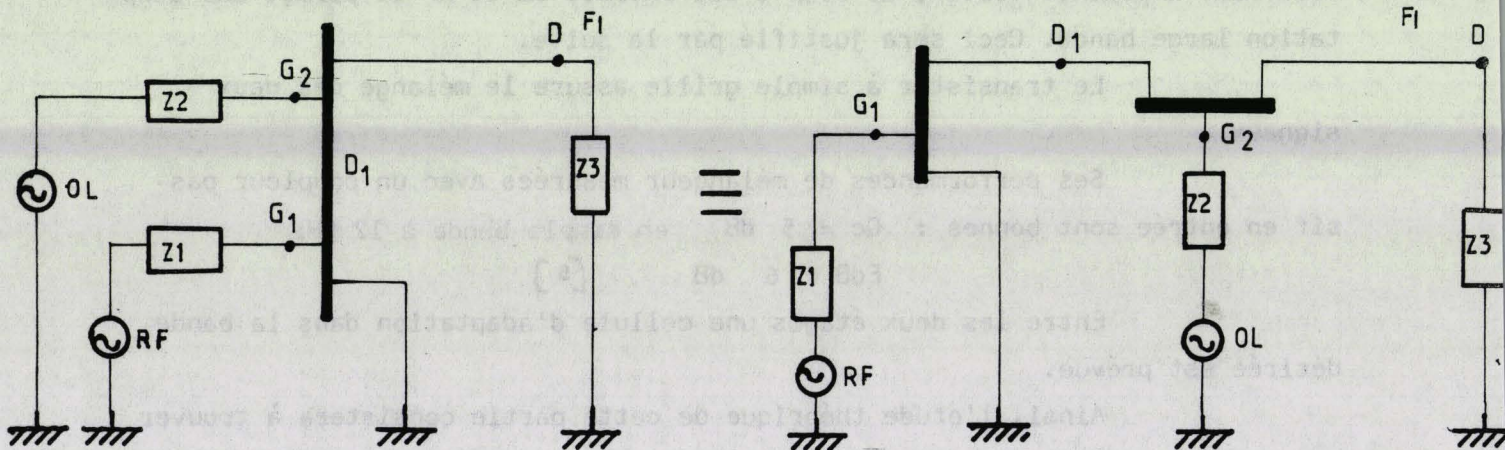
- à l'impédance d'entrée du transistor simple-grille pour l'application mélangeur double source.

Elle sera suivie d'une étude expérimentale principalement en version semi-monolithique, terme qui sera précisé par la suite.

2. MELANGEUR DOUBLE-GRILLE ; MELANGEUR EQUILIBRE.

a) Mélangeur double-grille.

De par sa conception technologique même dont le schéma est donné figure, le double-grille se présente comme deux transistors simple-grille mis en cascade: (6)



Le signal OL étant appliqué sur la grille 2 et le signal RF sur la grille 1, il en découle une bonne isolation OL-RF sans nécessité de circuit de plage supplémentaire.

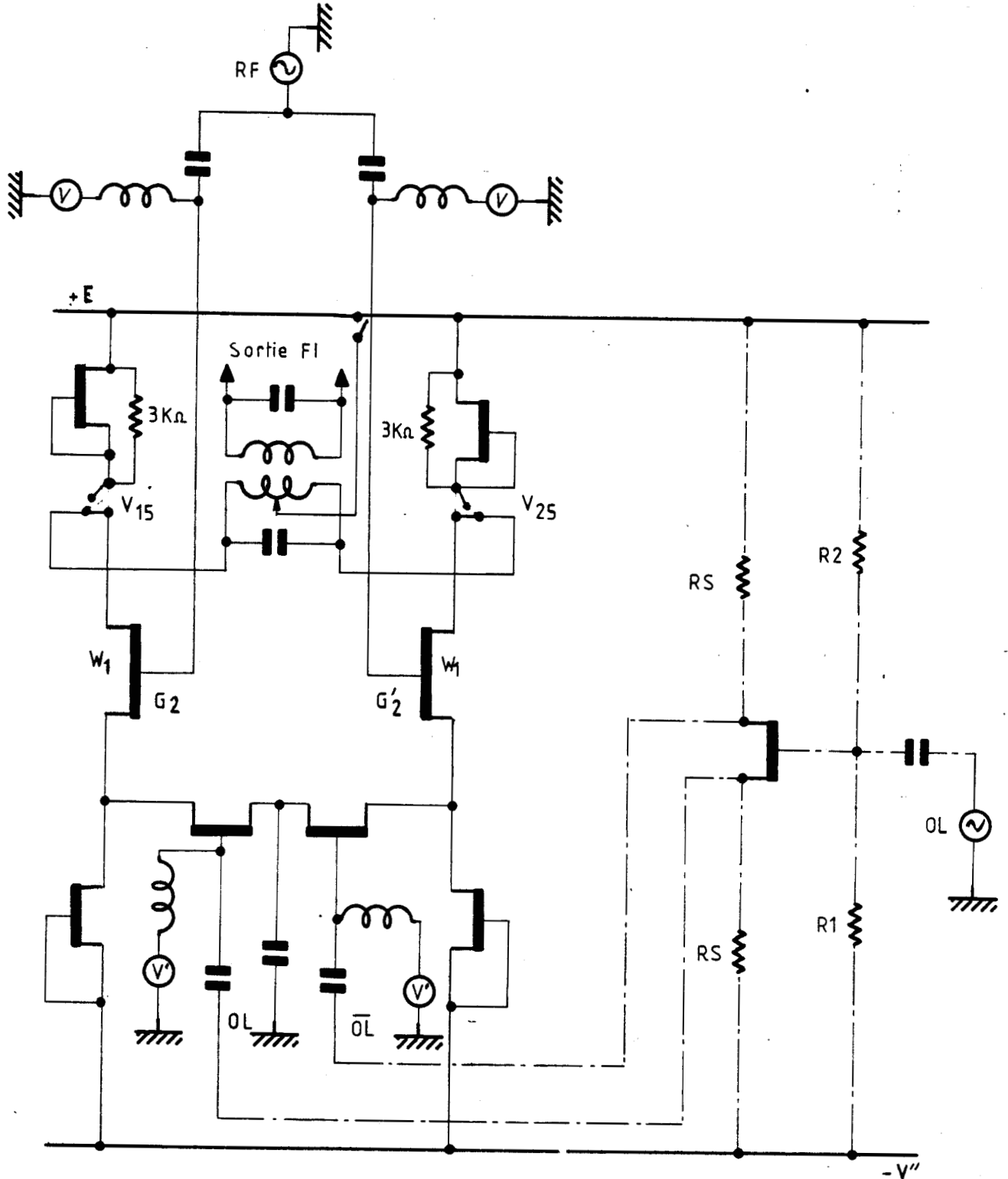
Ses performances en bande X sont :(7)

$$G_c \gg 3 \text{ dB}$$

$$F_{dB} \approx 10 \text{ dB}$$

3. MELANGEUR EQUILIBRE. (8)

Le schéma complet de ce mélangeur est le suivant.



L'intérêt de ce mélangeur par rapport à un mélangeur équilibré à diode est le gain de conversion comme il a été expliqué plus haut.

De plus, il offre une bonne isolation entre ses différentes portes pour des raisons qui seront indiquées par la suite.

L'étude théorique de ces deux mélangeurs consistera à déterminer l'environnement dans lequel doit être placé l'un d'entre eux pour optimiser ses performances dans sa bande d'utilisation :

Dans notre cas, elles se résumeront à l'optimisation du gain de conversion :

- En puissance pour le double-grille
- En tension pour le mélangeur équilibré.

Cette étude sera faite à l'aide d'un programme d'analyse par séries de Volterra de circuit à comportement non linéaire.

Elle est basée sur la simulation de l'excursion des caractéristiques du transistor lors de l'application d'un fort signal par plusieurs points de polarisation. (9) (10)

Elle se décomposera alors en trois grandes étapes :

- Déterminer la zone des caractéristiques, de chaque transistor, constituant le mélangeur, correspondant à l'évolution de son point de polarisation autour d'un point de fonctionnement optimal, lors de l'application d'un fort signal.

- Modéliser le comportement non linéaire de ce transistor à partir de mesures faites à petit signal pour ses différents points de polarisation se trouvant dans la zone indiquée

- En déduire les coefficients nécessaires au programme Non-lin dont le principal résultat demandé sera le gain de conversion du mélangeur étudié pour des conditions optimales de polarisation et d'impédances de terminaison.

Dans le cas du mélangeur équilibré cette étude théorique sera suivie d'une vérification expérimentale.

*

*

*

CHAPITRE I

ETUDE DU COUPLEUR ET DU MELANGEUR DOUBLE-SOURCE

I.1. INTRODUCTION

Cette partie expérimentale consiste en l'étude d'un coupleur actif faisant partie d'une chaîne de transmission de signal de télévision à 12 GHz.

Ainsi, ce coupleur sera chargé, selon son utilité dans la chaîne, par 50Ω ou par l'impédance d'entrée d'un mélangeur.

L'intérêt de ce coupleur réside dans le fait que l'on utilise deux transistors montés en grille commune, ce qui permet de présenter une impédance voisine de 50Ω aux deux entrées et résoud le problème d'adaptation à ce niveau.

Cette étude comportera les étapes suivantes :

1. Détermination théorique des cellules permettant d'adapter la sortie du coupleur à 50Ω ou à l'impédance d'entrée d'un mélangeur, ici simple grille soit un transistor FET monté en Source commune.

Pour cela, on optimisera les éléments de ces cellules à partir d'une topologie donnée et des paramètres S_{ij} mesurés des transistors montés en grille commune pour le coupleur et en source commune pour le mélangeur.

2. Réalisation pratique de ces cellules.

On commencera par un calcul de pertes intervenant quelle que soit la version dans laquelle est réalisée la cellule :

- hybride,
- semi-monolitique, termes qui seront précisés par la suite.

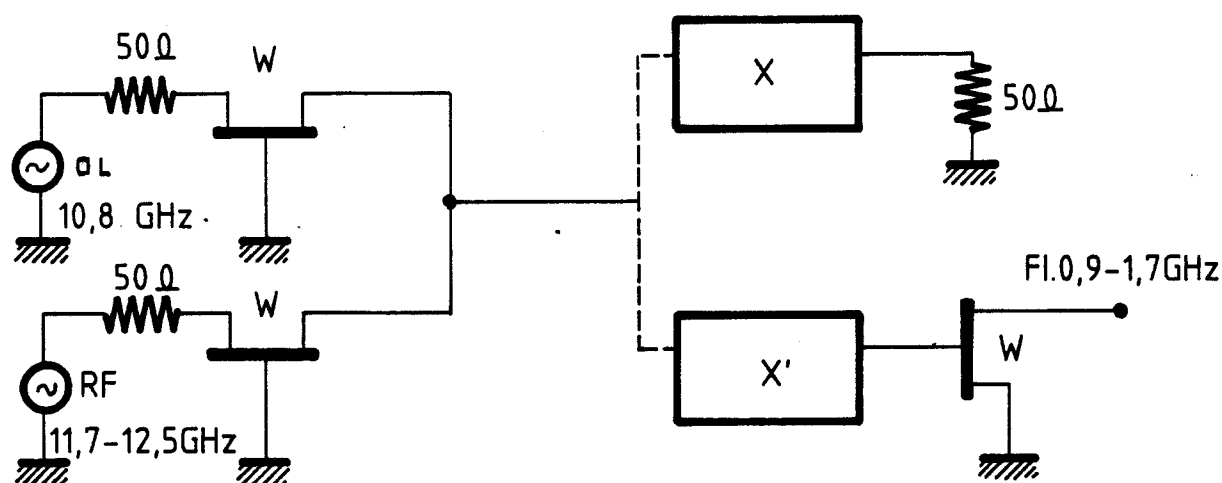
On précisera ensuite pour chaque cellule les dimensions des éléments qui la constitue.

3. En dernier, on comparera les résultats expérimentaux et théoriques et on les interprétera

II.2. PRESENTATION DU COUPLEUR ET DU MELANGEUR DOUBLE SOURCE.

Comme il a déjà été indiqué, le coupleur actif double source se présente de la façon suivante avec les deux options étudiées :

- adaptation en sortie à 50Ω
- adaptation en sortie à l'impédance d'entrée, transistor simple grille fonctionnant en mélangeur.



Comme nous l'avons dit, l'intérêt du coupleur est qu'il permet une adaptation large bande à 50Ω en entrée.

En effet, l'impédance d'entrée d'un transistor monté en grille commune est directement lié à sa transconductance g_m .

Celle-ci dépend de la longueur du transistor ainsi que de son point de polarisation.

Pour des conditions de faible bruit et de linéarité ce transistor est polarisé à une tension de grille-source V_{GS} voisine du pincement et sa tension drain-source V_{DS} dans la zone de saturation de la caractéristique statique $ID = f(V_{DS})$.

Ainsi, pour une largeur de transistor W suffisamment grande on peut avoir une valeur de g_m au point polarisation choisi voisine de 20 ms ou une impédance d'entrée de ce transistor voisine de 50Ω .

Pour une raison de symétrie de ses entrées, les 2 transistors du coupleur sont pris de même largeur égale à $150\mu m$.

Le transistor utilisé sera un transistor LEP 418 de $0,8\mu\text{m}$ de longueur de grille.

Le transistor simple grille fonctionnant en mélangeur doit être polarisé à une tension grille-source VGS près du pincement pour diminuer le facteur de bruit.

Sa tension drain-source VDS se situe dans la zone de saturation de la caractéristique statique $ID = f(VDS)$.

Sa largeur est choisie égale à celle du coupleur actif et le transistor utilisé est donc le même.

I.3. DETERMINATION THEORIQUE DES CELLULES D'ADAPTATION :

I.3.A. Principe

Nous avons vu plus haut que suivant son utilité, le coupleur devrait être adapté en sortie, à 50Ω ou à l'impédance d'entrée d'un transistor FET monté en source commune.

Dans le cadre de la chaîne de transmission de signal de télévision à 12 GHz, le signal reçu est dans la bande : 11,7 GHz - 12,5 GHz.

La fréquence de l'oscillateur local pour le mélangeur, peut prendre une valeur comprise entre 10.8 , 11 GHz.

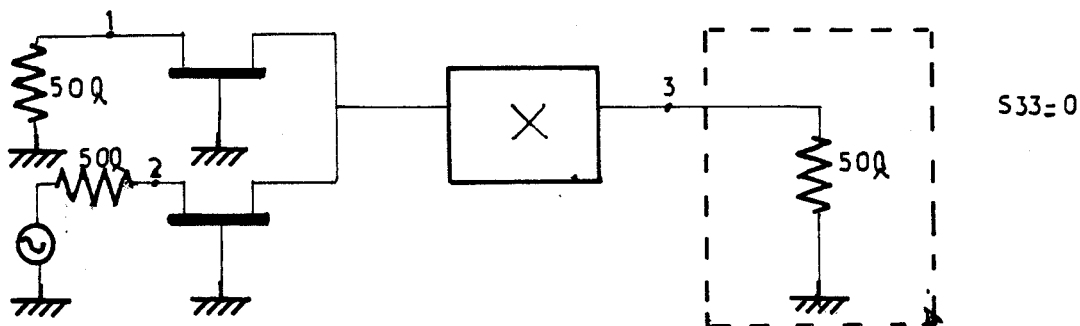
Ainsi, théoriquement, la cellule sera optimisée pour permettre une adaptation dans la bande 10.8 - 12,5 GHz.

Le coupleur est supposé être un système linéaire et à entrées symétriques.

Ceci implique qu'en pratique, les transistors sont polarisés correctement pour pouvoir laisser passer un signal suffisamment fort et que l'on peut inverser l'ordre d'entrée des signaux.

Dans ces conditions on aura :

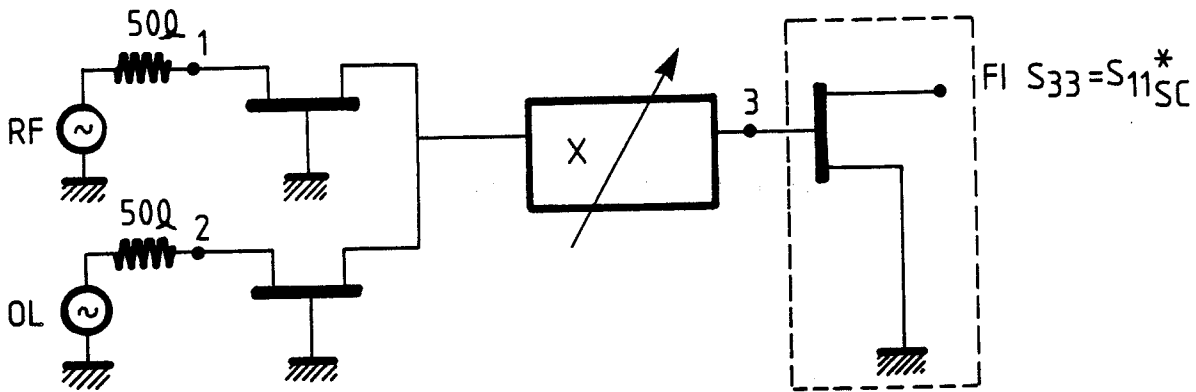
a) Pour le coupleur :



b) Le mélangeur.

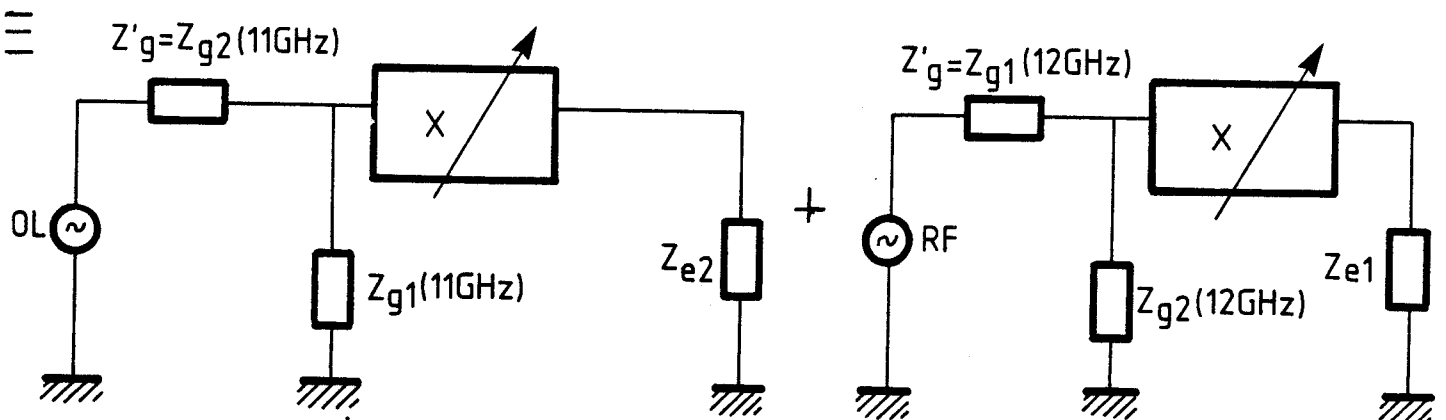
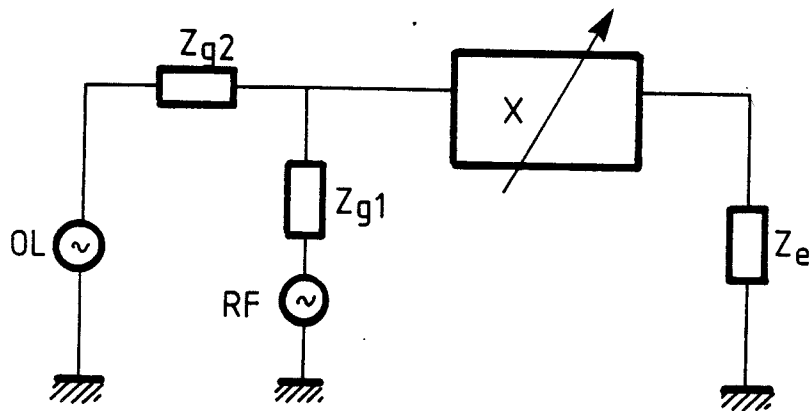
L'impédance de charge du coupleur est l'impédance d'entrée d'un transistor monté en source commune qui dépend donc de la fréquence du signal d'entrée.

On considère qu'elle est équivalente à celle donnée par le paramètre S_{11} petit signal du transistor polarisé au point choisi tel qu'il a été dit auparavant.



La bande FI est : 0.9 - 1.7 GHz pour $f_{OL} = 10.8$ GHz.

Ainsi en appliquant le principe de superposition on aura l'équivalence suivante :



Avec :

$\left\{ \begin{array}{l} Z_{g2} \\ Z_{g1} \end{array} \right.$ impédances de sortie d'un transistor FET monté en grille commune aux fréquences RF et OL, déduites du paramètre $S_{22}(f)$ de ce transistor monté en grille commune et polarisé au point indiqué plus haut.

$\left\{ \begin{array}{l} Z_{e1} \\ Z_{e2} \end{array} \right.$ impédance d'entrée du transistor FET monté en source commune déduite du paramètre S_{11} à la fréquence RF pour le point de polarisation choisi.
impédance d'entrée du mélangeur simple grille déduite du paramètre S_{11} pris à la fréquence OL pour le même point de polarisation.

L'ensemble constitué par le coupleur actif et le mélangeur simple grille ou l'impédance 50Ω doit être inconditionnellement stable et ne doit pas comporter beaucoup de pertes dans la bande correspondante.

On doit donc réaliser le compromis suivant :

$$K \gg 1$$

Gain aussi élevé que possible :

- dans la bande signal pour le coupleur adapté à 50Ω
- dans la bande FI pour le mélangeur double-source.

D'après l'étude des paramètres S_{ij} d'un transistor monté en grille commune ou en source commune pour le même point de polarisation, on s'aperçoit que le premier est d'autant plus instable que la fréquence augmente et le contraire pour le deuxième

De plus le module S_{22} d'un transistor monté en grille commune et polarisé à une tension Drain-source dans la zone de saturation de la caractéristique $ID = f(V_{DS})$, est voisin de 1.

Ainsi, pour stabiliser le coupleur actif dans la bande signal, on pourrait ramener une résistance en parallèle en sortie de ce transistor monté en grille commune, ce qui permet d'augmenter la conductance de sortie donc de diminuer le module de S_{22} et de s'éloigner de la zone d'instabilité.

Le coupleur actif devient alors inconditionnellement stable dans la bande signal principalement.

La stabilité du mélangeur double source est un peu plus complexe.

Ce quadripôle est constitué de deux étages actifs susceptibles de créer une oscillation parasite en sortie FI.

- Le premier étage qui est le coupleur actif peut osciller dans la bande signal ou image et créer une oscillation parasite en sortie FI après mélange dans le simple grille.

- Le simple grille en tant qu'élément linéaire peut osciller dans la bande FI lorsqu'il est attaqué par l'impédance de sortie du 1er étage à ces fréquences et chargé par l'impédance d'entrée de la cellule FI fermée sur 50Ω

Comme précédemment la présence d'une résistance en parallèle avec le coupleur double-source rendra le 1er étage inconditionnellement stable.

Quant au 2ème étage, il faudrait tracer les cercles de stabilité et véridier que les impédances présentées à l'entrée et à la sortie de cet étage, sont dans la zone de stabilité en bande FI.

La valeur de la résistance doit être choisie de façon à réaliser un compromis entre le coefficient de stabilité qui doit être supérieur à 1 et le gain de l'étage qui ne doit pas être trop faible dans la bande signal, ces deux coefficients varient en sens contraire.

Pour une même variation de cette résistance, K augmente et G décroît lorsque R décroît.

Une fois la valeur de R fixée, il ne reste plus qu'à optimiser la cellule de façon à réaliser l'adaptation à 50Ω ou à l'impédance d'entrée Z_e du source commune.

Cette optimisation est faite à l'aide d'Acclin.

Ce programme permet d'obtenir les valeurs des éléments constitutifs d'une cellule de topologie fixée.

Ces éléments ont chacun une limite supérieure et l'optimisation est faite dans une bande fixée en tenant compte de ces limites et du but à atteindre.

Mais dans ce programme, l'impédance à adapter ne peut pas être variable avec la fréquence. Aussi, on établit un schéma équivalent de l'impédance d'entrée du transistor monté en source commune, valable quelle que soit la fréquence.

I.3.B. DETERMINATION DES PARAMETRES S_{ij} DE BASE

I.3.B.1. MELANGEUR

Les mesures des paramètres S_{ij} ont été faites à l'aide d'un transistor FET 418 LEP de :
- largeur de grille = $150 \mu\text{m}$
- longueur de grille = $0,8 \mu\text{m}$

Monté en source commune, ce transistor est polarisé à :

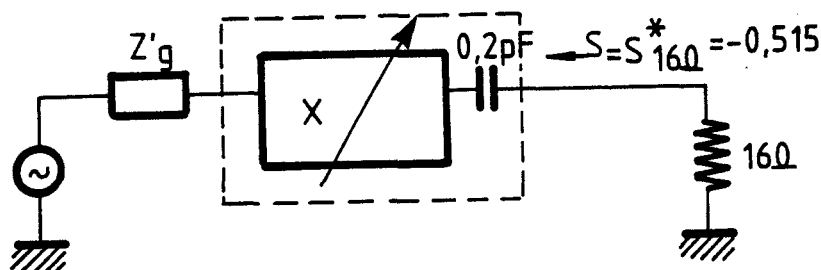
$$I_D = 5 \text{ MA} \quad V_{DS} = 3 \text{ V}$$

En calculant $Z_e = R_e + j X_e$ dans la bande voulue, déduite du paramètre d'entrée S_{11} , on remarque que :

$$R_e \approx 16 \Omega$$

$$X_e \approx \frac{1}{C \omega} \quad \text{avec } C = 0,2 \text{ pF}$$

Ainsi il suffira d'adapter à 16Ω la cellule suivante :



I.3.B.2. COUPLEUR ADAPTE A 50Ω

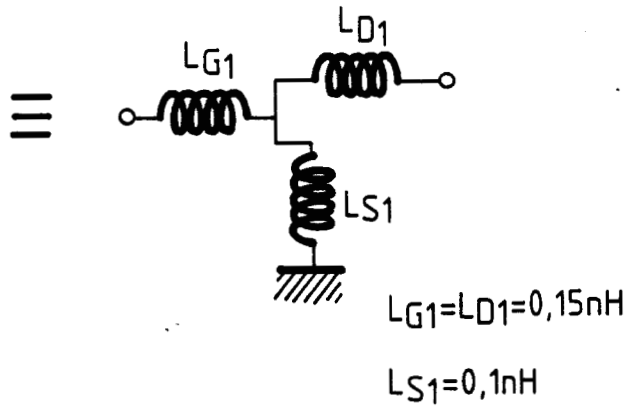
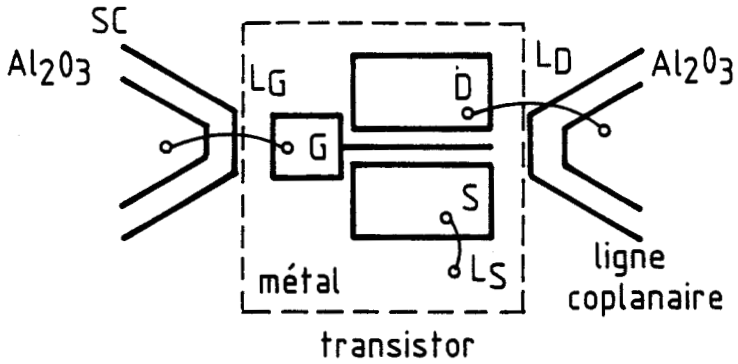
Pour réaliser ces cellules il est nécessaire aussi de connaître les paramètres S_{ij} d'un transistor monté en grille commune.

Jusqu'à présent ces paramètres étaient obtenus à partir de ceux mesurés sur un transistor monté en source commune.

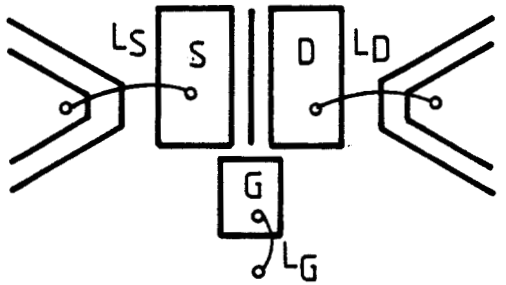
Le transistor est un circuit à 3 portes ; le passage SC à GC se fait à l'aide d'un programme de transformation de paramètres par rotation d'un accès.

Mais si l'on compare ces valeurs obtenues par calculs et celles mesurées directement à partir d'un transistor monté en grille commune, on s'aperçoit que le paramètre de transmission inverse S_{12} calculé est supérieur de 10 dB à celui mesuré et que sa phase est supérieure de 20° à celle mesurée.

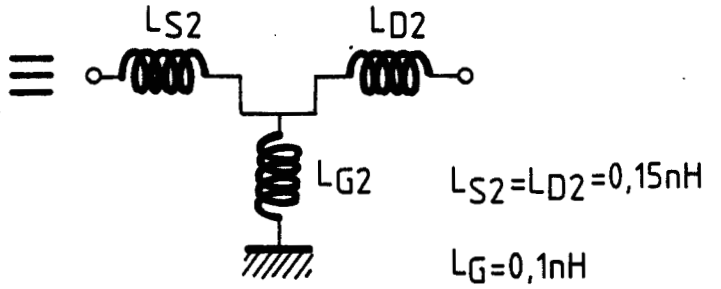
On aurait pu penser que cet écart était introduit par celui entre les selfs des fils de connexion joignant la ligne coplanaire et les contacts source et grille avec :



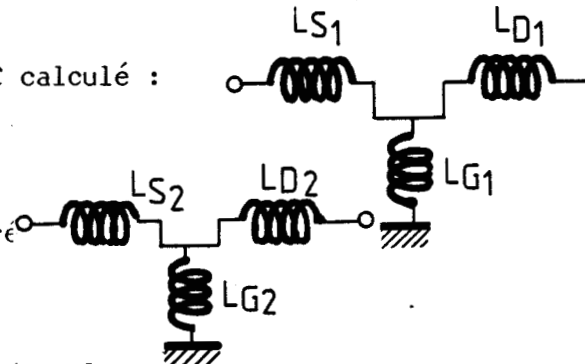
②



Ainsi $LG_1 > LG_2$
 $LS_1 < LS_2$



et le GC calculé :



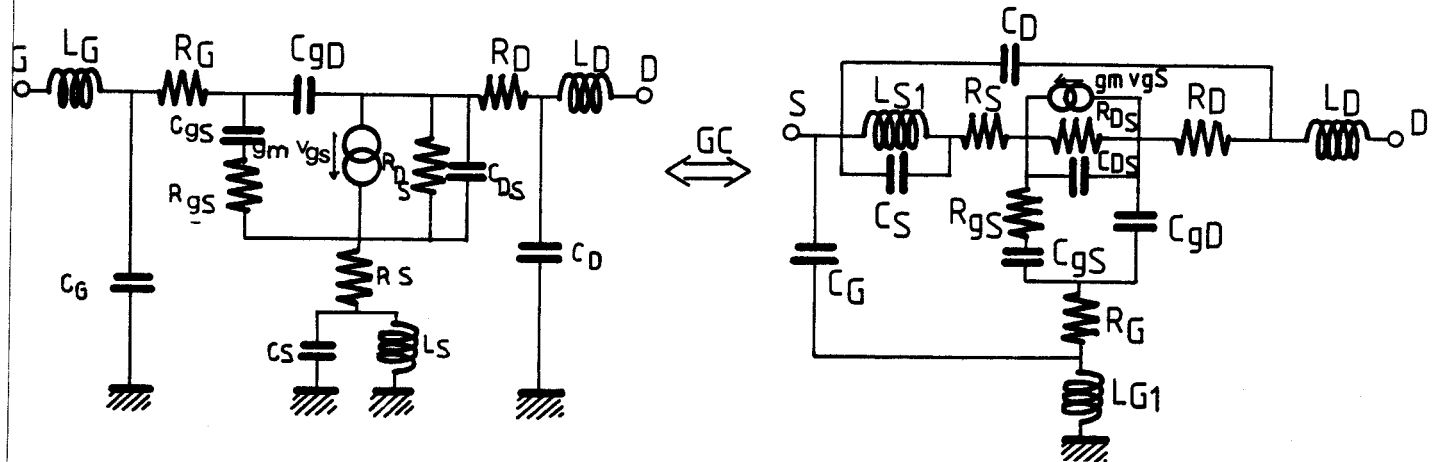
a une contre réaction plus grande que le GC mesuré

La suppression de ces inductances dans les deux cas nous ramènerait au transistor intrinsèque donc de même paramètres S_{ij} mais on s'aperçoit que ceci n'influe pratiquement pas sur S_{12} (calculé ou mesuré).

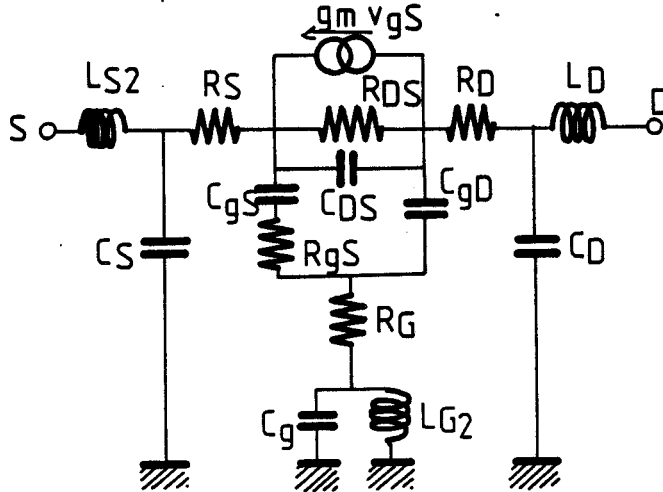
Conclusion :

La contre réaction introduite par les selfs n'est pas suffisante. On en déduit une contre réaction entrée sortie capacitive.

En effet, le transistor grille commune calculé à été obtenu à partir d'un transistor source commune dont le schéma équivalent est :



Alors que le schéma équivalent du GC mesuré est :



Avec :

$$CD = CS = 0,08 \text{ PF}$$

$$CG = 0,004 \text{ PF}$$

$$RG = 7 \Omega$$

$$RD = RS = 1,5 \Omega$$

$$LS1 < LS2$$

$$LG1 > LG2$$

Les capacités sont calculées à l'aide d'abaque et les résistances sont estimées expérimentalement.

Il apparait donc une contre réaction entrée-sortie plus forte dans le cas du transistor monté en grille commune calculé à cause de la capacité du plot de drain par rapport à la masse qui se retrouve entre l'entrée et la sortie du circuit obtenu après permutation des accès.

Par contre S_{22} sera plus faible car il n'existe plus de capacité drain-masse.

Conclusion:

On fait une erreur systématique lorsque l'on part du SC mesuré pour obtenir les paramètres S_{ij} d'un transistor monté en GC et ceci d'autant plus que la gamme de fréquence est élevée.

En effet, la transformation SC/GC est possible par calcul pour le transistor intrinsèque, mais non avec les éléments parasites intervenant du fait de l'environnement de ce transistor.

On mesure alors, les paramètres S_{ij} du transistor monté en grille commune dans la bande 7,6 GHz - 12,4 GHz pour un point de polarisation :

$$I_D = 6 \text{ MA} \quad V_{DG} = 5 \text{ V} \quad V_{GS} = -2,8 \text{ V}$$

I.3.1.C. Topologie des cellules d'adaptation.

a) Résistance de stabilisation :

A partir des paramètres S_{ij} mesurés du grille commune, nous avons pu calculer le paramètre de stabilité K du coupleur. figure 43

On choisit deux valeurs de la résistance $R = 600 \Omega$

$$R = 350 \Omega$$

qui permettent de réaliser le compromis indiqué plus haut $K \gg 1$

G : pas trop faible.

La simulation avec ces résistances nous a donné les paramètres donnés en figures 44, 45

b) Cellules d'adaptation :

Les paramètres S_{ij} de sortie à adapter sont indiqués figure 1.

On choisit des topologies en L ou en T et dont les éléments sont des selfs ou des capacités.

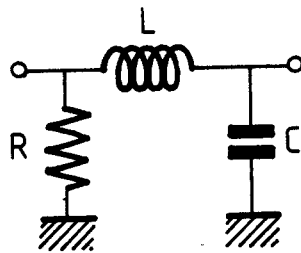
Deux solutions ont été retenues pour l'adaptation à 50Ω et une seule pour le mélangeur, ceci pour une résistance de stabilisation définie dans les paragraphes précédents.

On vérifie que les valeurs des capacités et selfs restent dans les limites de réalisation pour pouvoir ensuite être utilisées aux fréquences de travail indiquées plus haut :

$$\begin{aligned} L &\leq 1\text{nH} \\ C &\leq 0,5\text{ pF} \end{aligned}$$

I.3.C.1. Adaptation à 50Ω

Cellule en L :

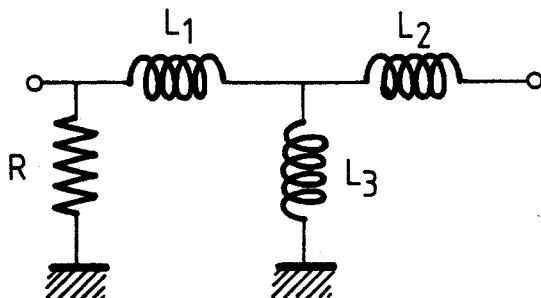


Les valeurs de L et C ont été optimisées pour une seule valeur de résistance.

$$\begin{aligned} R &= 350\Omega \\ L &= 1\text{nH} \\ C &= 0,42\text{ PF} \end{aligned}$$

Cellule en T :

Parmi toutes les configurations de cellules et T possibles dont les éléments constitutifs sont des selfs ou des capacités, celle qui donne le meilleur résultat se présente sous la forme suivante pour une résistance donnée.

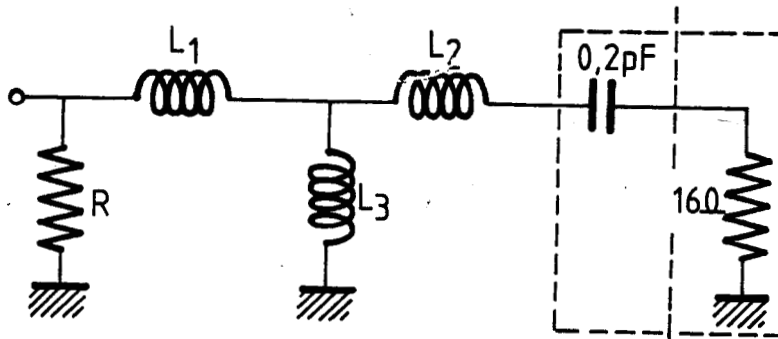


$$R = 350\Omega \quad \text{ou} \quad R = 600\Omega$$

Les valeurs seront précisées par la suite.

I.3.C.2. mélangeur :

- Une seule topologie a été choisie :
elle se présente sous la forme suivante :



Le paramètre S_{22} est calculé par rapport à $R_o = 16\Omega$.
Les valeurs seront précisées par la suite.

I.4. REALISATION PRATIQUE DE CES CELLULES.

I.4.A. Calcul de pertes et effets parasites :

Nous allons tout d'abord préciser la notion de version hybride et semi-monolithique

En version hybride, les lignes sont réalisées en microstrip sur Alumine. Un programme implanté sur le P 860 au LEP a été conçu pour calculer l'impédance caractéristique d'une ligne connaissant la permittivité relative du substrat, l'épaisseur de celui-ci et la largeur de la ligne.

Ainsi, pour les lignes d'accès d'impédance caractéristique 50Ω on aura :

$W = 635 \mu\text{m}$: largeur de la ligne

$H = 635 \mu\text{m}$: épaisseur du substrat

$\epsilon_r = 9,8$: permittivité relative du substrat.

Les selfs sont des lignes hautes impédance, les capacités et les résistances des éléments chips. Les transistors sont rapportés entre les lignes d'entrée-sortie.

Remarque : L'épaisseur du substrat est prise égale à $635 \mu\text{m}$ pour pouvoir réaliser des lignes à haute impédance caractéristique.

En version semi-monolithique, les selfs et les capacités sont réalisées en lignes microstrip sur AsGa.⁽¹⁾

Les selfs sont sous forme de ruban, de spirale ou en oméga.

Les capacités sont interdigitées.

De la même façon que pour l'Alumine, les impédances caractéristiques des lignes sont déduites à partir d'un programme connaissant la largeur de cette ligne et l'épaisseur du substrat.

Dans notre cas, les selfs sont faites avec des lignes à haute impédance :

$W = 20 \mu\text{m}$: largeur de la ligne.

$H = 300 \mu\text{m}$: épaisseur du substrat.

$\epsilon_r = 12,3$: permittivité relative de l'AsGa.

Ce qui donne une impédance caractéristique de $Z_0 = 111 \Omega$

Les dimensions des selfs et des capacités sont obtenues à partir d'un programme conçu au LEP, implanté sur un ordinateur de bureau.

Le circuit passif ainsi constitué représente une puce AsGa sur laquelle sont rapportés les transistors.

Le tout est placé sur un support dont les lignes d'entrées-sorties sont des lignes coplanaires sur Alumine d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$. Les résistances sont en sérigraphie, mises dans une cavité faite dans le plan de masse.

Que ce soit en semi-monolithique ou en hybride, la simulation a été faite en tenant compte des principaux éléments parasites.

Ainsi pour les selfs nous distingueront deux cas :

- Les selfs, dont les deux points sont chauds ou selfs "série", sont traitées dans le programme d'optimisation en ligne dont les pertes sont calculées à partir d'abaques [12] dans ce qui suit.

Ces pertes caractérisent l'atténuation de la puissance transmise le long de la ligne microstrip.

Comme le diélectrique constituant la ligne est non magnétique (AsGa ou Alumine), elles se résument aux pertes diélectriques et ohmiques. Soit :

$$P(z) = P_0 e^{-2 \alpha z} \quad z : \text{point le long de la direction de propagation.}$$

$$\alpha = - \frac{dP(z)}{2 P(z)} = \alpha_d + \alpha_c$$

Avec :

$$\alpha_d = \frac{P_d}{2P(z)} \quad \text{nepers/cm} \quad P_d : \text{puissance dissipée dans le diélectrique.}$$

$$\alpha_c = \frac{P_c}{2P(z)} \quad \text{nepers/cm} \quad P_c : \text{puissance dissipée dans le conducteur.}$$

Les abaques relient les pertes en dB/cm et le rapport $\frac{W}{H}$ où :

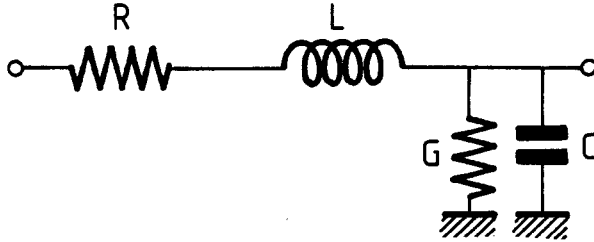
W = largeur de la ligne
H = épaisseur du substrat.

Sachant que :

$$\alpha_{\text{dB/cm}} = 20 \log_{10} e^{-\alpha} = 20 \frac{\log_e e^{-\alpha}}{\log_e 10} = \frac{20}{\log_e 10} \alpha \text{ nepers/cm}$$

$$\alpha_{\text{dB/cm}} = 8,69 \alpha \text{ nepers/cm}$$

or une ligne a un schéma équivalent par unité de longueur tel que :



R caractérise les pertes chimiques dans le conducteur et G celles dans le diélectrique. On les relie aux coefficients par :

$$\alpha_c \text{ nepers/cm} = \frac{R}{2 R_0}$$

$$\alpha_d \text{ nepers/cm} = \frac{G}{2 G_0}$$

R_0 : impédance caractéristique de la ligne.

Soit :

$$R = \frac{R_0 \alpha_c \text{ dB/cm}}{10 \log_{10} e}$$

$$G = \frac{\alpha_d \text{ dB/cm}}{R_0} \frac{1}{10 \log_{10} e}$$

Applications :

a) AsGa :

Pertes résistives :

La largeur de la ligne est : $W = 20 \mu\text{m}$

L'épaisseur du substrat est : $H = 300 \mu\text{m}$

L'épaisseur du ruban d'or est : $t = 2 \mu\text{m}$

Ceci implique une impédance caractéristique : $R_0 = 111 \Omega$

Les pertes résistives ont été majorées à 1 dB/cm, valeur obtenue par extrapolation des pertes mesurées sur une ligne de 50Ω ; les abaques utilisés ne donnent pas de valeurs pour $\frac{W}{H} < 0,1$. On obtient alors : $R = 2,5 \Omega/\text{mm}$

Pertes diélectriques :

La permittivité relative de l'AsGa est $\epsilon_r = 12,3$

Ce qui est équivalent à une permittivité effective de :

$\epsilon_{r \text{ eff.}} = 7,8$

Pour une ligne de largeur $20 \mu\text{m}$ sur une épaisseur de substrat égale à $300 \mu\text{m}$.

Les pertes sont calculées à partir de la courbe de variation du produit.

$$\alpha_d \rho \text{ (dB/cm} \times \Omega \text{ cm)} = f \left(\frac{W}{H} \right)$$

ici $\frac{W}{H} = 0,07$

de plus à 10 GHz la résistivité de l'AsGa est :

$$\rho \simeq 10^{+4} \Omega\text{-cm}$$

ainsi : $\alpha_d = 333 \times 10^{-4} \text{ dB/cm}$

et : $G = 7 \times 10^{-5} \Omega^{-1}/\text{cm}$

b) Alumine :

La self de la cellule en L est réalisée en ligne microstrique à haute impédance caractéristique.

La largeur est $W = 140 \mu\text{m}$

Sur une hauteur de substrat égale à : $H = 635 \mu\text{m}$

L'épaisseur de la couche d'or est de : $t = 5 \mu\text{m}$

Pertes résistives :

Elles sont déduites de la courbe de variation du produit.

$$\alpha_c \frac{Z_0}{R_S} H \text{ dB} = f \left(\frac{W}{H}, \frac{t}{H} \right)$$

avec R_S : résistance de la ligne conductrice par carré. (effet de peau).

$$R_s = \sqrt{\mu_0 \pi f \rho_{or}}$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\rho_{or} = 2.3 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$$

$$f = 12 \text{ GHz}$$

$$R_s = 33 \times 10^{-3} \Omega$$

$$Z_0 = 90 \Omega$$

$$\frac{W}{H} = 0,22$$

$$\frac{t}{H} = 0,01$$

$$\alpha_c \frac{Z_0 H}{R_s} \text{ dB} = F(0,22; 0,01) = 15,85 \text{ dB}$$

$$\alpha_c = 0,094 \text{ dB/cm}$$

$$R = 0,19 \Omega/\text{mm}$$

Pertes diélectriques :

La tangente de perte de l'alumine est donnée à 10 GHz :

$$\text{tgS} = 2 \times 10^{-4}$$

Les pertes diélectriques sont reliées à tgS par :

$$\alpha_d = 27,3 \left(\frac{q \epsilon_r}{\epsilon_{\text{reff}}} \right) \frac{\text{tgS}}{\lambda_g} \text{ dB/cm}$$

$$\text{avec : } \lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}$$

Le rapport $\frac{q \epsilon_r}{\epsilon_{\text{reff}}}$ est déduit de la courbe de variation de ce terme en fonction de $\frac{W}{H}$

Ainsi :

$$\frac{q \epsilon_r}{\epsilon_{\text{reff}}} = f(0,22) = 0,924$$

Soit :

$$\alpha_d = 505 \times 10^{-5} \text{ dB/cm}$$

$$G = 13 \times 10^{-5} \Omega^1/\text{cm}$$

Conclusion :

Les pertes diélectriques sont pratiquement négligeables par rapport aux pertes ohmiques.

Les selfs, dont un des points est froid (en hyperfréquence), sont traitées comme élément localisé ; ce qui signifie que deux conditions doivent être respectées :

On sait que l'impédance ramenée d'une charge Z' mise en bout d'une ligne d'impédance caractéristique Z_0 s'exprime de la façon suivante :

$$\frac{Z_r}{Z_0} = \frac{Z' + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z' \tan \beta l}$$

$$\text{Si } \begin{cases} |Z_d| \gg Z' \tan \beta l \\ |\beta l| < 1 \end{cases}$$

$$\frac{Z_r}{Z_0} = \frac{Z'}{Z_0} + j \beta l$$

Dans notre cas, $Z' = 0$ (en hyperfréquence) ainsi :

$$\frac{Z_r}{Z_0} = j \beta l = j \frac{L \omega}{Z_0}$$

Ce qui donne :

$$L = Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \frac{l}{c}$$

Z_0 et ϵ_r eff. sont respectivement, l'impédance caractéristique et la permittivité effective de la ligne haute impédance.

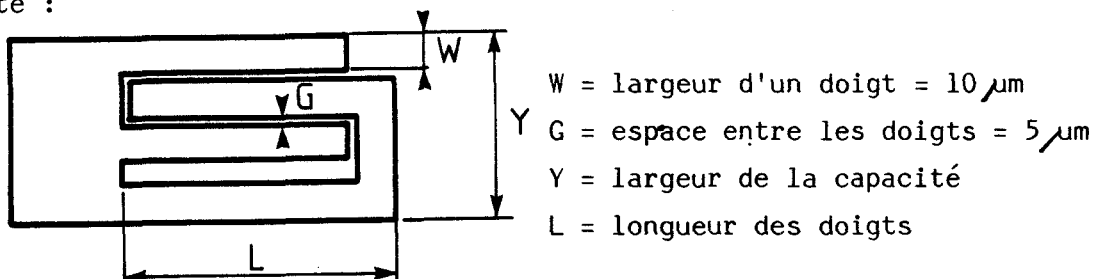
Celles-ci sont fonction de la largeur du conducteur et de la hauteur du substrat et sont calculées, comme il a été indiqué plus haut, à l'aide d'un programme implanté sur le P 860 au LEP.

Mais la self réalisée à une valeur inférieure à celle calculée pour tenir compte de celle du fil de thermocompression qui la relie à une capacité chips de découplage.

Cette self fait à peu près 0,15 nH pour 100 μm de fil.

On tient compte des pertes ohmiques en rajoutant une résistance série de 2 Ω

Les capacités interdigitées se présentent sous la forme suivante :



- W = largeur d'un doigt = $10 \mu\text{m}$
- G = espace entre les doigts = $5 \mu\text{m}$
- Y = largeur de la capacité
- L = longueur des doigts

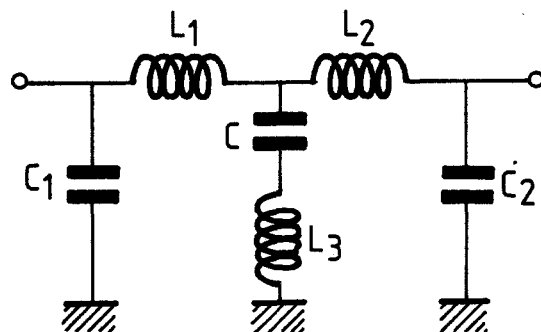
Il a été démontré qu'il fallait que $L \approx \frac{2}{3} Y$ pour diminuer l'effet selfique entre les doigts.

L'optimisation pour la cellule en L en version monolithique a été faite en tenant compte des effets parasites dus :

- aux effets selfiques des lignes constituant les doigts de la capacité interdigitée.
- aux capacités de couplage entre ces mêmes lignes et celles qui les entourent soit la ligne de la self ruban et la ligne 50 du sortie.

Le schéma équivalent de cette capacité interdigitée est

alors : (11)



- C_1, C_2 : capacités de couplage entre les lignes des doigts la capacité interdigitée et les lignes qui l'entourent.
- L_1, L_2, L_3 : effets selfiques des doigts.
- C : valeur intrinsèque de la capacité.

Expérimentalement, ces valeurs parasites sont estimées à :

$$L_1 = L_2 = L_3 = 0,15 \text{ nH}$$
$$C_1 = C_2 = 0,08 \text{ pF}$$

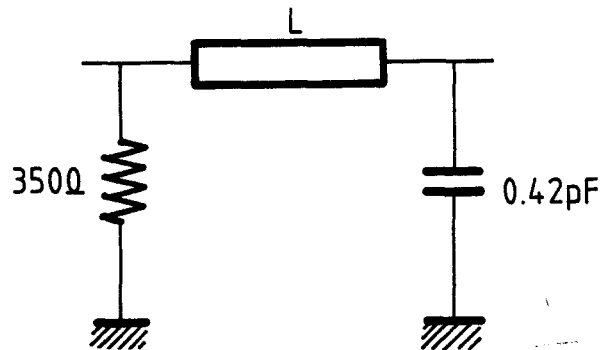
I.4.B. Dimensions et conception des éléments constituant les cellules

I.4.B.1. Adaptation à 50 Ω

a) cellule en L :

La cellule d'adaptation telle qu'elle a été optimisée est alors :

- en hybride :



La self est réalisée en ligne microstrip sur alumine :

- de longueur $l = 1,33$ mm
- de largeur $W = 140$ μm

La résistance de 350 Ω est réalisée à partir de la couche en nichrome servant de couche d'accrochage de l'or sur l'Alumine.

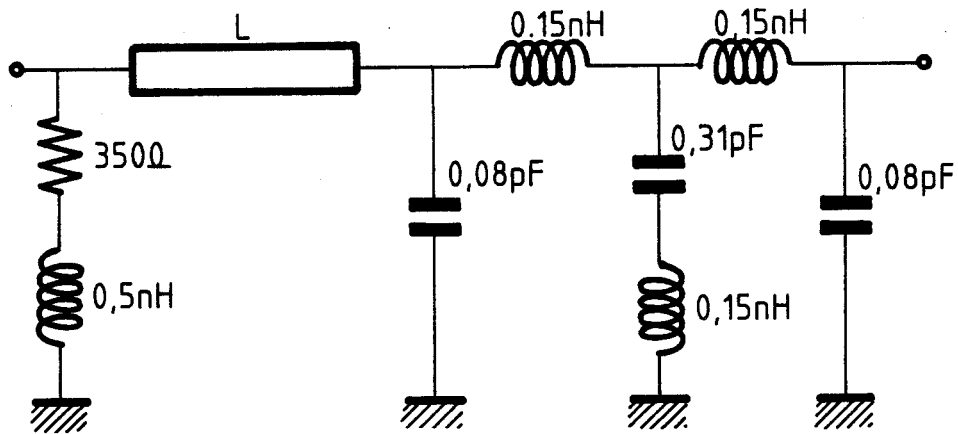
Cette couche fait 100 Ω /carré de résistance ce qui donne comme dimensions :

- longueur : $l = 490$ μm
- largeur : $L = 140$ μm

La capacité de $0,42$ pF est un élément chip dont les caractéristiques sont les suivantes :

- dimensions : 500 $\mu\text{m} \times 500$ μm
- référence : ATC 111 TB
- fréquence de résonance : 20 GHz

- en semi-monolithique :



La self L est réalisée comme il a été indiqué plus haut en ligne microstrip haute impédance $Z_0 = 111\Omega$

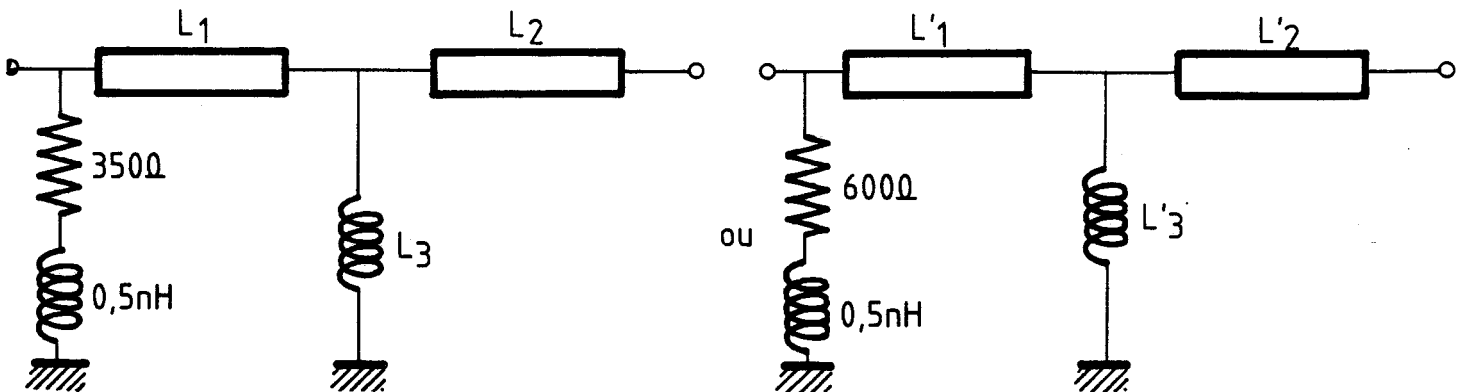
- de longueur : $l = 840\mu\text{m}$
- de largeur : $w = 20\mu\text{m}$

La self de 0,5 nH tient compte du fil de thermocompression reliant la résistance à la capacité chip de découplage.

b) cellule en T :

Elles ont été réalisées uniquement en version semi-monolithique et correspondent à deux valeurs de la résistance de stabilisation :

$$R = 350\Omega \quad \text{ou} \quad R = 600\Omega$$



Les selfs L3 et L'3, bien que traitées comme élément localisé, sont réalisées en ligne microstrip haute impédance de 20 μm de large.

Les dimensions des éléments sont indiquées dans le tableau ci-dessus :

Les valeurs données de longueur de ligne pour L3 et L'3 tiennent compte du fil de thermocompression.

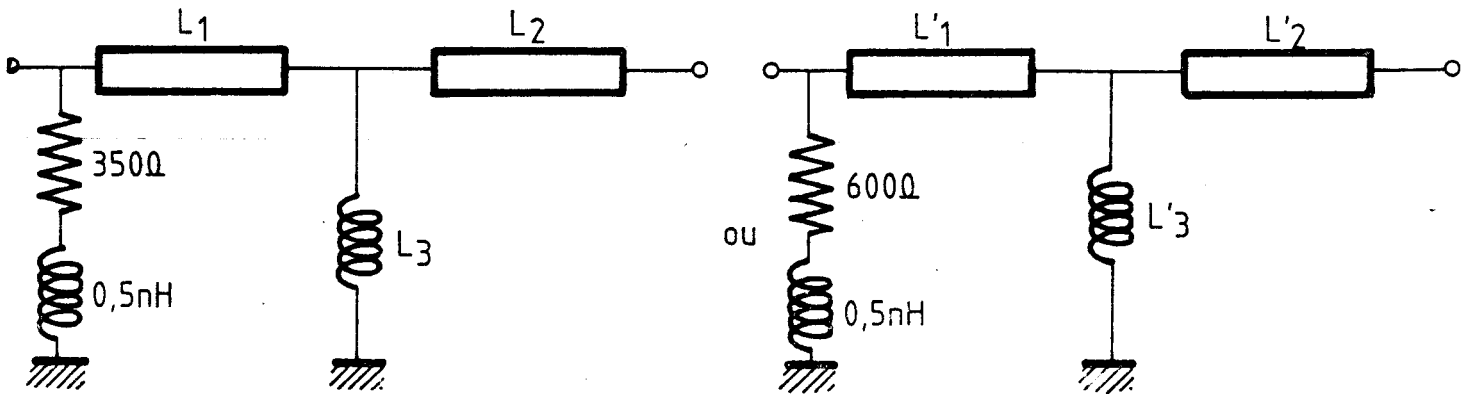
L	:	L1	:	L2	:	L3	:	L'1	:	L'2	:	L'3	:

1 μm	:	345 μm	:	434 μm	:	450 μm	:	305 μm	:	729 μm	:	490 μm	:

I.4.B.2. Mélangeur :

Comme il a été indiqué plus haut une seule topologie a été choisie et réalisée en version semi-monolithique.

Elle se présente sous la forme suivante :



De même que pour les cellules en T données précédemment pour l'adaptation à 50 Ω , toutes les selfs sont réalisées en ligne haute impédance de 20 μm de large.

Or les valeurs obtenues après optimisation donnent des selfs à réaliser pour L3 et L'3 trop faibles.

Aussi les valeurs de ces self ont été modifiées dans la simulation, en gardant constantes les autres.

On trouve alors que leur augmentation élargit la largeur de bande où le gain est supérieur à 1 mais ne perturbe pas trop l'adaptation en sortie.

Mais cette augmentation doit être faite dans une certaine mesure car pour L_3 infinie la bande où le gain est supérieur à 1 rediminue.

Dans notre cas on choisit :

$$L_3 = 0,3 \text{ nH} \quad \text{ou} \quad L'_3 = 0,25 \text{ nH}$$

Soit en tenant compte du fil de thermocompression indiqué plus haut, $L_3 = 0,2 \text{ nH}$

$$L'_3 = 0,15 \text{ nH}$$

Les dimensions sont alors les suivantes :

L	L1	L2	L3	L'1	L'2	L'3
1 um	573	725	194	585	770	145

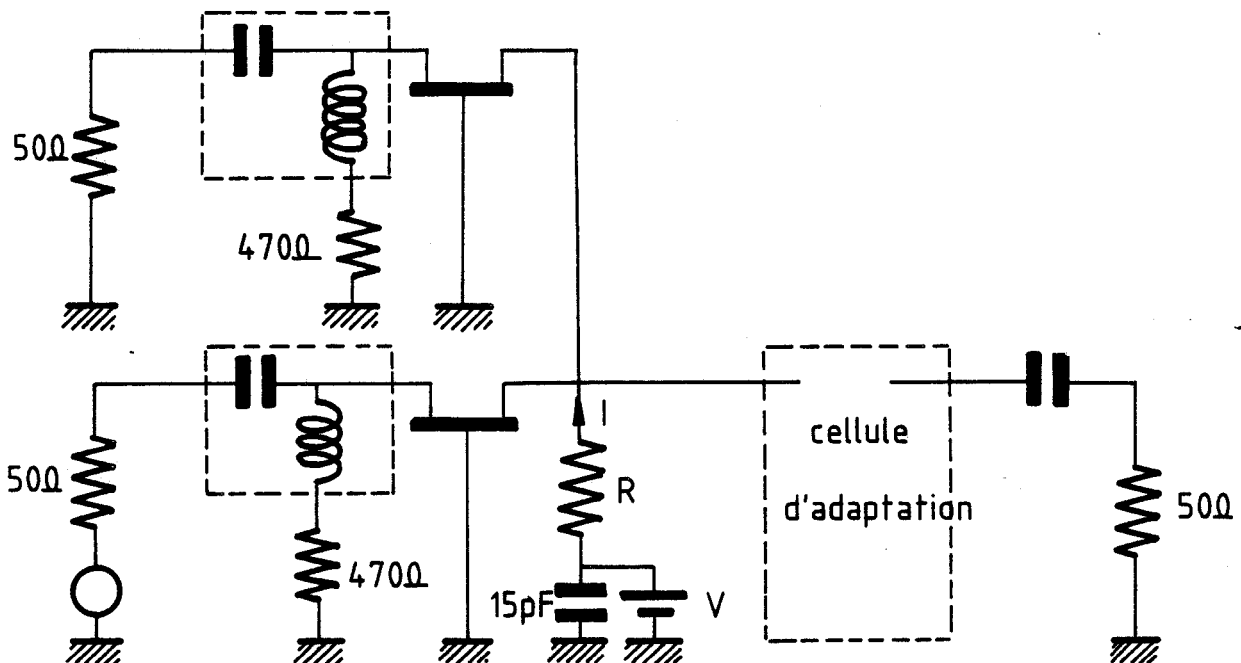
Les dimensions sont assez voisines pour $R = 350 \Omega$ et $R = 600 \Omega$

Les selfs L'_3 et L_3 sont mises à la masse, en hyperfréquence, à l'aide d'une capacité chip de 0,15 pF de même que pour la résistance de stabilisation.

I.5. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET THEORIQUES.

I.5.A. Présentation des résultats.

I.5.A.1. Adaptation à 50Ω :



Les mesures sont faites à l'analyseur de réseau en automatique dont le principe est donné en annexe.

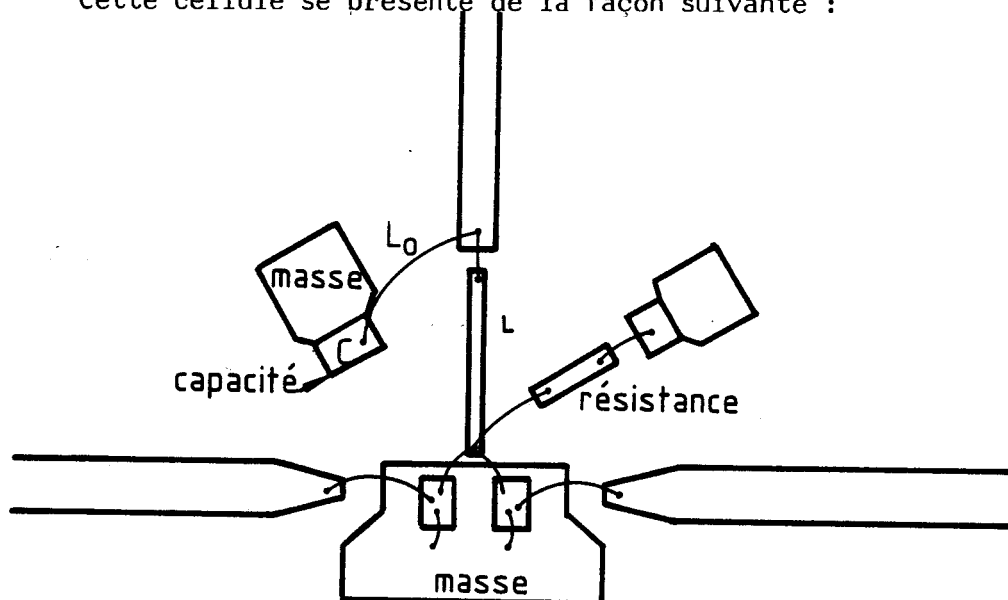
Un programme implanté sur le P 857, permet d'avoir les paramètres S_{ij} petits signaux après calibration.

On tient compte des pertes introduites par les tés de polarisation et les lignes d'entrée-sortie.

On observe les résultats suivant :

- version hybride : (Cellule en L)

Cette cellule se présente de la façon suivante :



On s'aperçoit que l'ensemble ainsi constitué a un gain très faible dans la bande d'utilisation qui serait dû à un court-circuit en sortie :

L'ensemble capacité-fil de thermocompression d'inductance L_0 présente une impédance faible à ces fréquences comparée à 50Ω .

En supprimant cette capacité et en la remplaçant par une rondelle métallique mise sur la ligne de sortie, les résultats obtenus sont assez satisfaisant pour pouvoir passer en version monolithique.

- version monolithique :

1) Cellule en L :

Les résultats théoriques obtenus après optimisation de cette cellule en version monolithique sont donnés figures: 2,3,4,5.

Expérimentalement, on s'aperçoit que le coupleur ainsi conçu à un paramètre de transmission S_{21} faible, voisin de -10 dB.

Ceci s'explique par la présence de la résistance sérigraphiée, mise dans une cavité dont les dimensions sont voisines de $\frac{\lambda_g}{6}$ à 12 GHz : 2 mm (Figure 55)

λ_g : longueur d'onde guidée dans la cavité ($\lambda_g \approx 12,3$ mm).

Ainsi, en hyperfréquence, la résistance étant à la masse, la cavité ramène une impédance faible en parallèle avec la résistance sérigraphiée de 350Ω .

L'entrée de la cellule d'adaptation est alors court-circuitée pratiquement.

L'ensemble cavité-résistance sérigraphiée a été mesuré en réflexion.

L'impédance mesurée est alors de :

$$Z = (14 - j29.5) \Omega \quad \text{OU} \quad \begin{array}{c} R \\ \text{---} \\ C \end{array} \quad R = 14 \Omega \quad C = 0,45 \text{ PF}$$

Des résultats théoriques obtenus en remplaçant la résistance de 350Ω par une impédance de $Z = (14 - j 29,5) \Omega$ sont comparables aux résultats expérimentaux : figures: 6,7,8.

Pour améliorer ces résultats, l'ensemble cavité-résistance sérigraphiée a été supprimé.

On obtient les résultats expérimentaux donnés en figures: 9,10,11,12 comparés aux résultats théoriques obtenus sans résistance.

La polarisation des drains des transistors se fait alors à l'aide du bras de mesure de l'analyseur de réseau directement en sortie.

Remarque : L'ensemble dans lequel est mis la résistance est équivalent à 2 lignes à pertes en parallèle de largeur $W = 100 \mu\text{m}$, d'épaisseur de substrat $H = 635 \mu\text{m}$. L'impédance caractéristique d'une de ces lignes est $Z_0 = 72 \Omega$.

2) Cellule en T :

Les résultats théoriques obtenus après optimisation sont donnés figures :

- 13, 14, 15, 16 : pour $R = 350 \Omega$
- 28, 29, 30, 31 : pour $R = 600 \Omega$

De même que pour la cellule en L, on s'aperçoit que l'ensemble cavité-résistance sérigraphique perturbe fortement le circuit.

Des résultats expérimentaux obtenus avec cette ensemble sont comparés à ceux théoriques obtenus en remplaçant :

- la résistance de 350Ω par une impédance de $Z = (14 -j 29,5) \Omega$
- la résistance de 600Ω par une impédance de $Z = (6 -j 21,4) \Omega$



$$R = 6 \Omega \quad C = 0,62 \text{ pF}$$

ceci est donné figures : 17, 18, 19 pour $R = 350 \Omega$
32, 33, 34 pour $R = 600 \Omega$

De même on compare les résultats expérimentaux obtenus en supprimant cet ensemble et ceux théoriques obtenus sans la résistance de 350Ω ou de 600Ω .

Ces courbes sont données figures : 20, 21, 22, 23 pour $R = 350 \Omega$
35, 36, 37, 38 pour $R = 600 \Omega$

De plus on améliore les résultats expérimentaux relatifs au paramètre de sortie S_{22} en changeant le point de polarisation.

Les courbes sont alors données figures :

24, 25, 26, 27 pour $R = 350 \Omega$

39, 40, 41, 42 pour $R = 600 \Omega$

La polarisation des drains des transistors se fait par la capacité chip mise en série avec la self de la cellule en T dont un des points est froid en hyperfréquence.

On aurait pu allonger la cavité de façon à ramener en parallèle la résistance en sérigraphie, une impédance très grande par rapport à cette résistance et supprimer ainsi la perturbation apportée par cette cavité.

— Mais cette solution présente deux inconvénients majeurs :

-le phénomène est à bande étroite ; suivant la fréquence nous aurons une impédance différente.

- la longueur nécessaire pour avoir un circuit ouvert à une fréquence donnée est de $\frac{\lambda_g}{2}$ à partir de la résistance sérigraphiée.

Ce qui fait qu'à 12 GHz la longueur serait de 6 mm.

La cavité occupera une bonne partie du coplanaire dont les dimensions sont de 25,4 x 25,4 mm.

On a essayé de réaliser autrement cette résistance.

Pour cela on a superposé sur le coplanaire :

- Une couche de diélectrique de permittivité
($\epsilon_r = 10$ à 1 MHz), référence 9950, de dimensions $1,8 \times 1,8 \text{ mm}^2$ et d'épaisseur $15 \mu\text{m}$.

Ce qui donne une capacité de : $C = \frac{\epsilon S}{e} \simeq 10 \text{ PF}$

- Un pavé d'alumine d'épaisseur $600 \mu\text{m}$ et de dimensions $1,4 \times 1,4 \text{ mm}^2$. Ce pavé sert de support mécanique à la résistance déposée à l'aide d'un pinceau, à partir d'une pâte résistive de référence 1721 ou de 100Ω par carré.

- Une mince couche d'or recouvre une partie de la face supérieure du pavé. Elle sert à permettre le contact à l'aide d'une thermocompression entre le drain des transistors du couple source et la résistance.

Malheureusement du fait de cette plage d'or, une capacité apparaît en parallèle avec la résistance.

Il faudrait que ces dimensions soient telles que l'effet capacitif soit suffisamment faible devant la résistance.

$$\text{ou } C\omega < \frac{1}{10} \frac{1}{R}$$

$$\text{avec } C = \frac{\epsilon S}{e}$$

$$\epsilon_r = 9 \text{ (alumine)}$$

$$e = 600 \mu\text{m}$$

Ainsi :

$$S = \frac{e}{\epsilon\omega R} \simeq 0,02 \text{ mm}^2$$

$$\text{pour } R = 600 \Omega$$

Ces dimensions sont difficiles à obtenir en technologie de sérégraphie. Aussi, les mesures sont faites sans résistance.

Une simulation théorique sur ordinateur de l'ensemble double-source et cellule d'adaptation nous permet de calculer le coefficient de stabilité.

Figure 46, 47 pour la cellule en L avec et sans résistance de 350Ω

Figure 48, 49 pour la cellule en T avec et sans résistance de 350Ω

Figure 50, 51 pour la cellule en T avec et sans résistance de 600Ω

On s'aperçoit que mis à part le cas de la cellule en L, le coupleur double source est inconditionnellement stable dans la bande qui nous intéresse.

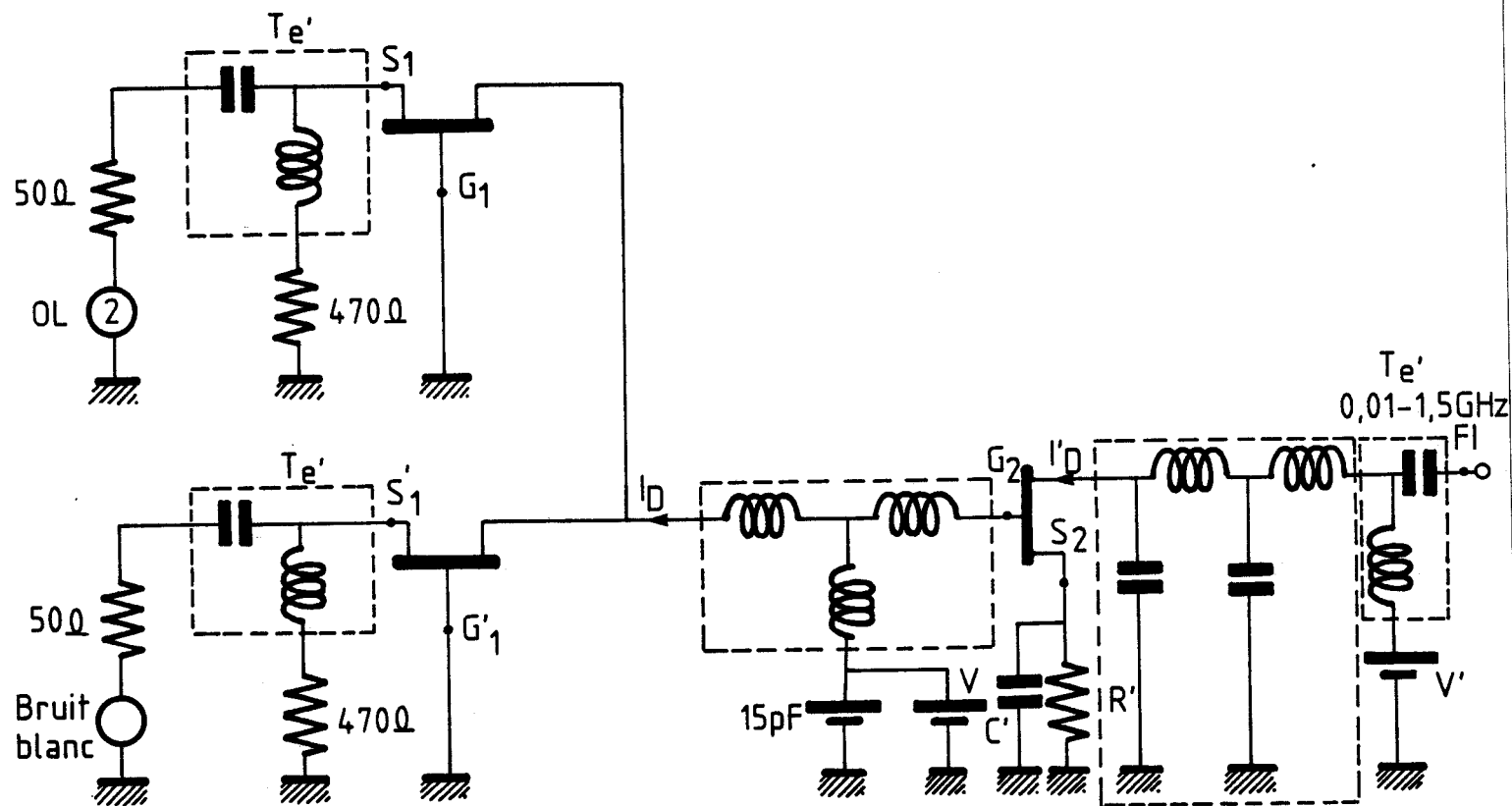
Mais une mauvaise estimation des éléments parasites (connecteurs, pertes dans les éléments) peut faire que le système devient potentiellement instable.

En effet, K est voisin de 1,2 dans la bande de travail et pourrait diminuer pour être inférieur à 1.

I.5.A.2. Mélangeur

Des premiers résultats concernant le gain de conversion et le facteur de bruit du mélangeur dont on a supprimé l'ensemble cavité-résistance sérégraphiée de 600Ω sont données figures : 53, 54

Le montage expérimental est le suivant :



$$R' = 1 \text{ K}\Omega$$

$$C' = 15 \text{ PF}$$

$$P_{O_L} = 4.5 \text{ dBm}$$

$$F_{OL} = 10.86 \text{ GHz}$$

$$I_{D'} = 7.5 \text{ mA}$$

$$V' = 8.7 \text{ v}$$

$$I_D = 11.8 \text{ mA}$$

$$V = 4.4 \text{ v}$$

$$\text{Soit } \begin{cases} V_{G_2 S_2} = V_{G_2} - V_{S_2} = V - R' \times I_{D'} = -3.1 \text{ v} \\ V_{D' S_2} = V' - V_{S_2} = 1.2 \text{ v} \end{cases}$$

$$\text{Et } \begin{cases} V_{G_1 S_1} \approx V_{G_1} = -2.82 \text{ v} \\ V_{D S_1} \approx V_{D S_1}' = 1.62 \text{ v} \end{cases}$$

Les mesures sont faites à l'aide du mesureur de bruit HP 8970 A.

La figure 52 nous donne le coefficient de stabilité du mélangeur dans la bande RF obtenu par simulation sans résistance de stabilisation de 600Ω .

Les remarques faites pour le coupleur sont aussi valables ici. En effet, le coefficient de stabilité est supérieur ou égal à 1, mais une mauvaise estimation des pertes, des éléments constituant les cellules et des connecteurs pourrait rendre le mélangeur potentiellement instable.

I.5.B. Interprétation des résultats

I.5.B.1. Adaptation à 50 Ω

En comparant les résultats obtenus pour la cellule en L figure 10 et ceux pour la cellule en T figure 21 concernant le TOS de sortie, on se rend compte que toutes choses égales par ailleurs, la cellule en T est nettement meilleure.

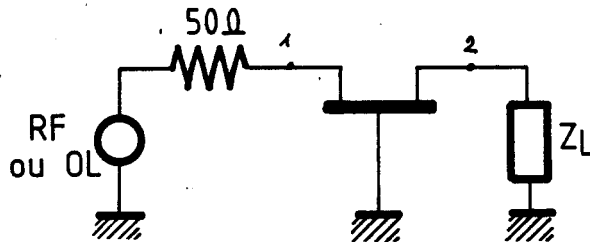
(Le courant I_D est à peu près le même $I_D = 10,3$ mA ou $I_D = 9,3$ mA, suivant la cellule, et la tension V_D est la même voisine de 3,1V).

$4 < TOS < 16$	Pour $9 < F < 12$ GHz	Pour la cellule en L
$1 < TOS < 5$	Pour la même bande	Pour la cellule en T

Pour améliorer les résultats obtenus, il faudrait réaliser un circuit moliplithique où la résistance de stabilisation serait intégrée.

Remarque :

L'adaptation est meilleure lorsque la tension drain est plus faible. En effet le coupleur est équivalent à :



Z_L est l'impédance de sortie d'un grille commune en parallèle avec l'impédance d'entrée de la cellule d'adaptation fermée sur 50Ω

Elle dépend du point de polarisation.

Le gain du quadripôle est

$$G_T = \frac{P_L}{P_e} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

Le coefficient de réflexion en entrée est :

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

En sortie :

$$\Gamma_2 = S_{22}$$

Quand la tension de drain du transistor monté en grille commune diminue, le courant I_D diminue : S_{11} et S_{22} diminuent, par contre S_{21} augmente. Mais l'impédance de la charge Z_L dépend du point de polarisation et il suffit que le terme $|S_{22}\Gamma_L|$ soit suffisamment petit devant 1 pour que le gain du quadripôle diminue.

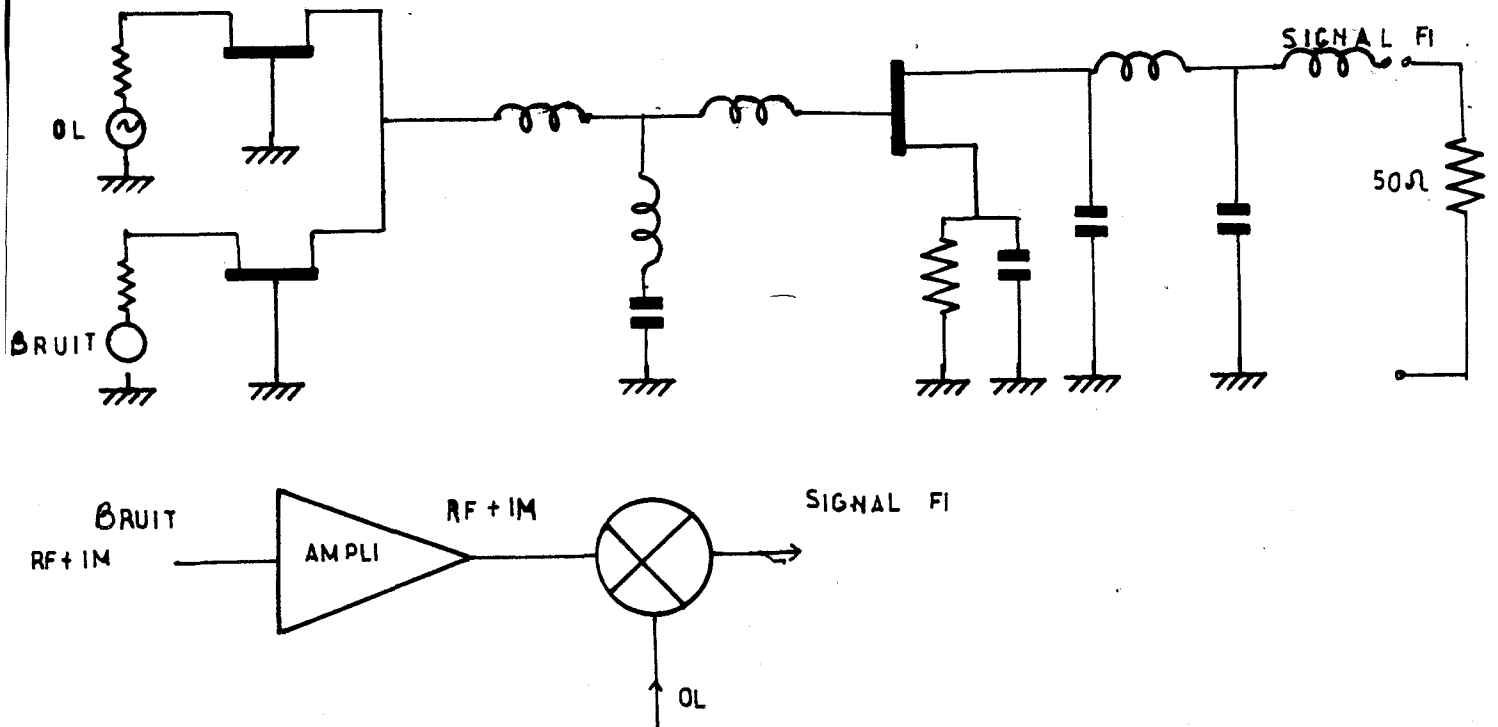
Ainsi le point de polarisation pour l'adaptation optimale ne correspond pas à celui pour lequel le gain est optimal.

I.5.B.2. Mélangeur :

Les résultats obtenus en se mettant à peu près dans les conditions de simulation sont les suivants :

$$\begin{aligned} 0 < G_c < 4 \text{ dB} \\ 9 < F_{dB} < 10.6 \end{aligned} \quad \text{dans la bande } 11.4 - 12 \text{ GHz}$$

On constate que le facteur de bruit est assez fort mais nous savons que ce mélangeur est constitué de deux étages.



Il est intéressant de faire un calcul de ce facteur de bruit en fonction de celui de l'ampli et de celui du mélangeur simple grille ainsi qu'en fonction du gain de cet ampli et du gain de cet ampli et du gain de conversion du mélangeur simple grille.

En entrée RF, on distingue la bande image et la bande utile. La bande utile couvre la gamme de fréquences TV : 11.7 - 12.5 GHz = Bu. La bande image est la gamme de fréquences qui pour une même fréquence OL est transposée dans la même bande FI en sortie du mélangeur d'où :

$$\begin{aligned} f_{im} &= 2 F_{OL} - f_u \\ \text{et} \quad B_{im} &= 9.1 - 9.9 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Dans le cas des résultats donnés plus haut, la source de bruit placée en entrée RF couvre aussi bien la gamme de fréquences images que celle des fréquences utiles.

La mesure est donc faite en double bande. Le facteur de bruit et le gain de conversion du mélangeur s'expriment alors de la façon suivante :

$$\begin{aligned} G' &= G_1 + G_2 \\ F &= 1 + \frac{N_R}{GN_e} \end{aligned}$$

avec :

G_1 : gain dans la bande signal de l'ensemble,

G_2 : gain dans la bande image de l'ensemble

N_R : bruit propre de l'ensemble

G_i : $G_{ci} G'_i$

G_{ci} : gain de conversion du simple grille dans la bande correspondante

G'_i : gain du 1er étage dans la bande correspondante

N_R est calculé comme suit :

$$N_R = G_{c1} N_{A1} + G_{c2} N_{A2} + N_{\text{mél. SG}}$$

N_{Ai} : bruit propre de l'amplificateur dans la bande correspondante

$$N_{Ai} = (F_{Ai} - 1) G'_i N_e$$

F_{Ai} : facteur de bruit de l'ampli dans la bande correspondante.

$N_{\text{mél.SG}}$ = bruit propre du mélangeur simple grille

$$N_{\text{mél.SG}} = (F_{\text{mél.SG}} - 1) G_{cl} N_e$$

$F_{\text{mél.SG}}$ et G_{cl} sont le facteur de bruit et le gain de conversion du mélangeur simple grille mesurés en simple bande.

On arrive à l'expression suivante :

$$F = 1 + \frac{G'_1 G_{cl} (F_{A1} - 1) N_e + G'_2 G_{c2} (F_{A2} - 1) N_e + (F_{\text{mél.SG}} - 1) G_{cl} N_e}{(G_{cl} G'_1 + G_{c2} G'_2) N_e}$$

En testant le coupleur seul, on s'aperçoit que le facteur de bruit du 1er étage peut être de l'ordre de 8 dB dans les bandes image et utile ; on prendra :

$$F_{A1} = F_{A2} = F_A$$

d'où

$$F = F_A + \frac{(F_{\text{mél.SG}} - 1) G_{cl}}{G_1}$$

On a mesuré à la fréquence 11.8 GHz située dans la bande utile un facteur de bruit du coupleur actif F_A et un gain de conversion du mélangeur double source en double bande G de :

$$F_A = 7.4 \text{ dB}$$

$$G = 3.4 \text{ dB}$$

Nous disposons d'après la référence (5) , le facteur de bruit et le gain de conversion du mélangeur simple grille mesurés en simple bande à cette même fréquence :

$$F_{\text{mél.SG}} = 7.2 \text{ dB}$$

$$G_{cl} = 3.8 \text{ dB}$$

d'où :

$$F = 10 \text{ dB}$$

Conclusion :

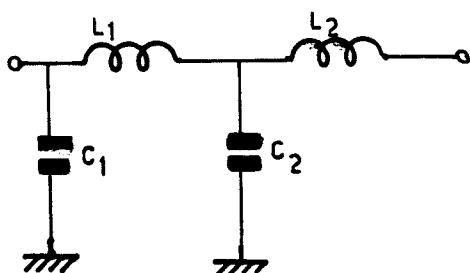
La valeur du facteur de bruit du mélangeur double source est expliquée en partie par celle de l'étage constitué par le coupleur actif qui est de l'ordre de 8 dB.

Remarques

1. La cellule FI d'adaptation à 50Ω en sortie du mélangeur simple grille ne convient pas tout à fait à notre ensemble.
C'est ce que l'on constate en mesurant le S_{22} de cet ensemble en bande FI. (Figure).

Ceci est un facteur supplémentaire pour que le gain du mélangeur soit plus faible que la valeur calculée.

Topologie de cette cellule :



L_1, L_2 : selfs spirales de $15,13\text{ NH}, 12\text{ NH}$
 C_1, C_2 : capacités interdigitées de $0,41\text{ pF}, 0,26\text{ pF}$

2. Le couplage des entrées RF-OL est très faible.

En effet, on calcule par simulation sur ordinateur le paramètre de couplage S_{13} entre les portes OL-RF, en chargeant le coupleur double source par la cellule d'adaptation fermée par l'impédance d'entrée du simple grille.

L'ensemble ainsi obtenu est symétrique, les transistors constituant le coupleur actif étant identiques et polarisé au même point.

On obtient alors un paramètre de couplage entre les portes OL et RF $|S_{13}| = |S_{31}|$ de l'ordre de -20 dB .
Ce qui assure une bonne isolation entre les entrées considérées.

3. Nous avons vérifié si le coupleur lui-même ne mélangeait pas. Pour cela nous avons relevé à l'analyseur de spectre une raie à la fréquence

FI en sortie du coupleur adapté à 50Ω .

Cette raie est à - 30 dB au-dessous des raies OL et RF.

Ainsi ce mélange peut être considéré comme négligeable vis-à-vis des quelques dB mesurés plus haut.

4. Il aurait été intéressant de comparer les performances de ce mélangeur simple grille attaqué par un coupleur actif à celles de ce même mélangeur à coupleur passif en entrée.

Mais le coupleur passif étant à bande étroite, les résultats (5) sont faits en simple bande alors que ceux obtenus pour le mélangeur double source sont en double bande.

En testant ce mélangeur double source avec un filtre de réjection de bande image en entrée RF, on s'aperçoit que le gain de conversion diminue de 5 dB à peu près et que le facteur de bruit augmente d'autant.

En effet, le gain de conversion et le facteur de bruit du mélangeur avec filtre en entrée sont donnés par :

$$G' = G_1 \text{ filtre } G_1 + G_2 \text{ filtre } G_2 = G'_1 + G'_2$$

$$F_{SSB} = 1 + \frac{N_R}{G' N_e}$$

Ces mêmes facteurs obtenus sans filtre sont :

$$G = G_1 + G_2$$

$$F_{DSB} = 1 + \frac{N_R}{G N_e}$$

Avec :

G_1 filtre : valeur de la fonction de transfert du filtre à la fréquence utile,

G_1 : gain de conversion du mélangeur à cette même fréquence

G_2 filtre : valeur de la fonction de transfert du filtre à la fréquence image,

G_2 : gain de conversion du mélangeur à cette même fréquence

La relation entre le facteur de bruit de ce mélangeur obtenu avec filtre en entrée RF et celui obtenu sans filtre est :

$$F_{SSB} = F_{DSB} \frac{G}{G'} - \frac{G - G'}{G'}$$

La différence entre G et G' ainsi que celle entre F_{DSB} et F_{SSB} dépend de l'écart entre le gain de conversion du mélangeur en bande image G_2 et celui en bande utile G_1 .

Une étude à l'analyseur de spectre du mélangeur double source, nous a permis de nous rendre compte, que le gain de conversion en bande image G_2 était supérieur à celui mesuré en bande utile G_1 .

Ainsi pour une fréquence située dans la bande utile de 11.8 GHz, on a :

$f_u = 11.8$ GHz	$f_{image} = 9.8$ GHz
$G_1 = -3$ dB	$G_2 = -1$ dB
$G_{1 \text{ filtre}} = -1.4$ dB	$G_{2 \text{ filtre}} = -14$ dB

Et

$$G = G_1 + G_2 = 1.1 \text{ dB} \quad F_{DSB} = 10.5 \text{ dB}$$

$$G' = G'_1 + G'_2 = -4.9 \text{ dB} \quad F_{SSB} = 15.5 \text{ dB}$$

Les résultats en simple bande peuvent être comparés à ceux obtenus pour le simple grille à coupleur passif en entrée(5) pour la même fréquence :

$$G_c = 3.8 \text{ dB} \quad F_{dB} = 7.2 \text{ dB.}$$

On en conclut qu'il serait bon d'améliorer l'adaptation du coupleur actif au mélangeur simple-grille dans la bande utile avant de comparer les performances du mélangeur double source en simple bande à celles du mélangeur simple grille à coupleur passif en entrée.

I.6. CONCLUSION

Nous avons démontré au cours de ce chapitre la faisabilité d'un coupleur double source destiné à attaquer un mélangeur à FET simple grille mais pouvant également servir individuellement avec une impédance de sortie normalisée de 50Ω .

Les résultats obtenus pour ce coupleur adapté en sortie à 50Ω sont :

- TOS d'entrée : $1 \leq \text{TOS} \leq 2$
- TOS de sortie : $1 \leq \text{TOS} \leq 5$ dans la bande 10.8 - 12.4 GHz
- gain en dB : $- 2.5 \text{ dB} \leq G \leq 1 \text{ dB}$

Ceux obtenus pour le mélangeur double source sont :

- TOS d'entrée : $1 \leq \text{TOS} \leq 2$ pour $10.8 \text{ GHz} \leq f \leq 12 \text{ GHz}$
- gain de conversion et facteur de bruit mesurés en double bande (sans filtre de réjection de bande image) :

$$\begin{aligned} 0 \leq G_c \leq 4 \text{ dB} \\ 9 \text{ dB} \leq F_{\text{dB}} \leq 10.6 \text{ dB} \end{aligned} \quad \text{dans la bande } 11.4 - 12 \text{ GHz}$$

- l'isolation RF/OL est mesurée par le couplage entre les 2 entrées :
isolation $\simeq - 20 \text{ dB}$

Ces performances peuvent être améliorées lors d'une intégration totale de chacun de ces deux ensembles comprenant la résistance de stabilisation prévue au cours de nos calculs.

Toutefois, nous remarquons que l'intérêt principal de ce coupleur par rapport à un coupleur passif est confirmé : en effet, le TOS d'entrée est inférieur à 2 dans la bande nécessaire, c'est-à-dire : 10.8 - 12.5 GHz, pour un couplage entre les entrées RF - OL de l'ordre de - 20 dB.

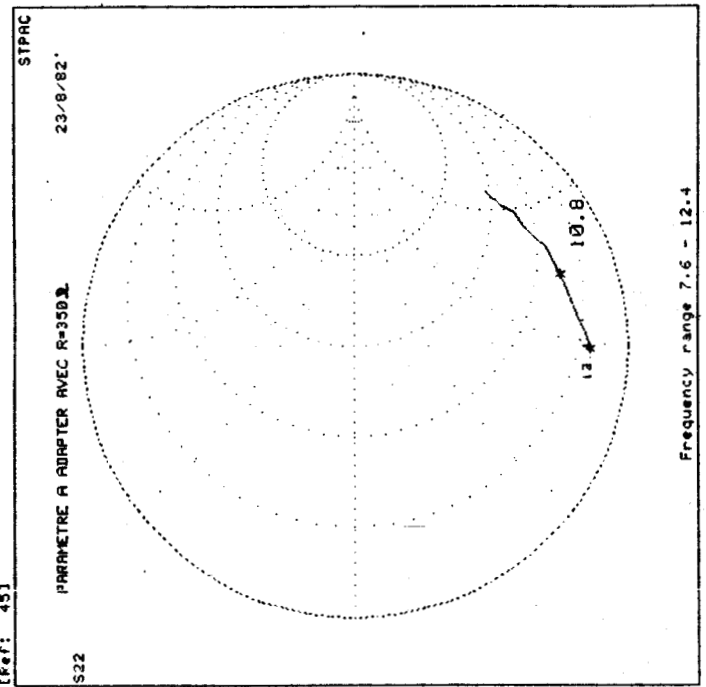
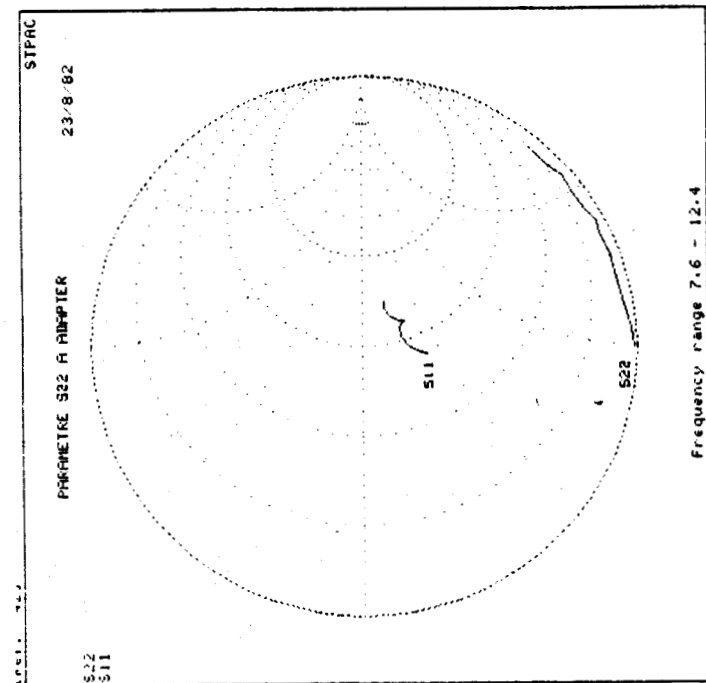
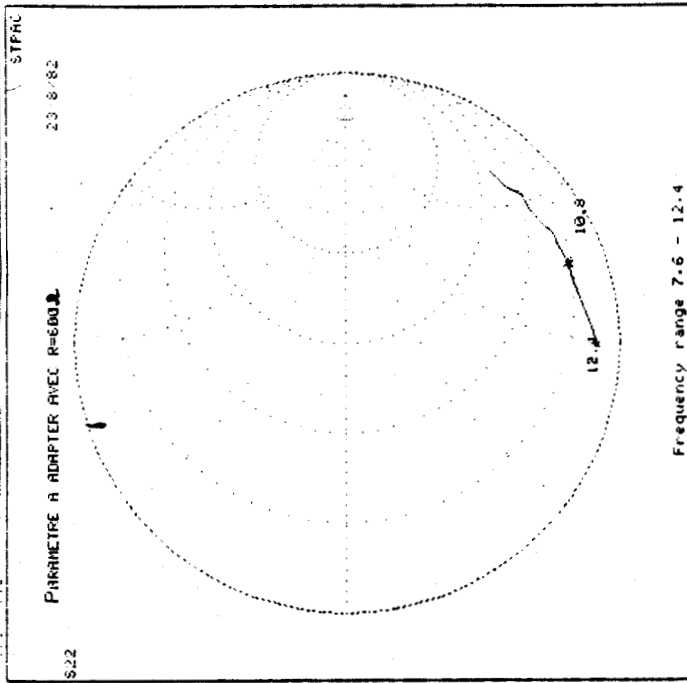
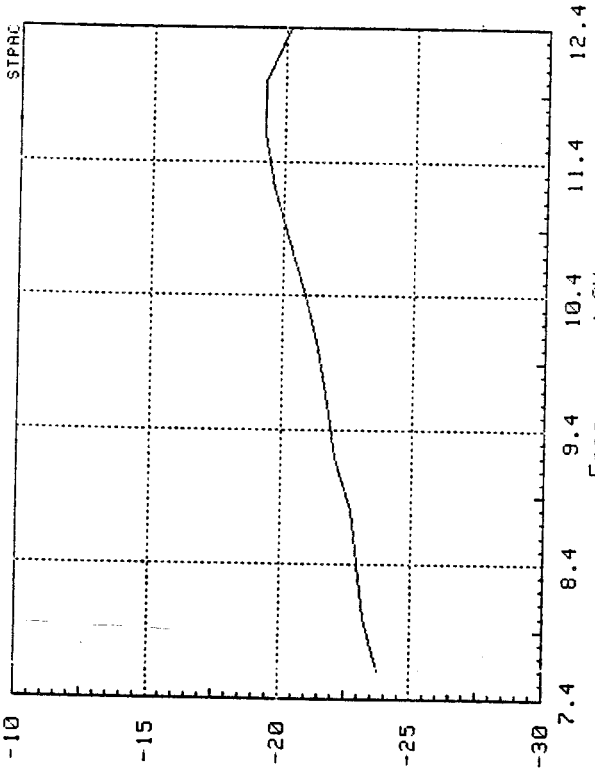


Figure 1 : Paramètre S_{22} du coupleur double-source avec ou sans résistances

[Ref: 451]

16-09-82

SDB12

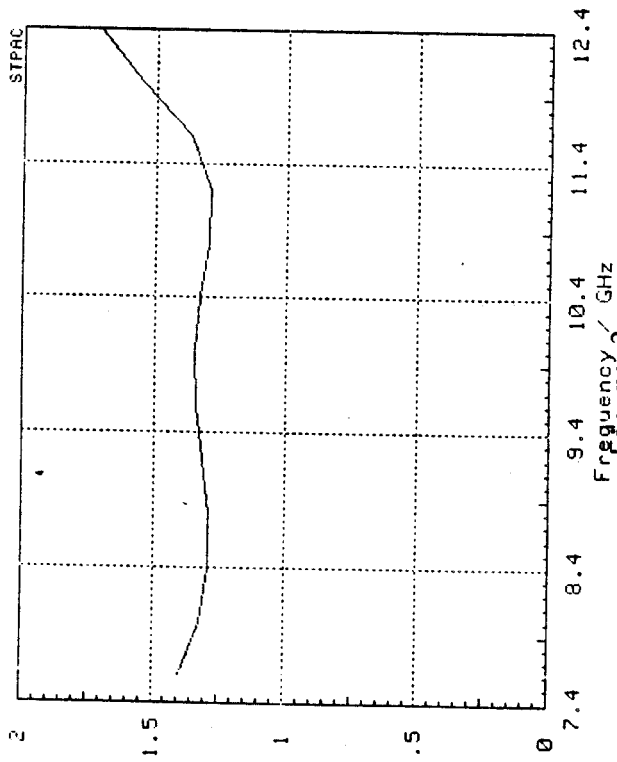


16/09/82

Figure 4

16-09-82

I'VSNR



16/09/82

Figure 2

O'VSNR

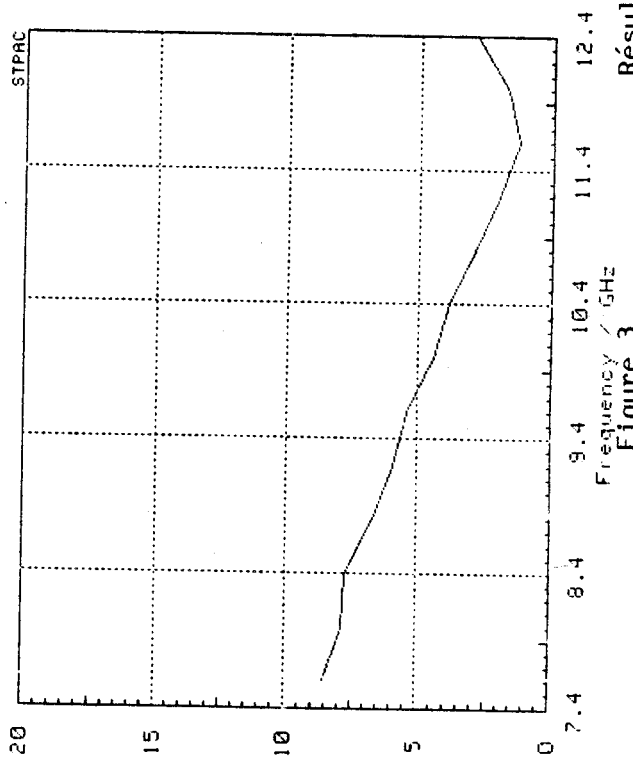
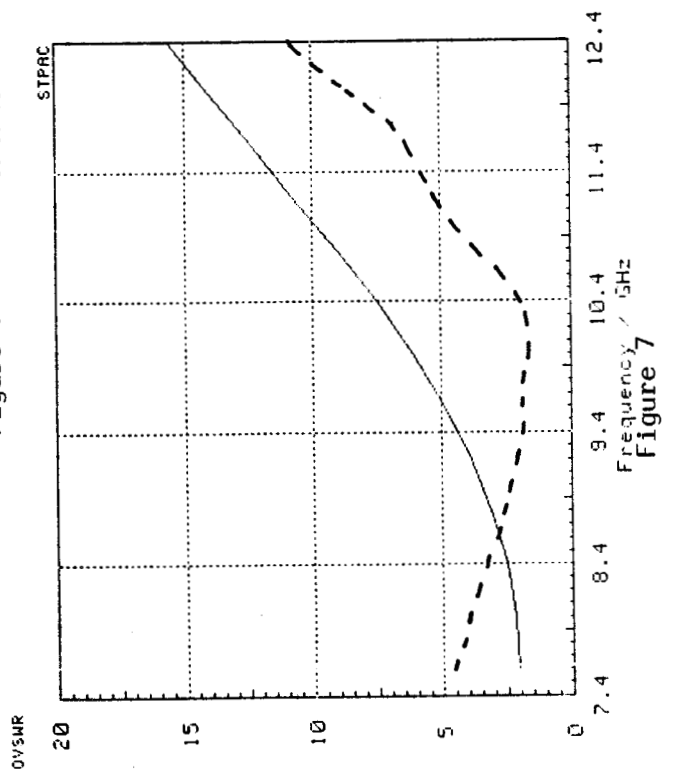
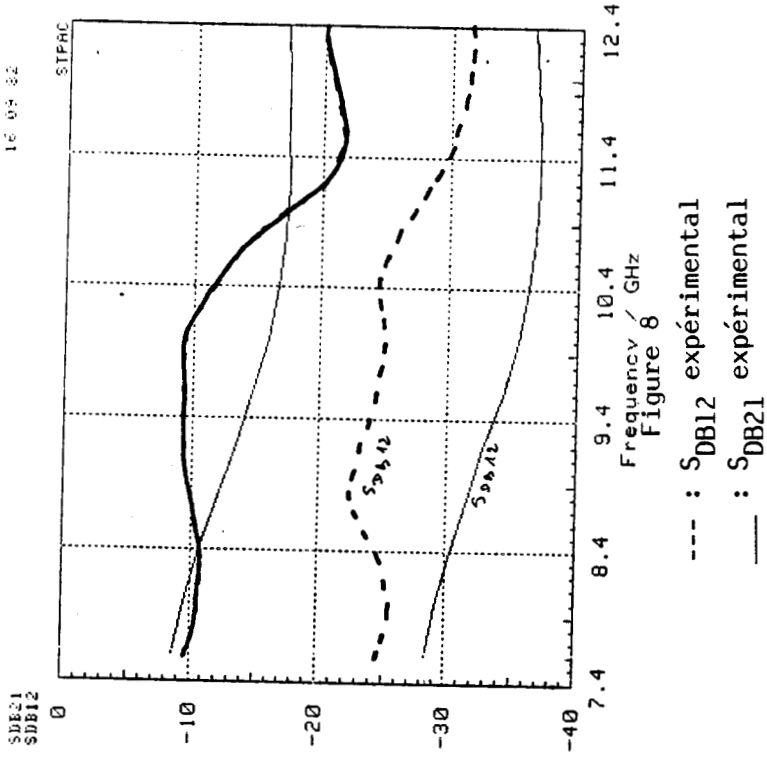
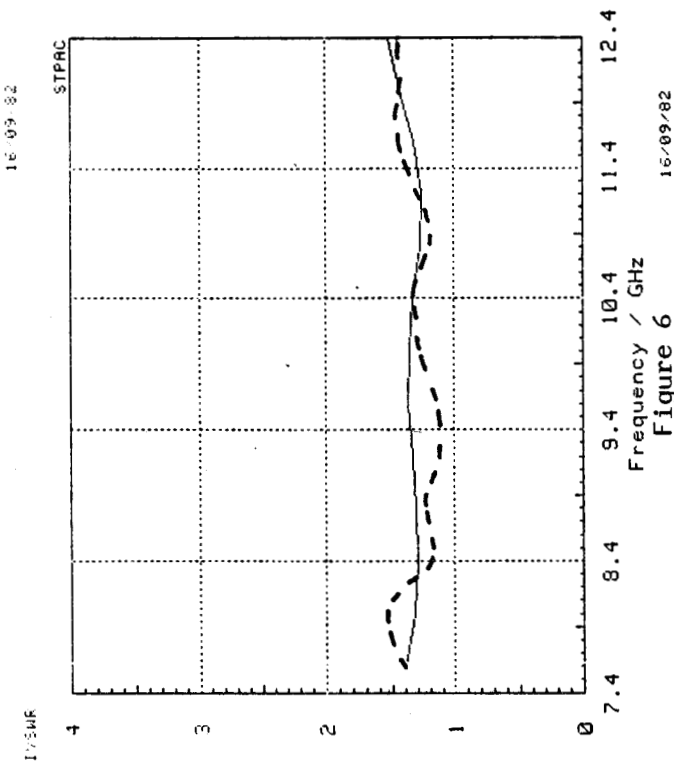


Figure 3

Figure 5

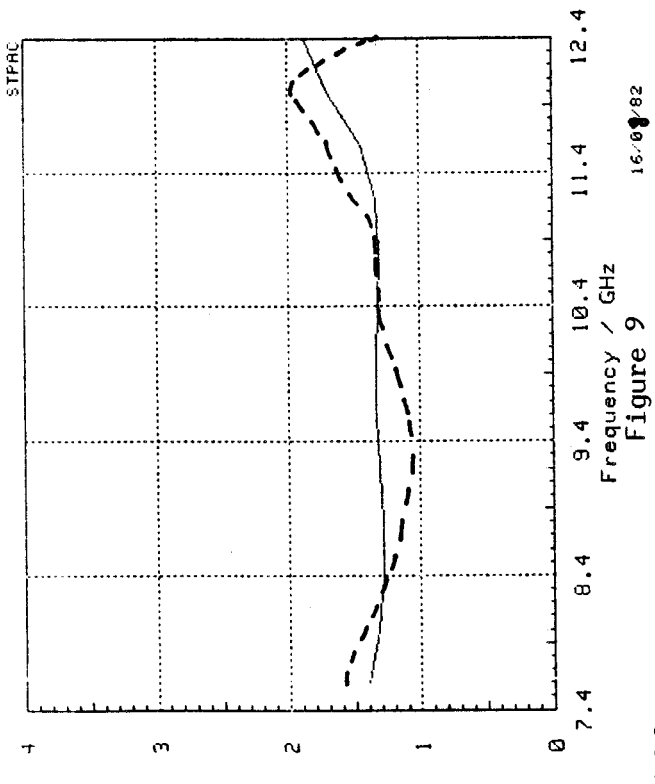
Résultats théoriques : Cellule en L Version monolithique
R = 350Ω



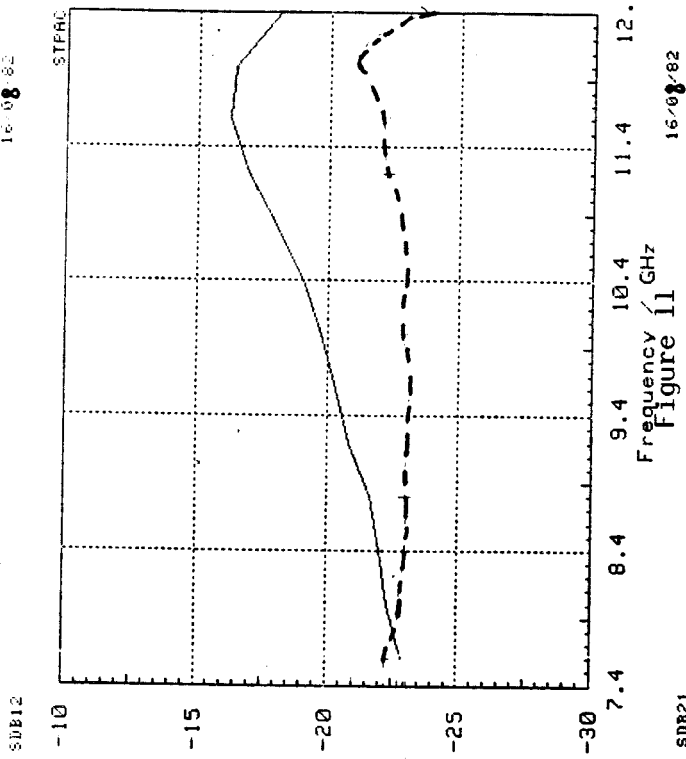
--- : Résultats expérimentaux pour la cellule en L avec la résistance dans une cavité $I_D = 13 \text{ mA}$ $V_D = 9 \text{ V}$
 — : Equivalents théoriques $Z = (14 - 29,5) \Omega$

16 03 82

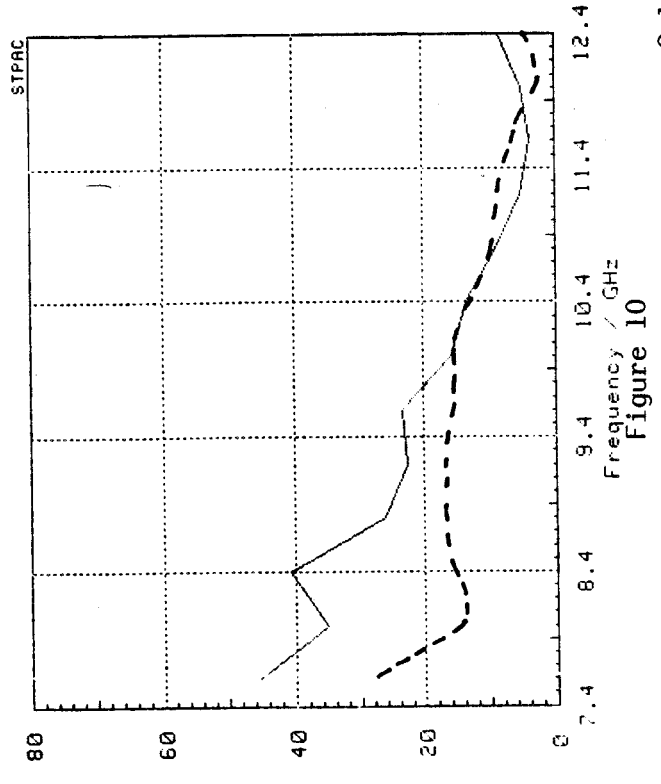
SDB12



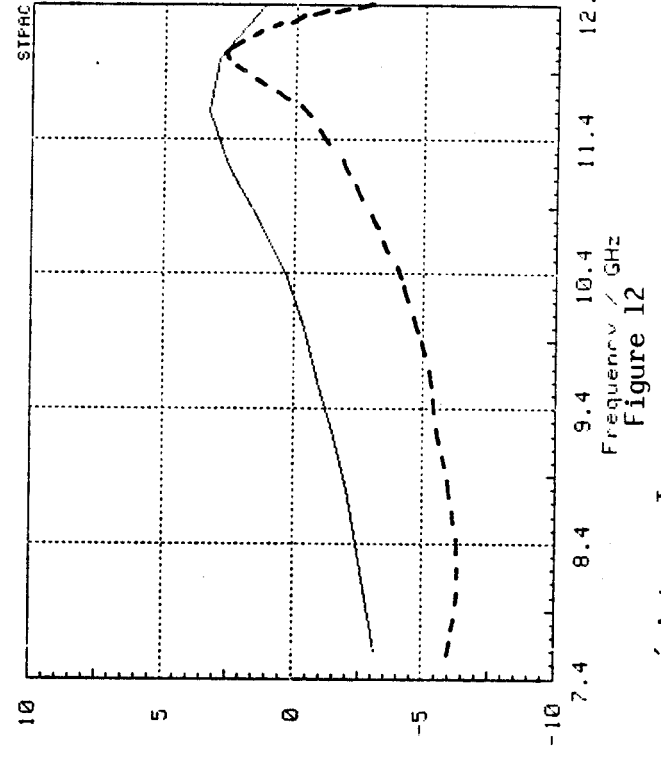
16 08 82



07/SUR

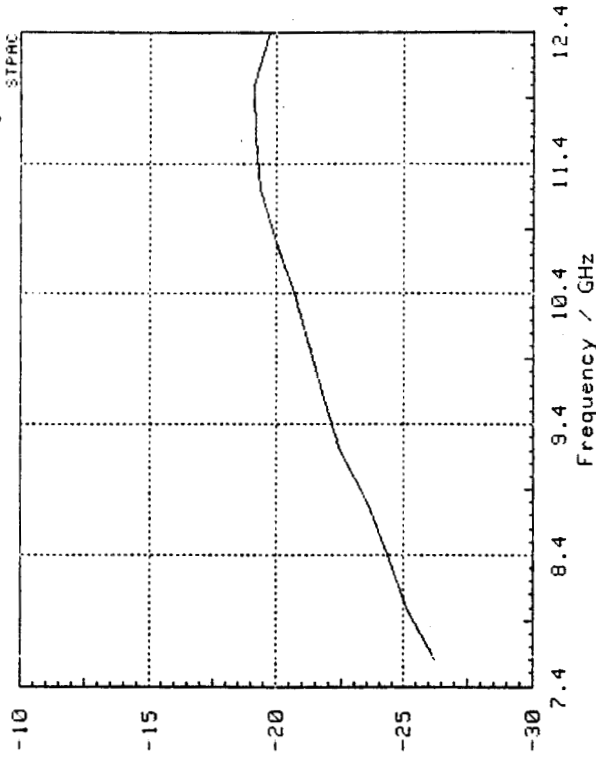


SDB21



--- : Cellule en L sans résistance $I_D = 10,3 \text{ mA}$ $V_D = 3,25 \text{ V}$
 — : Version monolithique
 - - - : Equivalents théoriques

STPAC



16/09/82

Figure 15

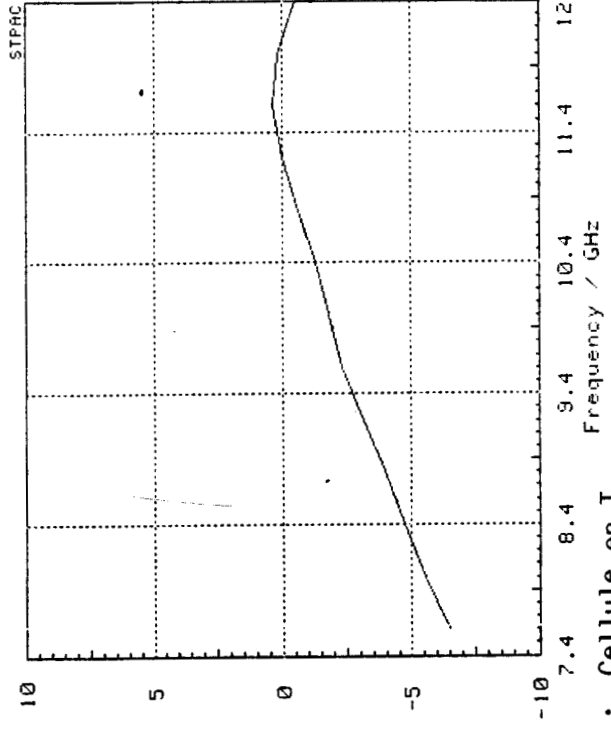
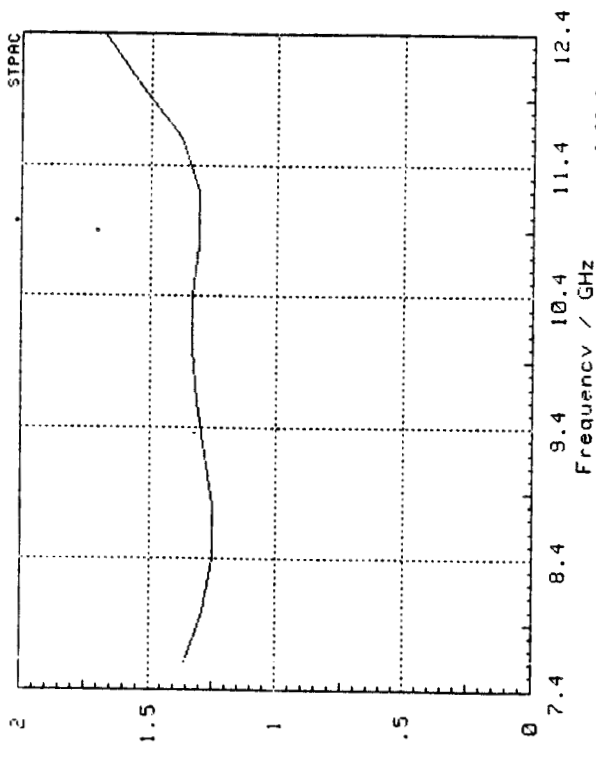


Figure 16

STPAC



16/09/82

Figure 13

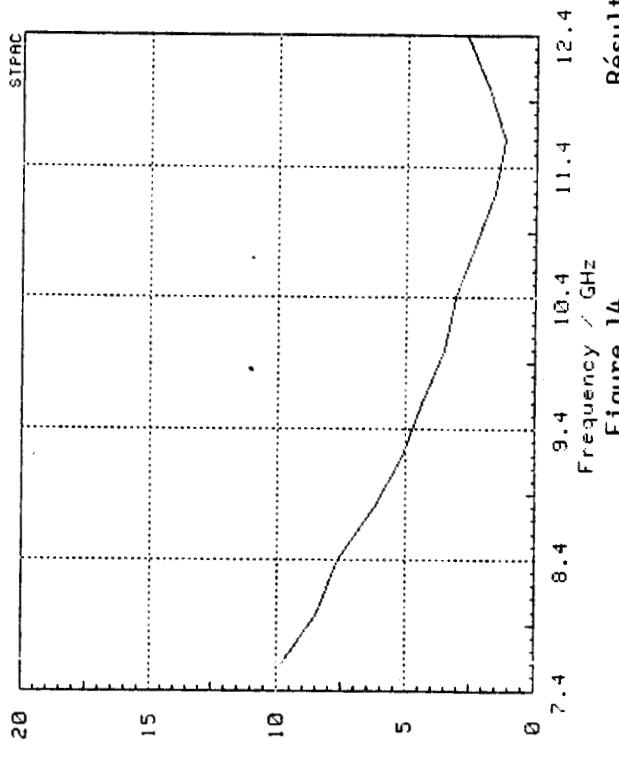


Figure 14

Résultats théoriques : Cellule en T
version monolithique R = 350 Ω

16/08/82

SDB12
SDB21

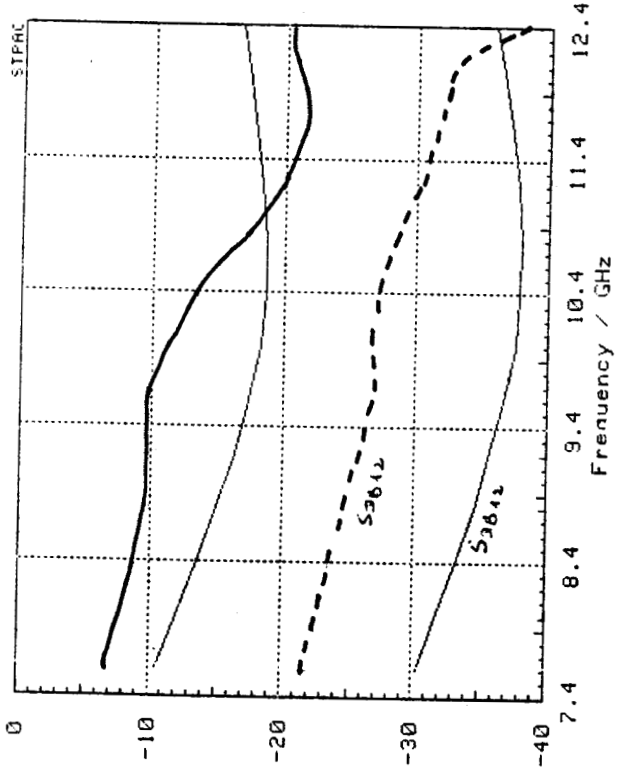


Figure 19

--- : SDB12 expérimental
— : SDB21 expérimental

--- : Cellule en I avec une résistance sérigraphique dans une cavité de 350Ω $I_D = 12\text{ mA}$ $V_D = 8\text{ V}$
— : Equivalents théoriques $Z = (14 - 29,5)\Omega$

16/08/82

UVSMR

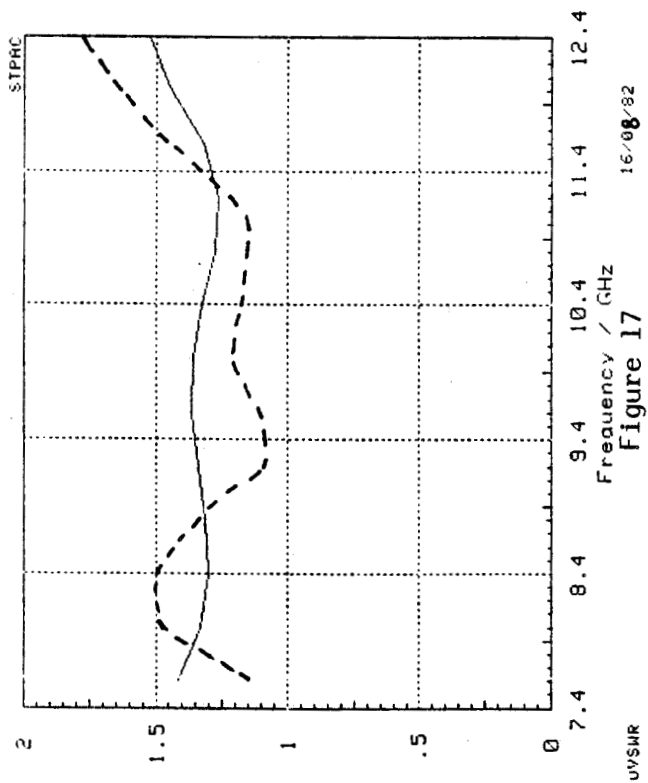


Figure 17

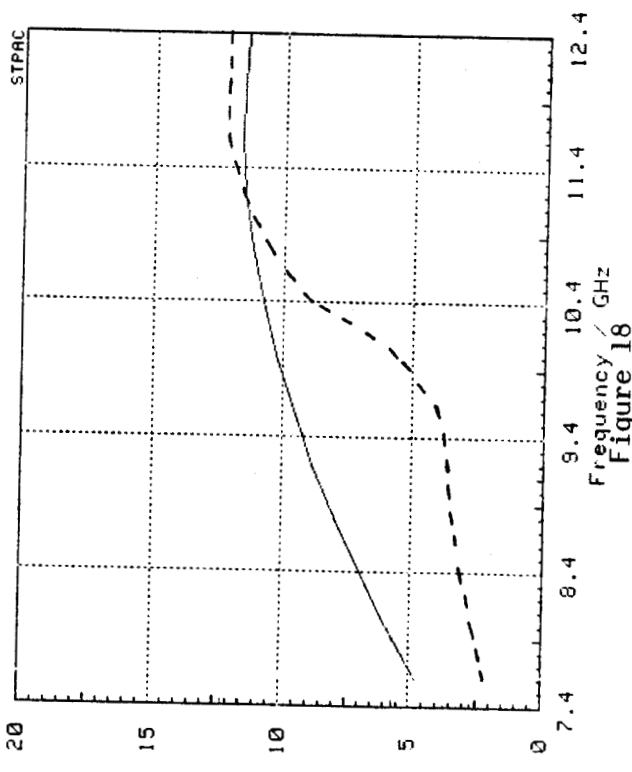


Figure 18

16/08/82

SUB21

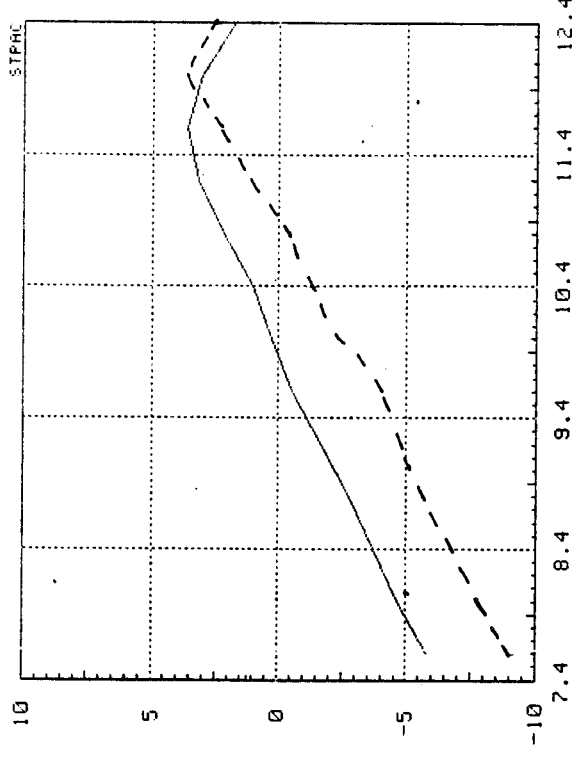


Figure 22

16/08/82

SUB12

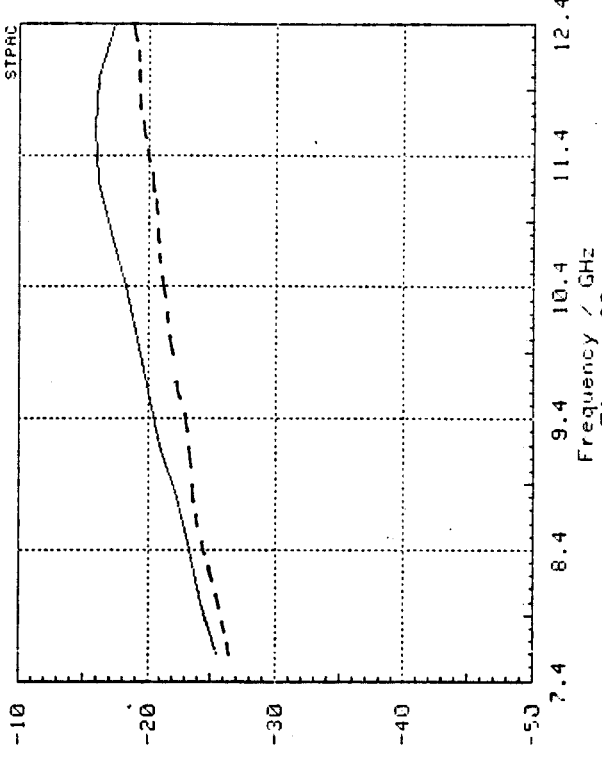


Figure 23

16/08/82

SUB1

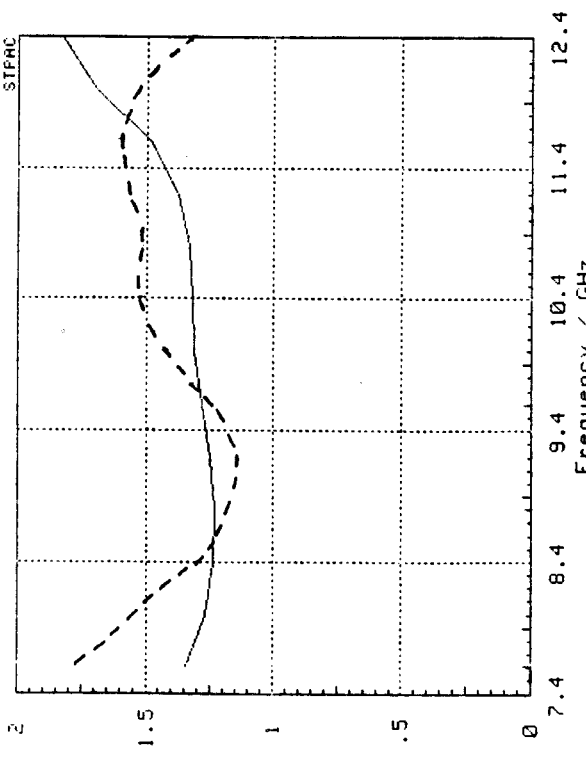


Figure 20

16/08/82

SUBR

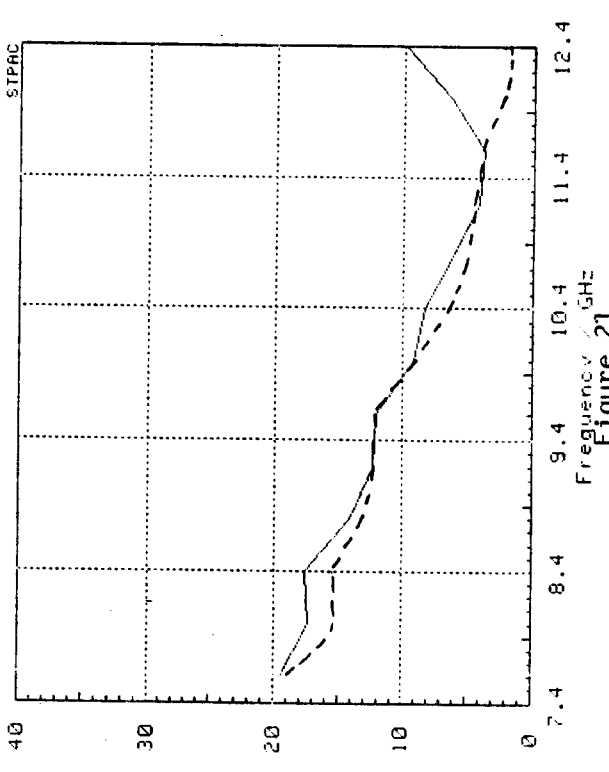


Figure 21

--- : Cellule en T sans une résistance sérigraphique de 350Ω dans une cavité

I_D = 11 mA V_D = 5 V

___ : Equivalents théoriques

19/08/82

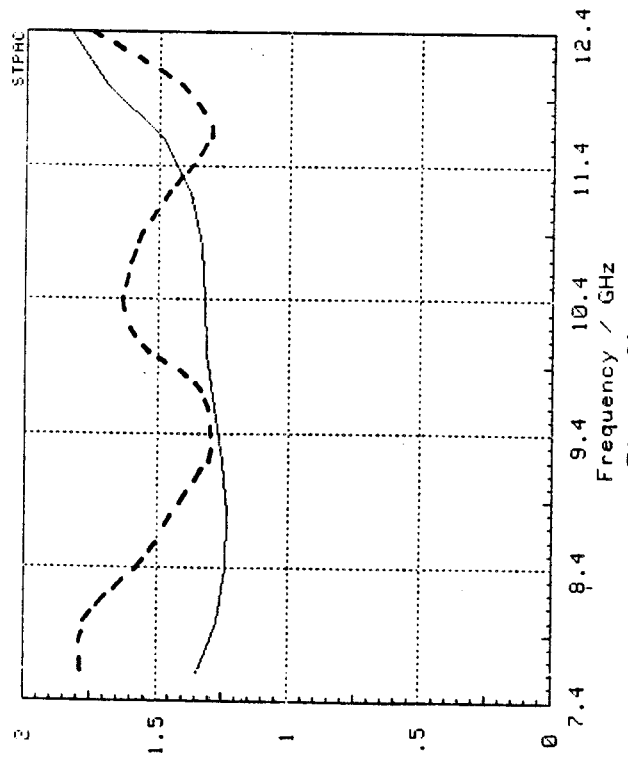


Figure 24

19/08/82

SDB12

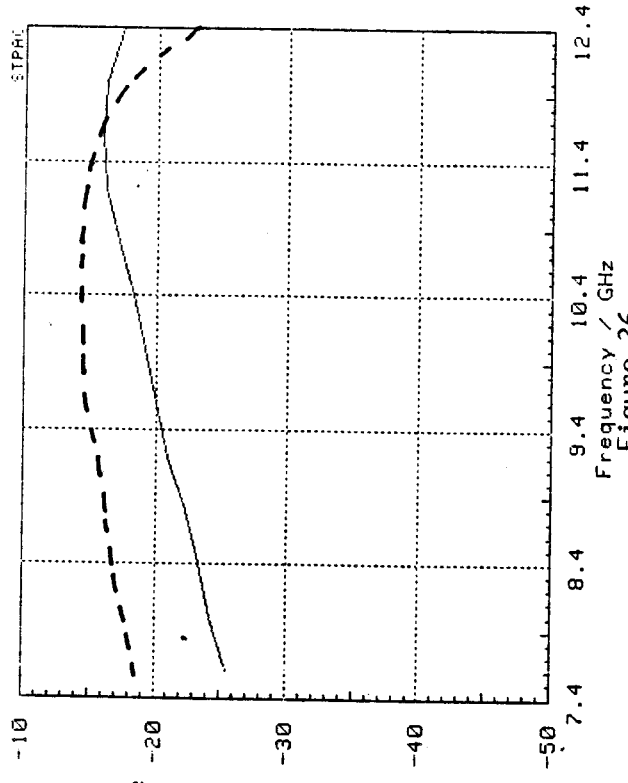


Figure 26

19/08/82

— : Théorie
 - - - : Expérience

OVSNR

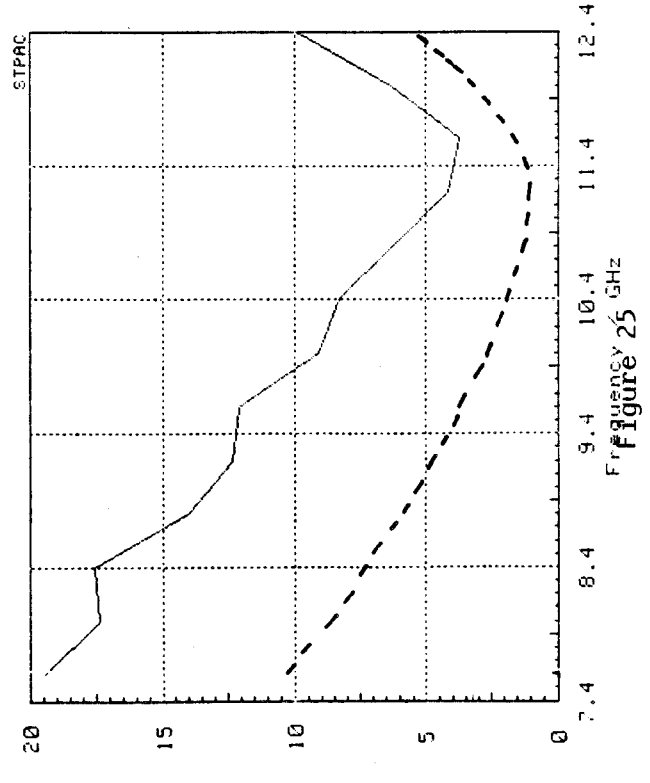


Figure 25

SDB21

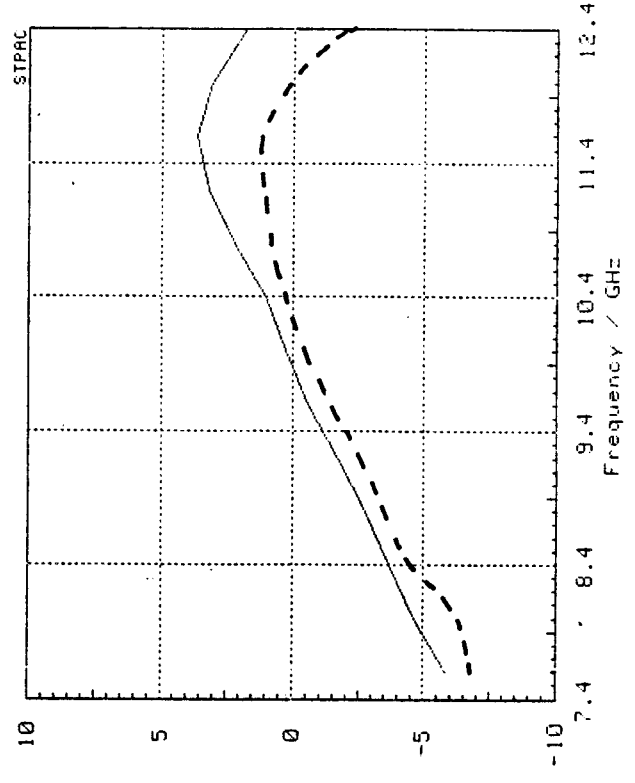
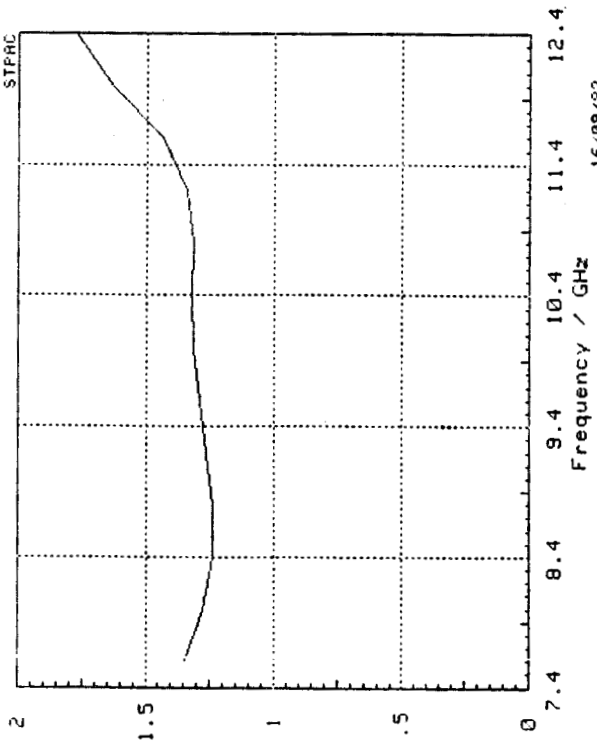


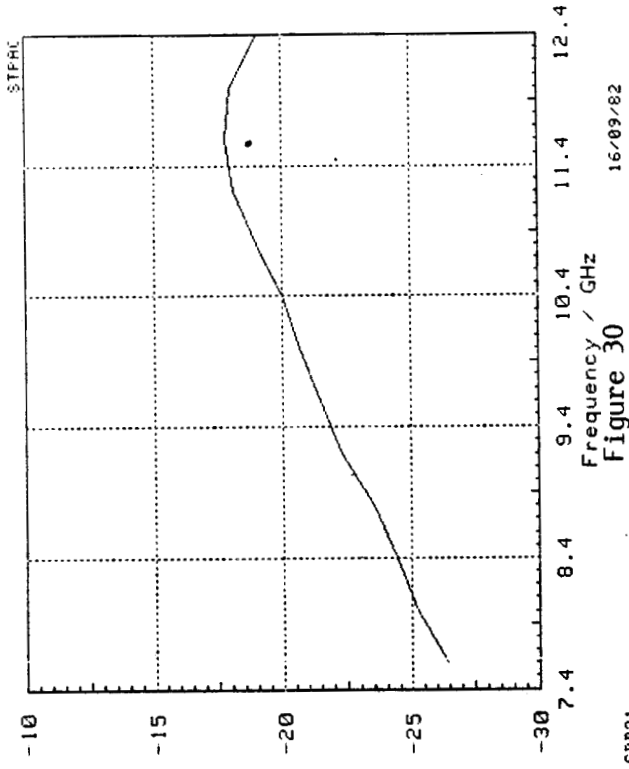
Figure 27

Cellule en T sans résistance de 350Ω dans une cavité $I_D = 9,3 \text{ mA}$ $V_D = 3,2 \text{ V}$

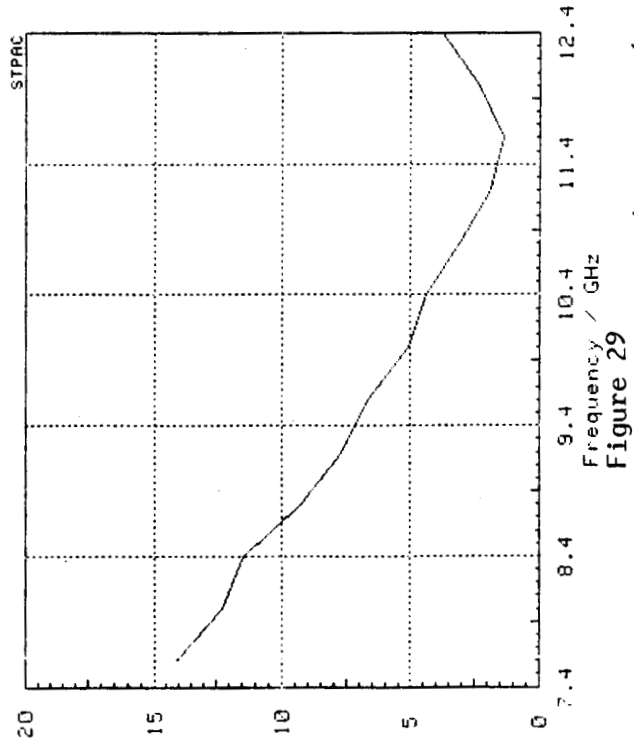
16 09 82



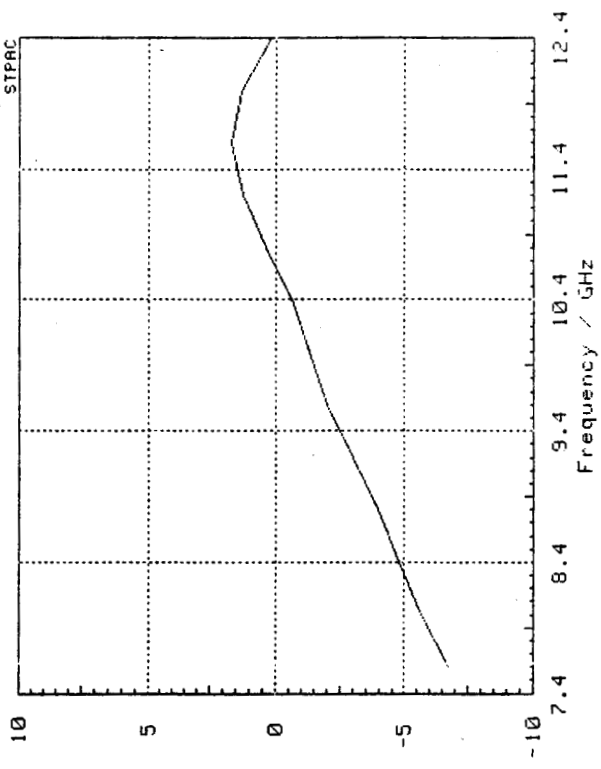
SDB21



OVSNR



SDB21



Résultats théoriques : cellule en T version monolithique R = 600Ω

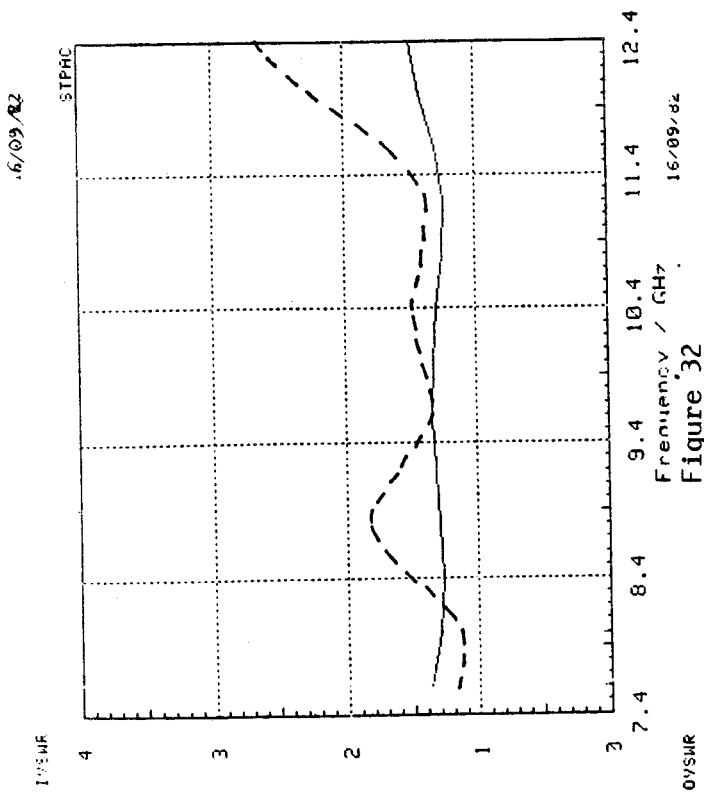


Figure 32

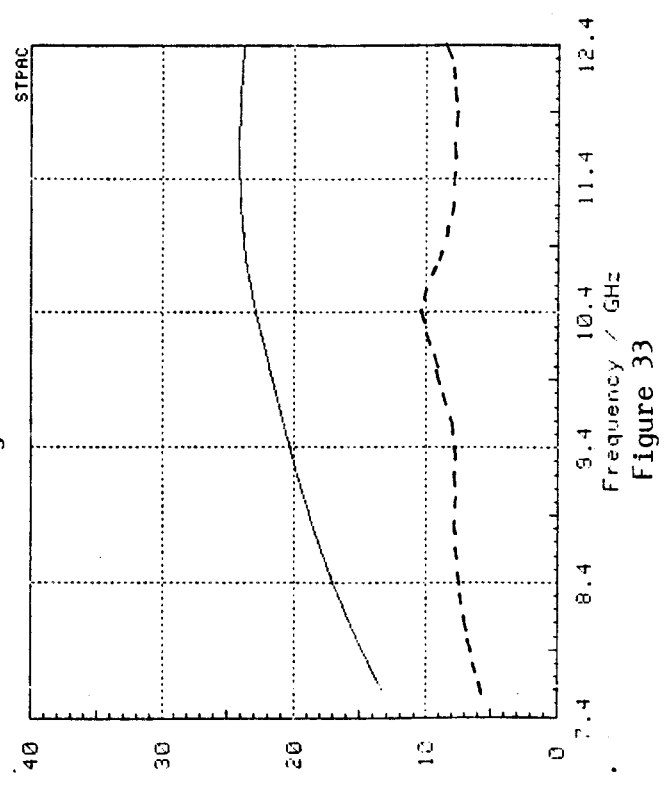
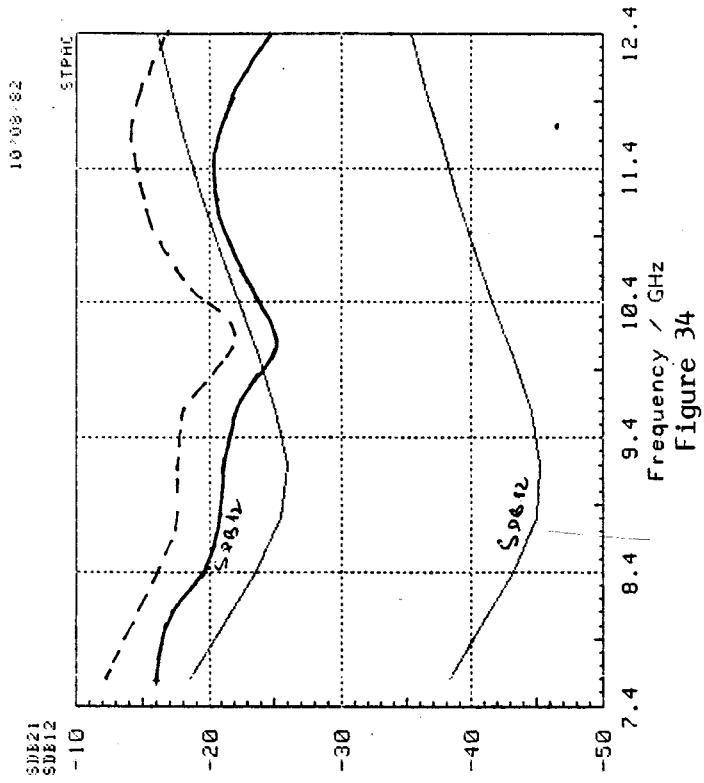


Figure 33



— : SDB12 expérimental
 - - - : SDB21 expérimental

- - - : Cellule en I avec une résistance en sérigraphie de 600Ω dans une cavité $I_D = 11,5 \text{ mA}$ $V_D = 9 \text{ V}$
 — : Equivalents théoriques $Z = (6 - 21,4)\Omega$

16/08/82

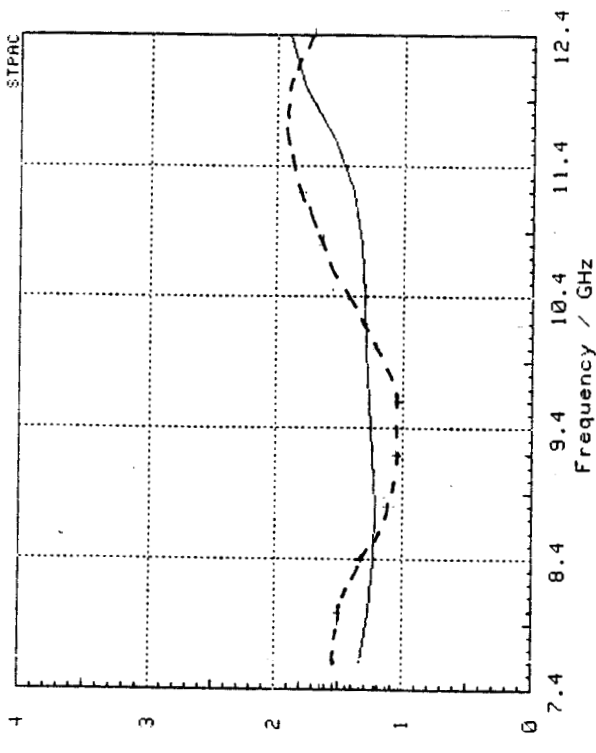


Figure 35

16/08/82

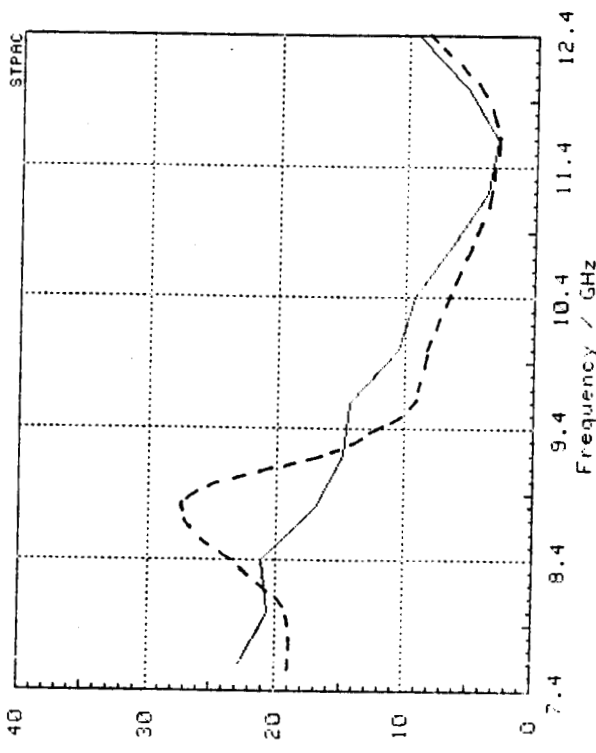


Figure 36

--- : Cellule en T sans résistance sérigraphique de 600Ω dans une cavité
 $I_D = 11 \text{ mA}$ $V_D = 3,4 \text{ V}$
 — : Equivalents théoriques

16/08/82

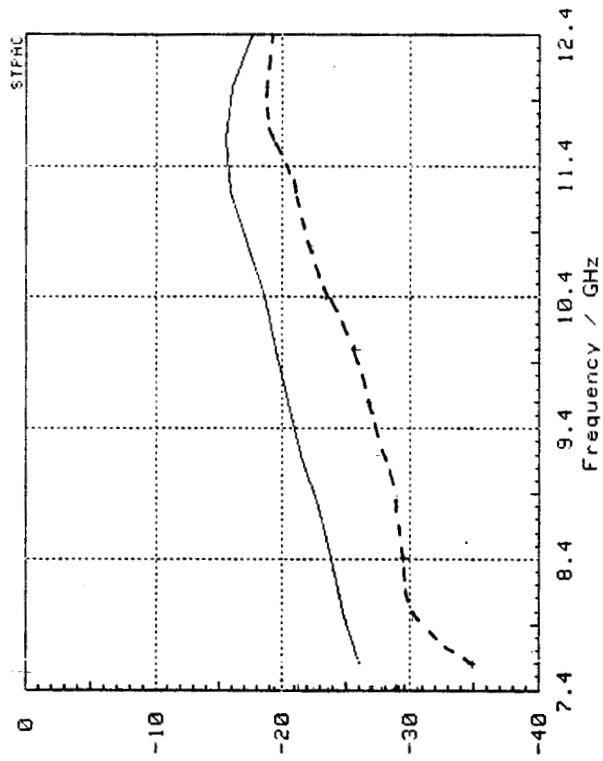


Figure 37

16/08/82

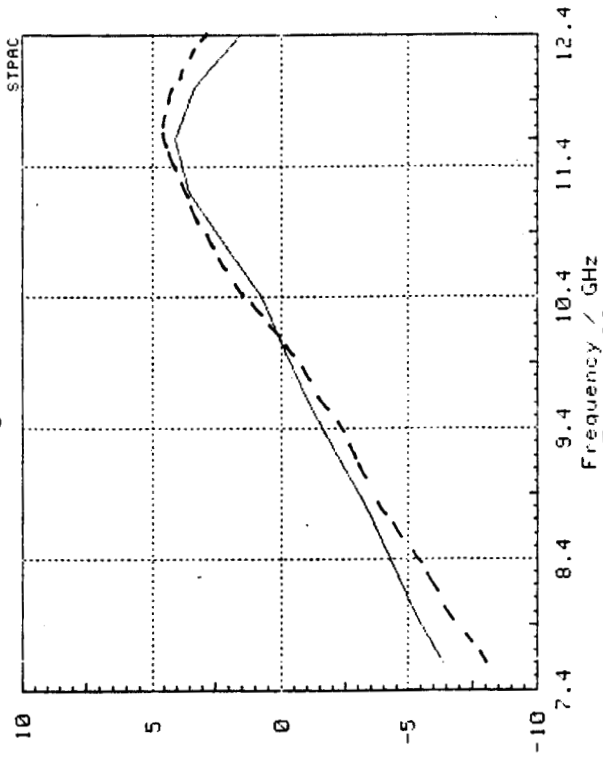


Figure 38

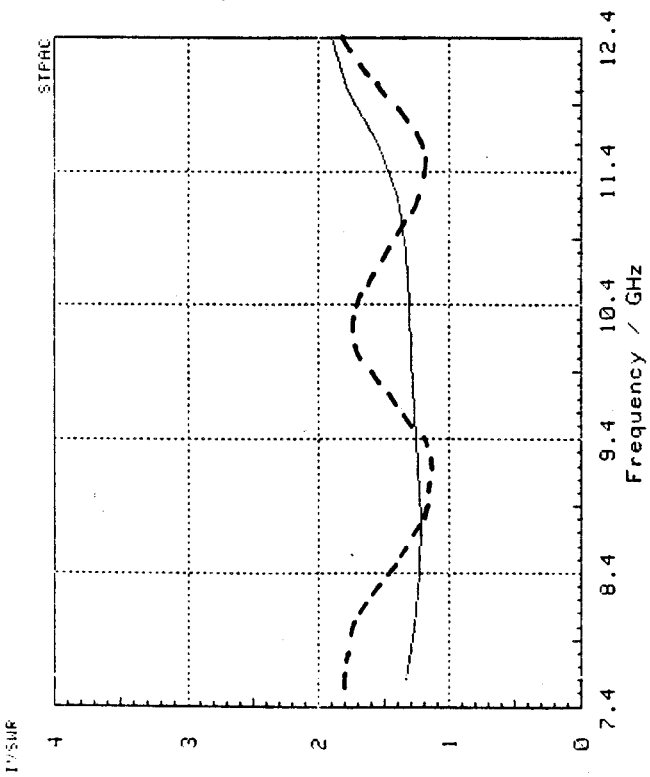


Figure 39

19/08/82

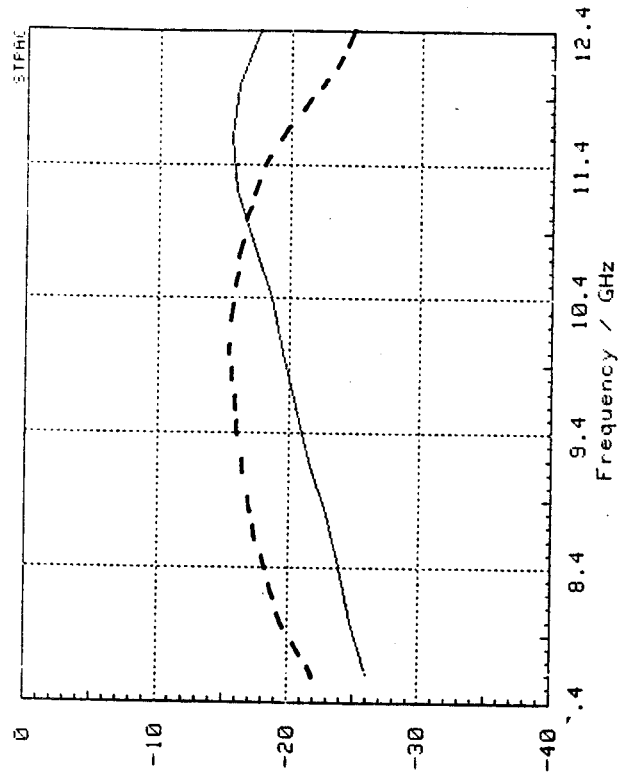


Figure 41

19/08/82

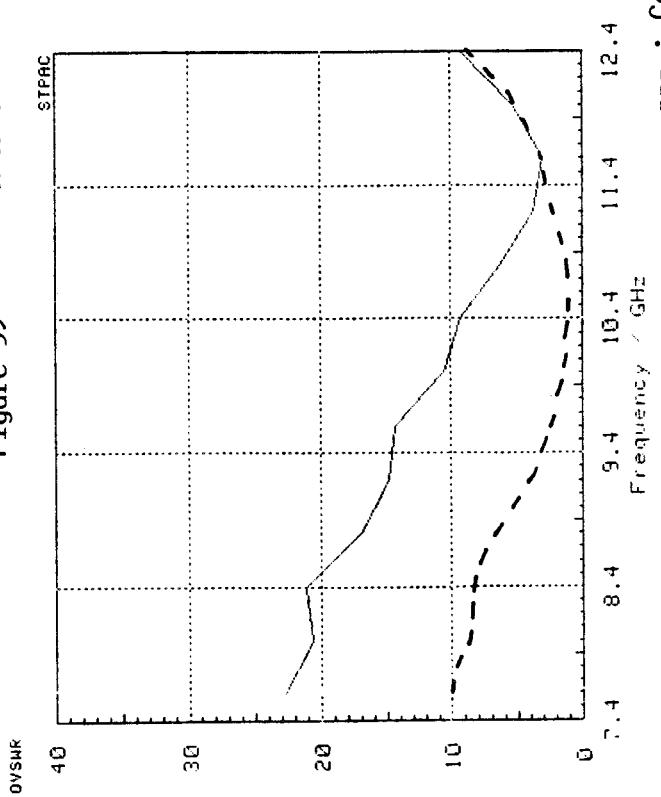


Figure 40

--- : Cellule en T sans résistance sérigraphique de 600Ω dans une cavité
 $I_D = 10,3 \text{ mA}$ $V_D = 3,1 \text{ V}$
 ___ : Equivalents théoriques

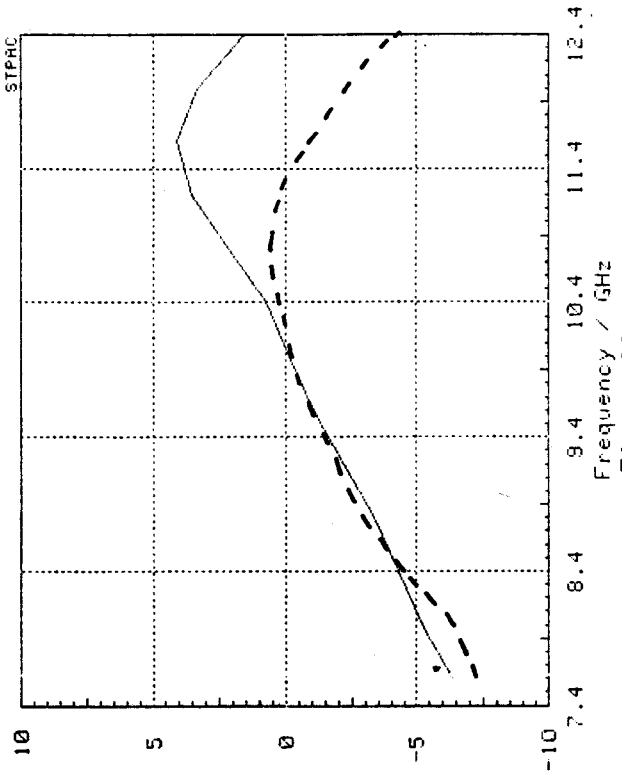


Figure 22

19/08/82

Facteur de bruit du mélangeur

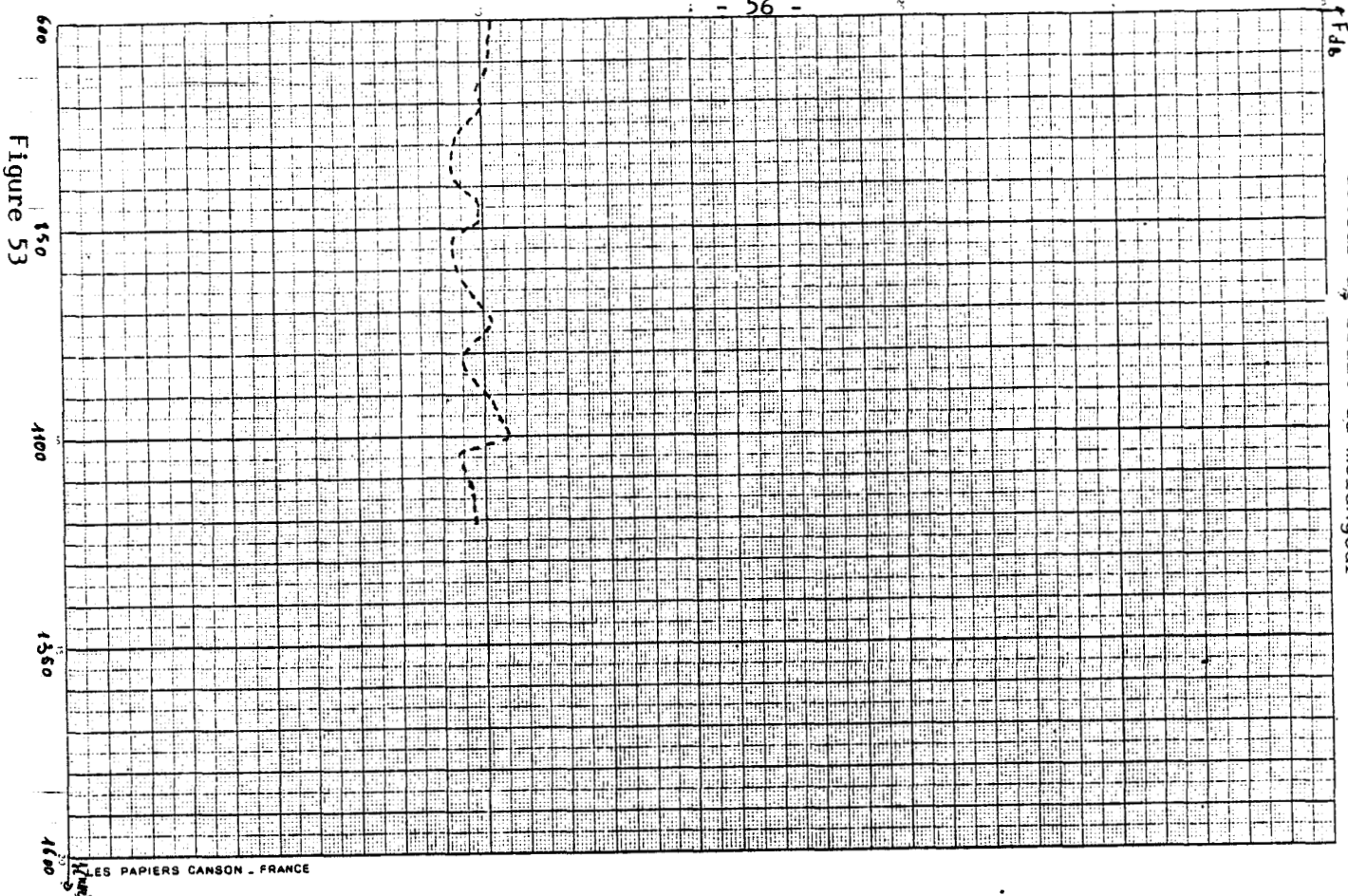


Figure 53

Gain de conversion du mélangeur

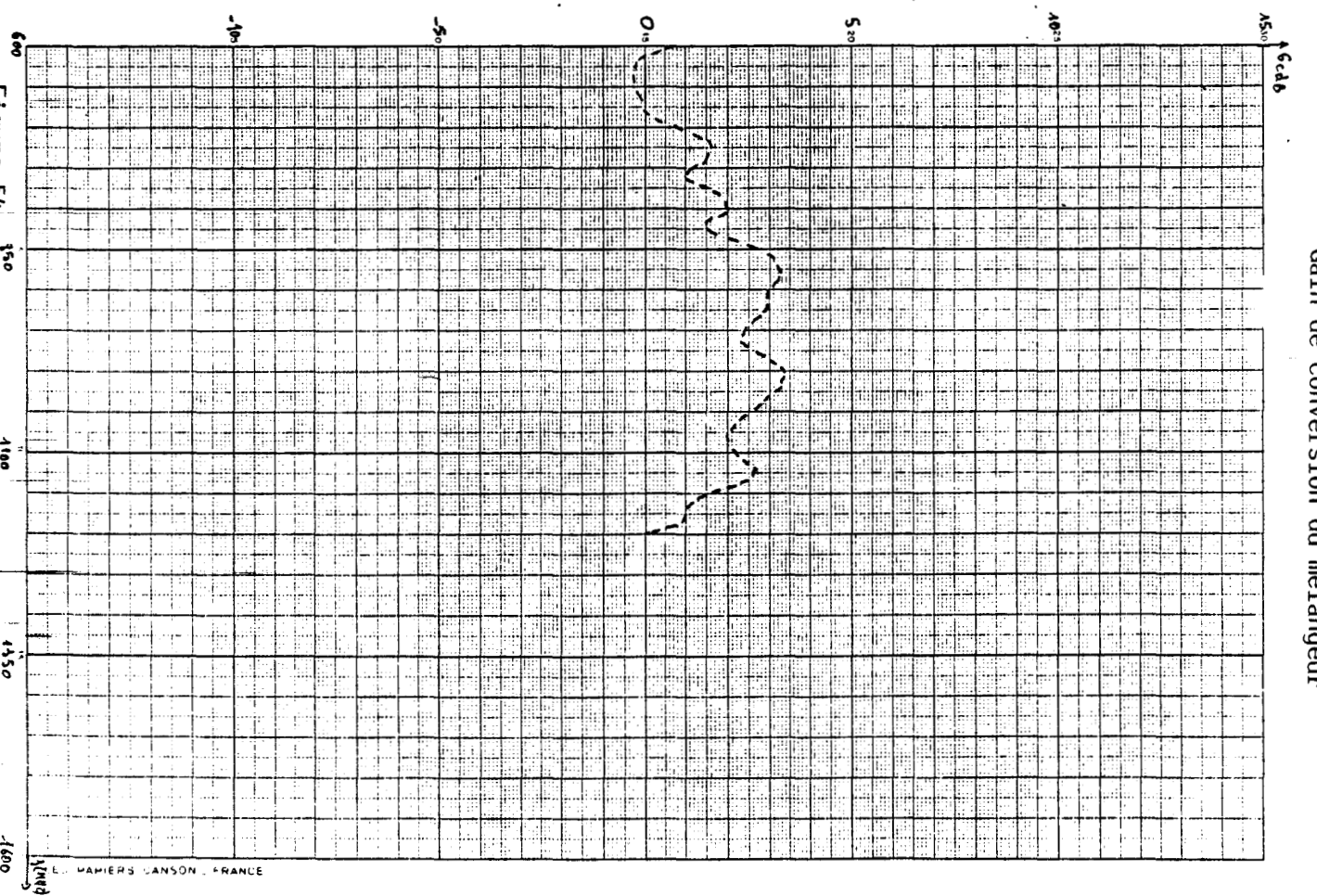


Figure 54

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS	GAMMA ML
7.600	.522	INF	8.837		
8.000	.631	INF	8.242		
8.400	.420	INF	9.944		
8.800	.693	INF	8.120		
9.200	.624	INF	8.445		
9.600	.412	INF	10.213		
10.00	.586	INF	8.756		
10.40	.548	INF	9.043		
10.80	.593	INF	8.859		
11.20	.716	INF	8.236		
11.60	.703	INF	8.581		
12.00	.384	INF	11.756		
12.40	.228	INF	14.986		

Figure 43 : Paramètre de stabilité du coupleur double-source seul

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS	GAMMA ML
7.600	3.870	1.052	.888	.262 12.1	.753 20.3
8.000	3.701	1.173	1.025	.239 11.0	.751 23.4
8.400	3.571	1.360	1.221	.228 16.1	.759 25.7
8.800	3.648	1.243	1.131	.218 23.2	.751 28.2
9.200	3.488	1.306	1.192	.227 27.1	.756 31.0
9.600	3.401	1.496	1.379	.236 29.3	.765 33.0
10.00	3.487	1.353	1.241	.232 29.8	.762 35.0
10.40	3.381	1.473	1.358	.228 28.8	.764 35.7
10.80	3.353	1.520	1.422	.206 29.4	.765 38.5
11.20	3.300	1.608	1.536	.187 34.7	.764 42.0
11.60	3.260	1.719	1.681	.180 46.1	.769 46.2
12.00	3.100	1.849	1.842	.201 56.5	.785 50.0
12.40	3.053	1.879	1.884	.223 60.6	.795 53.1

Figure 44 : Paramètres de stabilité du coupleur double-source avec une résistance R = 350 Ω

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS	GAMMA ML
7.600	2.662	2.765	2.458	.319 8.7	.843 39.3
8.000	2.632	2.738	2.466	.294 7.3	.840 44.8
8.400	2.401	3.198	2.908	.297 10.8	.858 48.8
8.800	2.633	2.741	2.531	.267 17.2	.845 53.3
9.200	2.489	2.866	2.643	.280 20.3	.855 57.9
9.600	2.287	3.346	3.065	.302 20.9	.873 61.2
10.00	2.461	2.965	2.740	.286 22.4	.866 64.3
10.40	2.371	3.124	2.887	.287 21.3	.870 65.4
10.80	2.381	3.113	2.907	.264 21.4	.873 69.6
11.20	2.429	3.033	2.880	.236 25.8	.872 74.7
11.60	2.387	3.171	3.069	.225 34.0	.882 80.6
12.00	2.059	3.792	3.690	.261 38.6	.908 85.8
12.40	1.919	4.105	3.991	.290 40.5	.922 89.8

Figure 45 : Paramètre de stabilité du coupleur double-source avec une résistance R = 600 Ω

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS		GAMMA ML	
7.600	4.373	.505	.347	.250	13.8	.801	139.0
8.000	4.281	.520	.381	.225	13.4	.784	146.6
8.400	4.074	.766	.631	.215	18.9	.782	153.6
8.800	4.328	.476	.366	.203	27.4	.748	160.7
9.200	4.179	.492	.377	.212	31.9	.722	169.0
9.600	4.038	.721	.598	.222	34.0	.702	177.0
10.00	4.268	.443	.333	.216	35.1	.647	-175.3
10.40	4.154	.544	.436	.211	34.5	.609	-169.6
10.80	4.211	.493	.412	.167	36.5	.511	-157.2
11.20	4.287	.428	.378	.167	44.5	.348	-139.1
11.60	4.353	.415	.401	.165	58.4	.129	-87.2
12.00	4.163	.514	.554	.195	68.8	.244	34.4
12.40	4.180	.456	.552	.220	72.4	.478	70.8

Figure 46 : Paramètre de stabilité du coupleur double-grille dans le cas d'une cellule en L et d'une résistance de 350Ω

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS		GAMMA ML	
7.600	.704	INF	7.699				
8.000	.853	INF	7.029				
8.400	.686	INF	8.002				
8.800	1.010	9.177	6.512	.884	5.7	.990	164.2
9.200	.993	INF	6.455				
9.600	.840	INF	7.224				
10.00	1.072	8.058	6.183	.721	10.9	.958	-167.8
10.40	1.050	8.310	6.271	.758	10.5	.958	-159.8
10.80	1.169	7.193	5.911	.591	12.0	.896	-142.3
11.20	1.377	6.040	5.330	.445	16.7	.774	-113.6
11.60	1.497	5.589	5.143	.383	23.6	.654	-60.6
12.00	1.331	6.214	5.733	.447	27.0	.748	6.5
12.40	1.328	6.189	5.783	.457	30.8	.841	54.6

Figure 47 : Paramètre de stabilité du coupleur double-grille dans le cas d'une cellule en L sans résistance de 350Ω

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS		GAMMA ML	
7.600	7.066	-1.615	-1.705	.207	15.1	.819	-74.3
8.000	6.319	-1.205	-1.289	.187	14.3	.791	-67.9
8.400	5.711	-.734	-.820	.180	20.1	.772	-61.2
8.800	5.604	-.670	-.751	.176	29.1	.728	-54.5
9.200	5.117	-.408	-.498	.189	33.1	.682	-46.1
9.600	4.753	-.006	-.104	.202	34.9	.641	-37.2
10.00	4.799	-.078	-.167	.201	35.1	.571	-28.9
10.40	4.552	.136	.052	.199	34.0	.527	-21.8
10.80	4.440	.257	.196	.179	35.4	.413	-8.2
11.20	4.360	.353	.319	.162	42.7	.245	12.5
11.60	4.287	.484	.479	.163	56.2	.093	99.3
12.00	3.988	.707	.745	.193	66.2	.275	176.4
12.40	3.938	.724	.801	.219	69.7	.446	-159.8

Figure 48 : Paramètre de stabilité du coupleur double-source dans le cas d'une cellule en T avec une résistance de 350Ω

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS		GAMMA ML	
7.600	3.302	1.771	1.518	.280	7.3	.908	-72.0
8.000	2.802	2.445	2.166	.280	4.4	.899	-64.8
8.400	2.240	3.532	3.165	.311	6.5	.904	-57.4
8.800	2.204	3.591	3.243	.303	11.1	.881	-49.1
9.200	1.855	4.314	3.842	.352	12.3	.873	-38.7
9.600	1.483	5.613	4.869	.442	10.7	.886	-27.7
10.00	1.531	5.397	4.709	.428	12.0	.849	-15.5
10.40	1.380	5.991	5.150	.476	10.4	.849	-5.4
10.80	1.334	6.230	5.386	.481	10.2	.808	16.4
11.20	1.389	5.986	5.333	.436	13.5	.714	50.8
11.60	1.374	6.106	5.558	.425	18.7	.680	104.2
12.00	1.107	7.663	6.583	.619	19.6	.858	154.3
12.40	1.042	8.363	6.880	.743	21.8	.938	-173.8

Figure 49 : Paramètre de stabilité du coupleur double-source dans le cas d'une cellule en T sans résistance de 350Ω

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS		GAMMA ML	
7.600	5.496	-5.10	-5.37	.225	12.3	.870	-55.6
8.000	4.835	-5.022	-5.148	.208	10.8	.853	-49.3
8.400	4.234	.594	.458	.207	15.4	.844	-42.9
8.800	4.152	.662	.533	.201	23.0	.811	-36.1
9.200	3.721	1.014	.865	.218	26.2	.778	-27.8
9.600	3.354	1.558	1.384	.237	27.2	.751	-18.8
10.00	3.407	1.457	1.295	.236	27.9	.688	-9.9
10.40	3.208	1.713	1.550	.237	26.5	.648	-2.1
10.80	3.135	1.828	1.701	.219	27.1	.532	13.7
11.20	3.129	1.851	1.773	.199	33.0	.336	40.0
11.60	3.107	1.938	1.917	.193	44.5	.165	125.9
12.00	2.854	2.230	2.273	.221	53.6	.386	-158.1
12.40	2.832	2.226	2.318	.245	58.3	.576	-129.8

Figure 50 : Paramètre de stabilité du coupleur double-source dans le cas d'une cellule en T avec une résistance de 600Ω

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS		GAMMA ML	
7.600	3.302	1.771	1.516	.280	6.9	.920	-54.8
8.000	2.783	2.477	2.192	.281	4.0	.913	-48.1
8.400	2.209	3.599	3.220	.314	6.0	.919	-41.5
8.800	2.167	3.674	3.312	.307	10.5	.900	-34.0
9.200	1.815	4.425	3.927	.359	11.7	.893	-24.8
9.600	1.444	5.772	4.972	.455	10.2	.905	-14.9
10.00	1.496	5.530	4.794	.439	11.7	.870	-3.9
10.40	1.352	6.132	5.227	.489	10.2	.867	5.5
10.80	1.316	6.319	5.436	.491	10.3	.817	26.4
11.20	1.388	5.990	5.341	.438	13.9	.689	62.3
11.60	1.398	5.997	5.506	.417	19.7	.612	126.8
12.00	1.162	7.213	6.400	.559	21.8	.809	-172.3
12.40	1.130	7.423	6.535	.600	25.2	.892	-137.6

Figure 51 : Paramètre de stabilité du coupleur double-source dans le cas d'une cellule en T sans résistance de 600Ω

AMPLIFIER CHARACTERISTICS

FREQ	K	GA MAX	GU MAX	GAMMA MS		GAMMA ML	
7.600	17.117	-5.476	-5.510	.162	12.2	.906	-83.5
8.000	12.790	-4.287	-4.325	.141	8.6	.903	-79.4
8.400	9.911	-3.150	-3.194	.134	12.7	.902	-75.2
8.800	7.870	-2.162	-2.215	.136	20.3	.894	-71.0
9.200	5.757	-.929	-1.009	.158	20.4	.885	-66.3
9.600	4.285	.456	.335	.188	17.9	.876	-61.1
10.00	3.504	1.331	1.176	.216	14.6	.848	-55.5
10.40	2.820	2.305	2.115	.246	10.3	.825	-49.9
10.80	2.172	3.557	3.399	.289	7.8	.713	-38.9
11.20	1.827	4.442	4.627	.328	12.5	.313	-38.3
11.60	1.695	4.892	5.140	.351	23.9	.665	-97.2
12.00	1.615	5.055	5.046	.389	36.9	.897	-80.7
12.40	1.978	3.952	3.953	.359	51.0	.935	-71.8

Figure 52 : Paramètre de stabilité du coupleur double-source adapté à l'entrée du mélangeur sans résistance de 600Ω

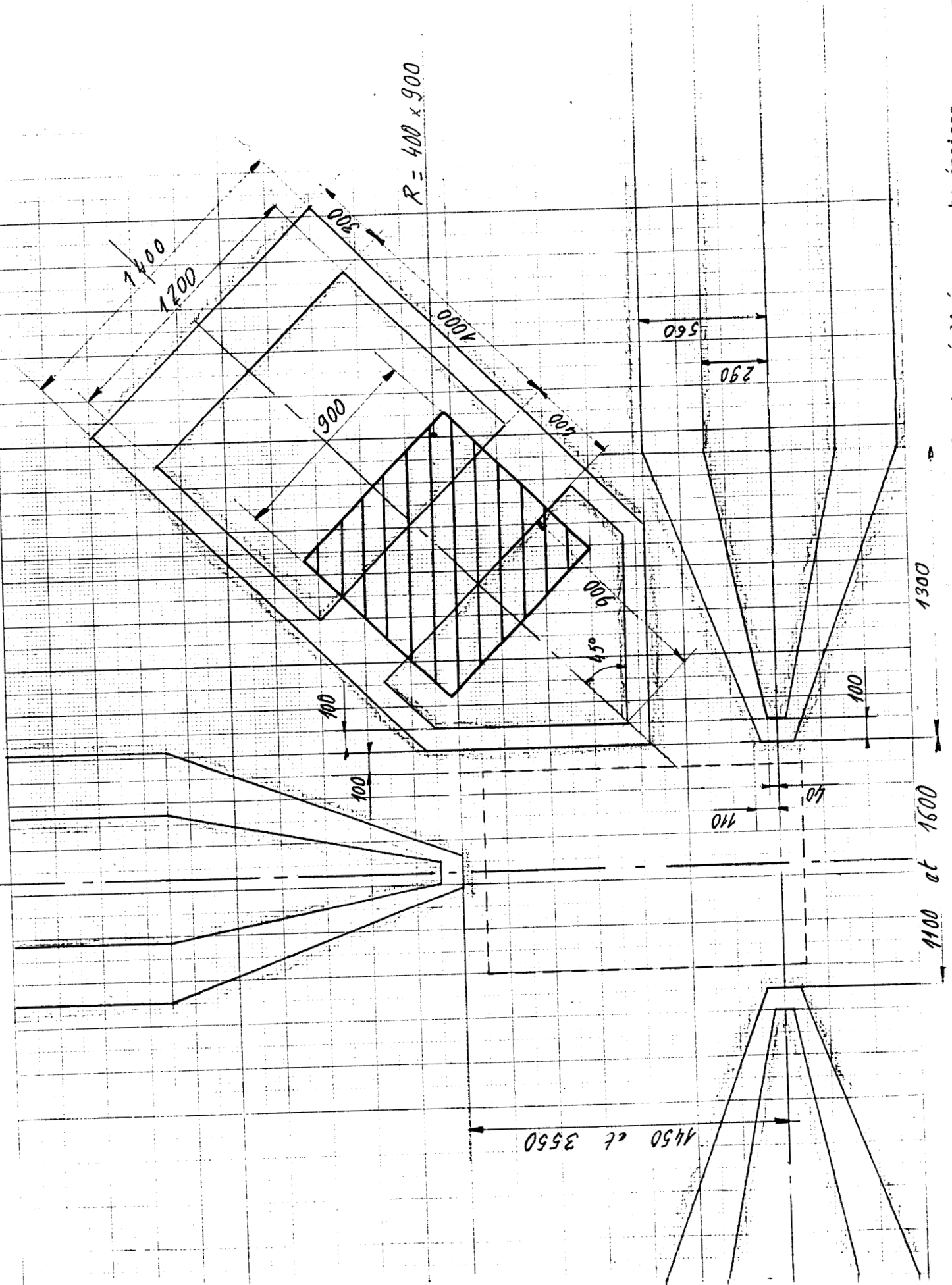


Figure 55 : Détail de l'emplacement de la résistance dans un circuit coplanaire réalisé en couche énaïsse

CHAPITRE II

ETUDE DU MELANGEUR A TRANSISTOR DOUBLE-GRILLE

ET DU MELANGEUR EQUILIBRE

II.1. INTRODUCTION

Ce programme permet l'analyse de circuit non linéaire par décomposition en séries de Volterra de ses tensions et courants : [13]

$$v(t) = \sum V^{(n)}(p_1, \dots, p_n) e^{(p_1 + \dots + p_n)t}$$
$$i(t) = \sum I^{(n)}(p_1, \dots, p_n) e^{(p_1 + \dots + p_n)t} \quad (1)$$

Avec $p_i = j\omega_i$ en régimes sinusoïdaux
 ω_i est une combinaison des fréquences d'entrée du circuit.

Dans le cas d'un mélangeur, nous en avons deux $\omega_1 = \omega_{RF}$ $\omega_2 = \omega_{OL}$

L'utilisation de ce programme dans le cadre d'une étude de mélangeur est intéressante pour deux raisons principales : [14]

- Nous pouvons prédeterminer les impédances de terminaisons à mettre aux différentes portes de ce circuit de façon à optimiser le gain de conversion. Ceci peut être fait aux différentes fréquences nécessaires au calcul de ce gain particulièrement aux fréquences OL, RF et FI.
- Nous pouvons faire une analyse de l'influence des différentes non linéarités de chaque élément pris séparément. Ce qui nous permet de modifier par la suite le processus d'intégration du circuit pour augmenter ou non la non-linéarité de cet élément.
Pour cela, il suffit de modéliser correctement le comportement physique du composant à fort signal autour d'un point de fonctionnement choisi. Les coefficients à rentrer dans NON-LIN dépendent alors de ce point de fonctionnement et de la zone de non-linéarité du circuit (choisie pour cette modélisation)

Nous avons vu que le point de fonctionnement devait satisfaire à des conditions :

- de faible bruit,
- bon gain de conversion.
- stabilité.

du mélangeur étudié.

De plus, la modélisation a été faite pour le cas d'un court-circuit aux fréquences OL et RF en sortie FI de ce mélangeur. Les mesures à petit signal ont été faites alors dans une zone de caractéristiques statiques du composant correspondant aux conditions fixées ci-dessus.

Toutefois, certains résultats concernant le gain de conversion de ce mélangeur ne pourront pas être déduits à l'aide de ce programme. En effet les décompositions en série de Volterra données par les équations (1) sont limitées dans celui-ci au troisième ordre. Or, les premiers termes à la fréquence intermédiaire sont donnés par :

$$V^{(2)}(p_1, -p_2) e^{(p_1 - p_2)t} \quad \text{de même pour les courants}$$

$$V^{(3)}(p_1, -p_2, p_1, -p_1) e^{(p_1 - p_2)t}$$

$$V^{(4)}(p_1, -p_2, p_2, -p_2) e^{(p_1 - p_2)t}$$

Les termes d'ordre 4 n'intervenant pas ici, nous ne pourrions pas les étudier.

- L'influence des termes à la fréquence image sur le gain de conversion sachant que cette fréquence est définie comme :

la saturation de ce gain avec les tensions appliquées V_{OL} et V_{RF} .

En effet, il faudrait que celui-ci soit une fonction au moins quadratique de ces tensions V_{OL} et V_{RF} . Ce qui ne peut être donné en sortie FI que par les termes du quatrième ordre ou plus.

- L'effet de l'intermodulation d'ordre 3 sur ce gain.

En effet, l'étude de l'intermodulation fait intervenir une fréquence supplémentaire en entrée RF. Les premiers termes du développement qui nous permettent de calculer cette intermodulation définie à la fréquence

$(2\omega_{1RF} - \omega_{2RF}) - \omega_{OL}$ sont alors au moins d'ordre 4 tels que :

$$V^{(4)}(p_1, p_1, -p_3, -p_2)$$

Nous verrons par la suite que les coefficients décrivant la non-linéarité de l'élément à l'ordre n sont donnés par la dérivée à l'ordre n-1 de ce même élément par rapport aux tensions de polarisation appliquées au transistor. Or l'obtention de dérivées d'ordre supérieur à 2 est limitée par la précision des mesures faites à petit signal aux fréquences considérées. On en conclut que ce programme peut apporter des réponses intéressantes à certaines études faites au premier ordre du gain de conversion du mélangeur étudié.

I.2. PRINCIPE GENERAL

Comme nous l'avons précisé en Introduction, le but de cette étude théorique est de déterminer, à l'aide d'un programme d'analyse de circuit à comportement non linéaire par décomposition en séries de Volterra, l'environnement dans lequel doit être placé un mélangeur pour optimiser ses performances dans sa bande d'utilisation.

Les mélangeurs étudiés ici étant :

- un TEC double grille fonctionnant dans une chaîne de transmission de signal de TV à 12 GHz,
- un mélangeur équilibré faisant partie d'un tuner UHF intégré, étudié au LEP.

Les bandes de travail sont :

- pour le premier signal RF : 11,7 GHz - 12,5 GHz
 signal OL : 10,8 GHz
 signal FI : 0,9 GHz - 1,7 GHz

- pour le second signal RF : 400 - 900 MHz
 signal OL : 436 - 936 MHz
 signal FI : 36 MHz

Nous disposons de mesures de paramètres S_{ij} faites à petit signal à ces fréquences et nous désirons caractériser les non-linéarités d'un circuit fonctionnant en fort signal.

Une simplification d'analyse peut être apportée en trouvant une technique liant la réponse d'un circuit en fort signal et les mesures de ce circuit faites à petit signal.

Pour cela, nous avons précisé que le fort signal était décomposé en une série d'échelons, ce qui revenait à simuler l'excursion des caractéristiques du transistor, lors de l'application de ce petit signal, en étudiant son comportement sous plusieurs points de polarisations. [9],[10]

Des mesures de paramètres S_{ij} à petit signal sont faites pour ces différents points de polarisation et permettent ainsi la modélisation du

comportement non-linéaire du mélangeur à l'aide :

- d'un schéma équivalent de transistor pour le double grille. Celui-ci est obtenu pour chaque point de polarisation à partir d'un programme implanté au LEP dont les données sont les mesures des paramètres S_{ij} petit signal faites à ce point.
- de paramètres Y_{ij} intrinsèques de transistor dans le cas du mélangeur équilibré. Le choix de paramètres Y_{ij} au lieu du schéma équivalent pour décrire le transistor, dans ce cas, sera justifié par la suite.

Nous avons précisé que nous nous intéressons uniquement à l'optimisation du gain de conversion de ces mélangeurs :

- . en puissance pour le double grille
- . en tension pour le mélangeur équilibré.

Cette optimisation se compose de deux parties pour chaque mélangeur étudié :

1. Modélisation du comportement non linéaire de ce mélangeur :

a) Présentation du mélangeur

Elle consiste à donner

- . le mode d'attaque de ce mélangeur
- . la taille des transistors le constituant et à faire
- . l'étude de l'isolation entre ses différentes portes

Nous nous intéresserons essentiellement à l'isolation entre les portes OL RF ou OL FI ainsi qu'entre les portes RF FI.

En effet, le signal OL étant fort, il faut éviter qu'il puisse saturer les ampli FI ou être réémis par l'antenne.

De même il faut éviter que le signal RF vienne perturber le fonctionnement des circuits situés en sortie FI.

b) Détermination du point de fonctionnement du mélangeur et simulation de son comportement sous fort signal

Nous commencerons par tracer les caractéristiques du mélangeur à partir de celles de chaque transistor le constituant.

Ce qui nous permettra :

- . de déterminer le point de fonctionnement de chacun de ces transistors de façon à satisfaire les conditions de :
 - faible bruit
 - gain de conversion
 - stabilité
- . de connaître la zone d'évolution de leur point de polarisation autour de leur point de fonctionnement lors de l'application d'un fort signal.

On en déduit les variations avec les tensions de polarisation V_{DS} et V_{GS} :

- des éléments constituant le schéma équivalent de chaque transistor lors de l'étude du double-grille.
- des paramètres Y_{ij} intrinsèques de chaque transistor dans le cas de l'étude du mélangeur équilibré.

Ce qui nous permet d'obtenir les variations :

- de ces mêmes éléments avec leur tension ou leur courant en régime fort signal
- ou de ces mêmes paramètres Y_{ij} avec les tensions qui sont appliquées au transistor correspondant en fort signal.

c) Schéma équivalent du transistor utilisé

Que ce soit dans le cas du mélangeur double grille ou celui du mélangeur équilibré, il est nécessaire d'avoir un modèle électrique du fonctionnement du transistor de façon à déduire des mesures de paramètres S_{ij} faites pour chaque point de polarisation les valeurs :

- des éléments du schéma équivalent de chaque transistor constituant le mélangeur double grille
- des paramètres Y_{ij} intrinsèques de chaque transistor constituant le mélangeur équilibré

De même, ce modèle nous permettra d'interpréter physiquement les courbes obtenues représentatives des variations de ces paramètres avec le point de polarisation. L'utilisation de ce modèle ainsi que l'hypothèse de base de simulation créent des erreurs systématiques sur la détermination des coefficients traduisant la non linéarité des paramètres en fort signal.

Nous établirons quelles sont les approximations faites sur ces coefficients qui découlent de ces deux hypothèses. De même nous calculerons les éléments parasites intervenant dans le schéma de façon à se ramener au transistor intrinsèque.

d) Mesures de paramètres S_{ij} à petit signal du transistor

Ces mesures sont faites pour des points de polarisation du transistor situés dans la zone de ses caractéristiques nécessaire à la modélisation non linéaire de l'ensemble constituant le mélangeur.

On en déduit des courbes de variation avec les tensions de polarisation V_{DS} et V_{GS} :

- des éléments du schéma équivalent de ce transistor dans le cas de la modélisation du double grille
- des paramètres Y_{ij} intrinsèques de ce transistor dans le cas de la modélisation du mélangeur équilibré.

e) Interprétation des courbes

On interprètera les courbes obtenues à partir du fonctionnement physique du composant.

2. Utilisation du programme NON-LIN

a) Principe de ce programme

En premier, on expliquera comment ce programme nous permet d'atteindre le but désiré de par son principe.

b) Calcul des coefficients à rentrer dans NON-LIN

Le principe cité nous amènera à déduire les coefficients à rentrer dans NON-LIN à partir des courbes obtenues précédemment et autour d'un point de polarisation choisi tel que le mélangeur fonctionne dans les conditions voulues.

Pour cela, on fera une approximation polynomiale de ces courbes de façon à en déduire de façon simple les coefficients.

c) Principaux résultats demandés à ce programme

- Cas du mélangeur double grille :

On demandera le gain de conversion en puissance de ce mélangeur calculé pour une adaptation d'impédance :

. en entrée, aux fréquences OL et RF pour les portes RF(1) et OL(2).

. en sortie, à la fréquence intermédiaire pour la porte FI (3). Les impédances aux fréquences OL et RF sont équivalentes à un court-circuit pour cette porte.

En effet, les impédances d'entrée présentées par le mélangeur à ses portes (1) et (2) aux fréquences OL et RF ne sont pas trop fortes (inférieures à 200Ω). De plus, la bande à couvrir est faible : 10.8 - 12.5 GHz ou 10 % de f_0 . L'adaptation en entrée à ces fréquences sera donc aisée.

Ainsi :

- On commencera par déterminer les impédances d'entrée des portes (1) et (2) à 11 GHz et 12 GHz lorsque la sortie présente un court-circuit à ces fréquences.
- On optimisera l'impédance de terminaison à 1 GHz (fréquence FI) des portes (1) et (2).
- On calculera l'impédance de sortie du mélangeur à cette fréquence lorsque l'impédance de terminaison à cette même fréquence aux portes (1) et (2) est optimale.
- On déterminera la puissance à appliquer de façon à avoir un gain de conversion et à rester dans le domaine physique d'excursion des caractéristiques des transistors $I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$.
- On identifiera les éléments non linéaires du schéma équivalent dont la contribution à l'obtention d'un gain de conversion est la plus importante.

On pourra en déduire ainsi les modifications à apporter au composant pour optimiser son comportement non linéaire et par conséquent son gain de conversion.

- Cas du mélangeur équilibré

L'adaptation d'impédance aux portes OL et RF n'est pas possible à cause des fortes valeurs des impédances d'entrée présentées par les transistors à ces fréquences (voisines d'un circuit ouvert) et de la bande à couvrir : 400 MHz - 900 MHz. Mais elle n'est pas nécessaire car le gain en tension est suffisant aux fréquences considérées.

L'impédance de sortie est imposée et correspond à celle d'entrée de l'ampli FI actuel. Elle est égale alors à une résistance fixe de $2 K\Omega$. Le gain de conversion en tension sera calculé pour cette impédance et pour une tension d'OL optimisée. Celle-ci est choisie de façon à respecter la zone d'excursion des caractéristiques statiques du transistor pour laquelle la modélisation a été faite.

De même, on étudiera l'influence des différents paramètres non linéaires sur le gain de conversion.

3. Vérification expérimentale

Elle sera faite dans le cas de l'étude du mélangeur équilibré.

4. Conclusion

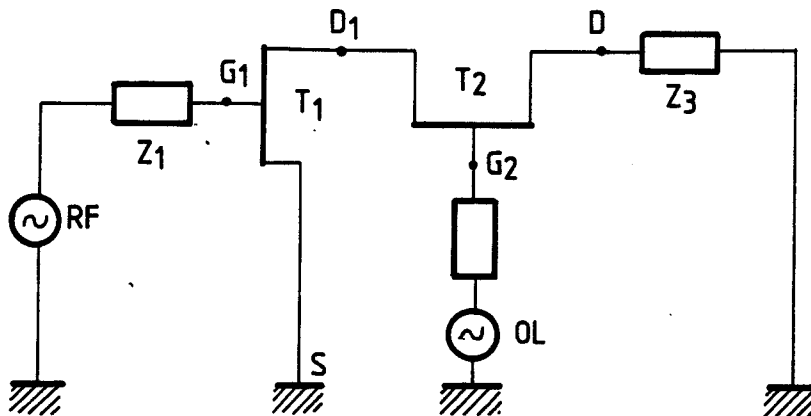
II.3. ETUDE DU MELANGEUR DOUBLE GRILLE

II.3.1. MODELISATION DU MELANGEUR

II.3.1.A. PRESENTATION

Nous avons vu plus haut que le TEC double grille pouvait être représenté par deux TEC simple grille en cascade.

L'OL est appliqué sur la grille 2 et le signal RF sur la grille 1.
La sortie se fait sur le drain du deuxième transistor.



La largeur d'un des transistors est de :

$$W = 150 \text{ um}$$

Sa longueur de grille de :

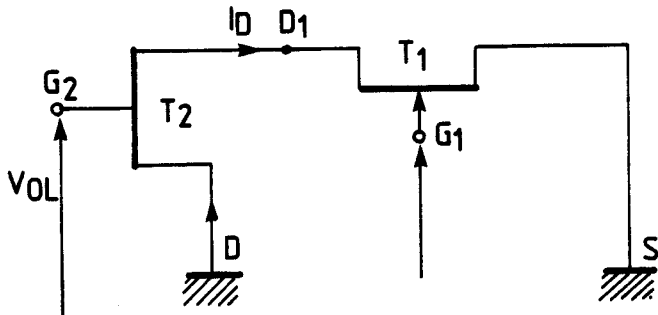
$$l = 0.8 \text{ um}$$

ETUDE DE L'ISOLATION ENTRE LES DIFFERENTES PORTES

Comme nous l'avons précisé, nous nous intéressons à l'isolation entre les portes OL --> RF et OL --> FI, de même que RF --> FI.

1) Isolation OL --> RF :

On prend Z_3 nulle aux fréquences OL et RF



i_d est le courant de sortie d'un transistor T_2 monté en drain commun.

$$i_d = -Y_{21} V_1 - Y_{22} V_2$$

avec : $V_1 = V_{OL}$

$$V_2 = Z_e i_d, \quad Z_e \text{ impédance d'entrée du transistor } T_1 \approx (g_{dT_1})^{-1}$$

$$i_d = - \frac{Y_{21} g_{dT_1}}{g_{dT_1} + Y_{22}} V_{OL}$$

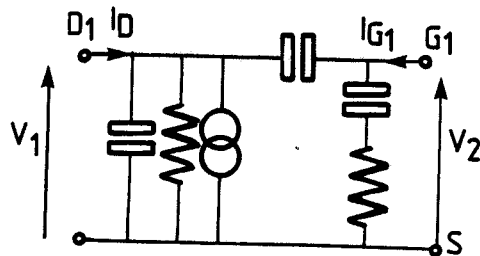
$$Y_{e1} = -g_{mT_2}$$

$$Y_{22} = g_{dT_2} + g_{mT_2}$$

d'où :

$$i_d = \frac{g_{dT_1} g_{mT_2}}{g_{dT_2} + g_{dT_1} + g_{mT_2}} V_{OL}$$

Le courant au point G_1 est celui de sortie du transistor T_1 monté en source commune et attaqué par le drain.



V_2 est faible à la fréquence OL

d'où :

$$i_{G1} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}} i_D$$

avec :

$$Y_{21} = -jC_{gd} \omega$$

$$Y_{11} = g_{dT_1}$$

$$\text{et : } i_{G1} = -\frac{jC_{gd} \omega g_{mT_2} V_{ol}}{g_{mT_2} + g_{dT_2} + g_{dT_1}}$$

Ainsi, ce courant sera d'autant plus faible que le couplage capacitif grille drain du transistor T_1 (C_{gD}) est faible.

Conclusion : l'isolation OL \rightarrow RF est assurée par un faible couplage capacitif grille drain du transistor T_1 .

2) Isolation OL \rightarrow FI :

Le courant qui apparaît au point D, en sortie FI, est égal à i_D , courant de drain du transistor T_2 .

$$i_D = \frac{g_{mT_2} g_{dT_1}}{g_{dT_2} + g_{dT_1} + g_{mT_2}} V_{ol}$$

Ainsi, aucune isolation entre les portes OL et FI n'est assurée sans filtrage en sortie FI à la fréquence OL.

3) Isolation RF \rightarrow FI :

De même, le courant de sortie au point D est égal au courant de drain du transistor T_1 monté en source commune attaquée sur la grille en RF.

$$i_d = g_{mT_1} V_{g1s} + g_{dT_1} V_{D1s}$$

$$v_{D1S} = - Z_e i_d \quad \text{et} \quad v_{G1S} = v_{RF}$$

avec : Z_e , impédance d'entrée du transistor T_2

$$Z_e = (g_{mT_2} + g_{DT_2})^{-1}$$

d'où :

$$i_d = \frac{g_{mT_1} Y_e}{Y_e + g_{DT_1}} v_{RF}$$

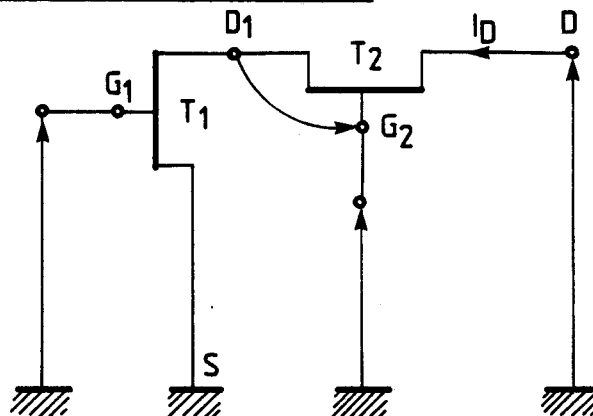
Ainsi l'isolation entre les portes OL et RF n'est pas assurée sans filtrage RF en sortie FI.

Mais lorsque le transistor T_1 est polarisé dans la zone triode de ces caractéristiques, $I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$, sa transconductance g_{mT_1} est faible.

L'isolation est meilleure.

Conclusion : il est nécessaire de filtrer en sortie FI les fréquences OL et RF pour isoler les portes correspondantes.

II.3.1.B. DETERMINATION DU POINT DE FONCTIONNEMENT DU MELANGEUR ET SIMULATION DE SON COMPORTEMENT FORT SIGNAL



Deux cas peuvent se présenter selon que la sortie est en court-circuit ou en circuit ouvert aux fréquences RF et OL.

A ces fréquences, nous aurons alors :

- pour un court-circuit
 $V_{DS} = \text{ste}$
- pour un circuit ouvert
 $I_D = \text{ste.}$

De plus, le gain de conversion étant limité, le signal à la fréquence intermédiaire sera faible et ces conditions restent valables à cette fréquence.

A. CAS D'UN COURT-CIRCUIT : [15]

Tracé des caractéristiques statiques :

Nous venons de voir que dans ce cas là :

$$V_{DS} = \text{ste}$$

Nous voulons déduire les points de polarisation de chaque transistor,

T_1 , T_2 , en connaissant les tensions :

$$V_{G1S}, V_{G2S}, V_{DS}$$

ainsi que les caractéristiques statiques de transistor :

$$I_{D1} = F(V_{D1S}, V_{G1S}) \text{ et } I_{D2} = F(V_{DD1}, V_{G2D1}) \quad (1)$$

sachant que les courants de drain des deux transistors sont égaux :

$$I_{D1} = I_{D2} = I_D$$

Pour cela, on construit en plus les courbes :

$$I_D = F(V_{D1S}, V_{G2S})$$

Les équations aux noeuds nous permettent de relier ces différentes tensions :

$$\begin{cases} V_{DS} = V_{D1S} + V_{DD1} = \text{ste} \\ V_{G2S} = V_{G2D1} + V_{D1S} \end{cases} \quad (2)$$

Ainsi, pour V_{G2S} et V_{D1S} données, les équations (2) nous imposent V_{DD1} et V_{G2D1} , ce qui d'après les équations (1) nous permettent d'en déduire le courant I_D au point (V_{DD1}, V_{G2D1}) et donc les courbes $I_D = F(V_{D1S}, V_{G2S})$.

Des tracés de réseau des caractéristiques précédents. nous en déduisons par la suite le point de polarisation de chaque transistor pour V_{G1S} , V_{D1S} , V_{G2S} données.

En effet, le point de polarisation du premier transistor (I_D , V_{D1S}) est donné par l'intersection des deux courbes :

$$\begin{cases} I_D = F(V_{D1S}, V_{G1S}) \\ I_D = F(V_{D1S}, V_{G2S}) \end{cases}$$

D'où le couple de tensions :

$$(V_{D1S}, V_{G1S})$$

Des équations (2), nous obtenons ensuite le point de polarisation du transistor T_2 (V_{DD1} , V_{G2D1})

1) Point de fonctionnement du mélangeur :

On distingue plusieurs régions du réseau des caractéristiques tracées auparavant pour lesquelles le double grille est susceptible de fonctionner en mélangeur. Des résultats expérimentaux obtenus sur ce mélangeur au LEP, ont montré que le point de polarisation correspondant au meilleur compromis

- stabilité
- facteur de bruit
- gain de conversion

était obtenu pour : [7]

- des tensions V_{G1S} et V_{G2D1} voisines du pincement
- une tension V_{D1S} située dans la zone triode de la caractéristique $I_D = f(V_{D1S})V_{G1S} = \text{cte}$
- une tension V_{DD1} dans la zone de saturation de la caractéristique $I_D = f(V_{DD1}, V_{G2D1})$.

On a choisi :

$$V_{G1S} = - 2,35 \text{ V}$$

$$V_{DD1} = 3,5 \text{ V}$$

Les autres paramètres seront optimisés par la suite.

2) Zone d'évolution du point de polarisation de chaque transistor lors de l'application d'un port signal en V_{G2S}

Nous partons des hypothèses suivantes :

$V_{DS} = \text{ste}$ pour les raisons indiquées plus haut.

V_{G2S} varie au rythme de l'OL.

V_{G1S} varie peu avec l'OL car le couplage capacité grille drain C_{gD} du transistor T_1 est faible.

De plus. le signal RF appliqué sur cette grille 1 est petit. Ce qui implique que V_{G1S} est à peu près constante. Ainsi parmi le réseau des caractéristiques tracées plus haut, nous circulons sur celles à V_{G1S} constante, lorsque V_{G2S} varie au rythme de l'OL.

Les variations des autres tensions sont données par les équations (2)

$$\begin{cases} \Delta V_{D1S} = \Delta V_{DD1} \\ \Delta V_{G2S} = \Delta V_{G2D1} + \Delta V_{D1S} = V_{OL} \\ \Delta V_{G2S} = -\Delta V_{DG2} = V_{OL} \end{cases} \quad (3)$$

3) Variations des éléments du schéma équivalent de chaque transistor

Des explications données auparavant, nous en déduisons que :

- les éléments du transistor T_1 ne varieront qu'avec sa tension drain-source V_{D1S}
- Les éléments du transistor T_2 varieront aussi bien avec sa tension drain-source V_{DD1} qu'avec sa tension grille-source V_{G2D1} .

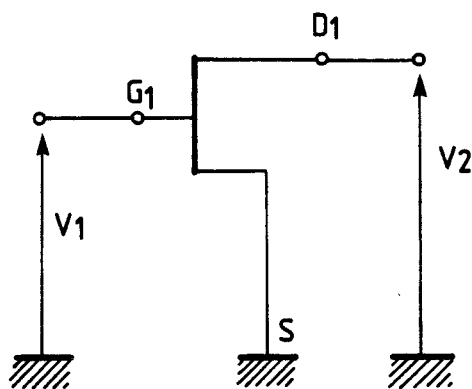
Mais, nous avons vu que ce transistor était polarisé dans une zone de saturation de sa caractéristique statique $I_D = F(V_{DD1}, V_{G2D1})$.

La variation de ces éléments avec V_{DD1} dans cette zone est négligeable. On en conclut que seule comptera leur variation avec la tension V_{G2D1} .

4) Variations des éléments de ce même schéma avec les tensions appliquées au transistor correspondant en dynamique

L'utilisation de NON-LIN nécessite la connaissance des variations des éléments du transistor avec les tensions dynamiques qui lui sont appliquées.

Pour le transistor T_1 :



$$V_1 = V_{G1S} - V_{G1S0}$$

$$V_2 = V_{D1S} - V_{D1S0}$$

(V_{G1S0}, V_{D1S0}) est le point de fonctionnement de ce transistor

Pour un élément quelconque du schéma de ce transistor nous disposons

des courbes :

$$C(V_{G1S} - V_{G2S0}, V_{D1S} - V_{D1S0})$$

que l'on assimile à celles de ce même élément en fonction des tensions V_1, V_2 .

Ceci est fait 'après le principe de base utilisé pour simuler le comportement fort signal d'un transistor.

En développant ces fonctions en série de Taylor autour du point de fonctionnement du transistor, on aura :

$$C(V_1, V_2) = C(0,0) + C(1,0) V_1 + C(0,1) V_2$$

avec : $C(0,0) = C(V_{G1S0}, V_{D1S0})$

$$C(1,0) = \left. \frac{\partial C}{\partial V_{G1S}} \right|_{(V_{G1S0}, V_{D1S0})}$$

et :

$$C(0,1) = \left. \frac{\partial C}{\partial V_{D1S}} \right|_{(V_{G1S0}, V_{D1S0})}$$

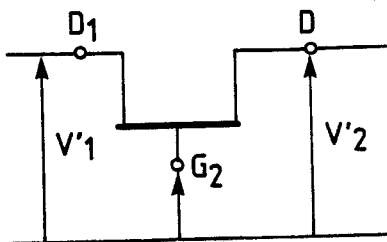
Or, dans le cas présent, la variation de la tension d'entrée V_1 égale à V_{G1S} est négligeable comme il a été expliqué plus haut.

Ce qui nous donne seulement un développement par rapport à la tension de sortie V_2 .

ou

$$C(V_1, V_2) \simeq C^0 + C(1) V_2 + \dots$$

Pour le transistor T_2 :



avec :

$$V'1 = - (V_{G2D1} - V_{G2D10})$$

$$V'2 = V_{DG2} - V_{DG20}$$

De la même façon, on assimile les variations d'un élément du schéma de ce transistor :

$$C(V_{G2D1} - V_{G2D10}, V_{DG2} - V_{DG20})$$

à celles de ce même élément avec les tensions V'_1, V'_2 .

On développe ces dernières en série de Taylor :

$$C(V'_1, V'_2) = C(0,0) + C(1,0)V'_1 + C(0,1)V'_2 + \dots \quad (4)$$

avec : $C(0,0) = C(V_{G2D10}, V_{DG20})$

$$C(1,0) = \left. \frac{\partial C}{\partial V_{G2D1}} \right|_{(V_{G2D10}, V_{DG20})}$$

$$C(0,1) = \left. \frac{\partial C}{\partial V_{DG2}} \right|_{(V_{G2D10}, V_{DG20})}$$

Or la valeur des éléments au point (V_{G2D1}, V_{DG2}) est aussi celle de ces mêmes éléments au point (V_{G2D1}, V_{DD1}) . Ainsi :

$$\begin{cases} C(V_{G2D1}, V_{DG2}) = C'(V_{G2D1}, V_{DD1}) \\ V_{DG2} = V_{DD1} - V_{G2D1} \end{cases}$$

Le calcul de $C(1,0)$ qui se fait à V_{DG2} constante donne alors :

$$C(1,0) = - \frac{\partial C}{\partial V_{G2D1}} = \frac{dC'}{dV_{G2D1}} = \frac{\partial C'}{\partial V_{G2D1}} + \frac{\partial C'}{\partial V_{DD1}}$$

Ces dérivées sont prises au point (V_{G2D10}, V_{DD10}) . De même le calcul de $C(0,1)$ qui se fait à V_{G2D1} constante donne :

$$C(0,1) = \frac{\partial C}{\partial V_{DG2}} = \frac{\partial C'}{\partial V_{DD1}}$$

Ces dérivées sont prises au point (V_{G2D10}, V_{DD10}) .

Or, d'après les explications précédentes, les éléments du schéma de ce transistor ne varient pratiquement pas avec sa tension drain-source autour du point de fonctionnement choisi :

Soit : $\left. \frac{\partial C'}{\partial V_{DD1}} \right|_{(V_{G2D10}, V_{DD10})} = 0 \quad /V$

Nous en déduisons que :

$$\begin{cases} C(1,0) = \frac{\partial C}{\partial V'_1} = - \frac{\partial C'}{\partial V_{G2D1}} \\ C(0,1) = \frac{\partial C}{\partial V'_2} = 0 \quad /V \end{cases} \quad \text{au point } (V_{G2D10}, V_{DD10})$$

Le développement en série de Taylor⁽⁴⁾ se réduit à :

$$C(V'_1, V'_2) = C(V'_1) = C^0 + C^1 V'_1 + \dots$$

Conclusion : Pour décrire les variations des éléments du schéma équivalent de chaque transistor constituant le double grille lors de l'application d'un fort signal sur la grille 2 avec les tensions qui leur sont appliquées, il suffira de connaître les variations des éléments du schéma d'un transistor de même taille monté en simple grille :

- avec sa tension drain-source V_{DS} pour une tension grille source V_{GS} constante près du pincement
- avec sa tension grille-source V_{GS} pour une valeur de V_{DS} dans la zone de saturation.

B. CAS D'UN CIRCUIT OUVERT

Dans ce cas, le courant I_D ne varie pas. Les équations utilisées sont :

$$\begin{cases} I_{D1} = f(V_{D1S}, V_{G1S}) \\ I_{D2} = f(V_{DD1}, V_{G2D1}) = \text{constante} \\ V_{DS} = V_{D1S} + V_{DD1} = V_{DG2} + V_{G2S} \\ V_{G2S} = V_{G2D1} + V_{D1S} \end{cases} \quad (5)$$

Les courbes tracées auparavant pour le court-circuit ne sont plus valables. Lors de l'application d'un fort signal sur la grille 2, le courant I_{D2} est constant.

Or $I_{D1} = I_{D2}$, ce qui induit que le courant du transistor T_1 est constant. V_{G1S} varie faiblement, le signal RF étant petit et la contre réaction drain-grille du transistor étant faible.

Aussi, le transistor T_1 est polarisé à un seul point fixe :

$$I_{D1} = I_D = f(V_{D1S}) V_{G1S} = \text{ste}$$

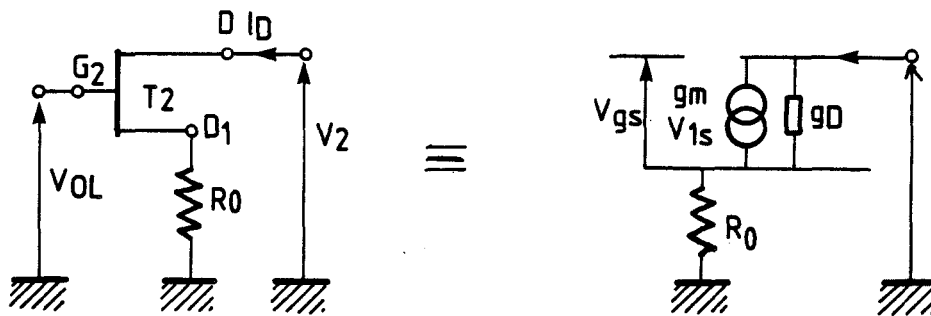
Ce point doit être choisi de façon à avoir un facteur de bruit faible ou pour une tension grille V_{G1S} près du pincement.

Le choix de V_{D1S} dépend de celui de V_{DD1} et V_{DS} .

En revanche, le transistor T_2 a ses deux tensions de polarisation variables au rythme de l'OL : V_{DD1} et V_{G2D1} .

Dans ce cas, le TEC double grille est équivalent à un pré-amplificateur RF suivi d'un mélangeur simple grille dont la grille est attaquée par l'OL et la source par le signal RF.

A la fréquence OL, on peut représenter le double-grille par :



avec :

$$i_D = Y_{22}V_2 + Y_{21}V_1$$

Dans notre cas, $i_D = 0$

On a alors :

$$\frac{V_2}{V_{OL}} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22}}$$

avec :

$$Y_{21} = \frac{g_m}{1 + g_m R_0 + g_D R_0}$$

$$Y_{22} = \frac{g_D}{1 + g_m R_0 + g_D R_0}$$

d'où :

$$\frac{V_2}{V_{OL}} = -\frac{g_m}{g_D} = A_V$$

Selon la polarisation du transistor T_2 , A_V varie.

- Si le transistor T_2 est saturé, sa transconductance g_m est de l'ordre de 16 ms et sa conductance de sortie g_D de l'ordre de 2 ms (LEP 418). Ainsi lors de l'application d'un fort signal sur la grille 2, la tension drain-source de ce transistor V_{DD1} varie fortement comme $A_V V_{OL}$. Sa tension de grille-source V_{G2D1} varie comme le signal OL : $V_{G2D1} = V_{OL}$. Toutes les régions de ses caractéristiques sont explorées, en particulier la zone de non-linéarité.
- Si le transistor T_2 est polarisé dans la zone triode de ses caractéristiques statiques, g_m diminue et g_D augmente. Il en résulte une diminution du gain A_V et une plus faible plage de variation de la tension drain-source V_{DD1} de ce transistor.

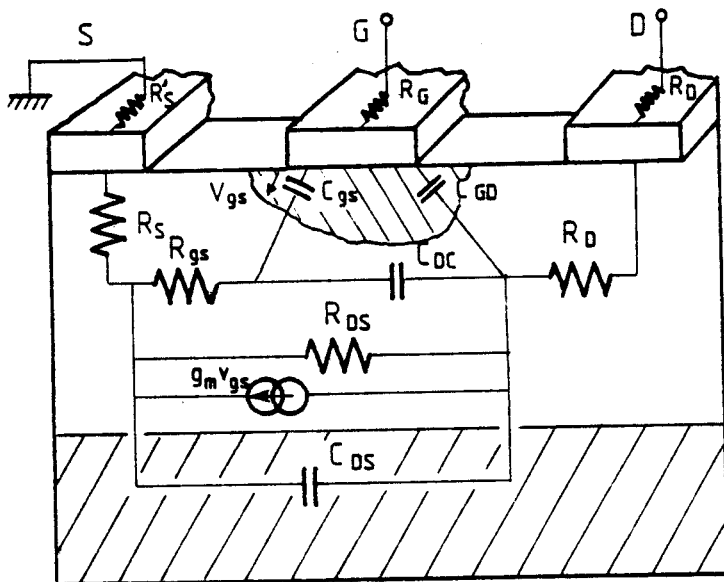
En revanche, dans cette zone g_m et g_d varient fortement avec les tensions de polarisation, ce qui permet au mélange de se faire.

Conclusion : nous n'étudierons qu'un seul cas : celui d'un court-circuit aux fréquences OL et RF en sortie FI.

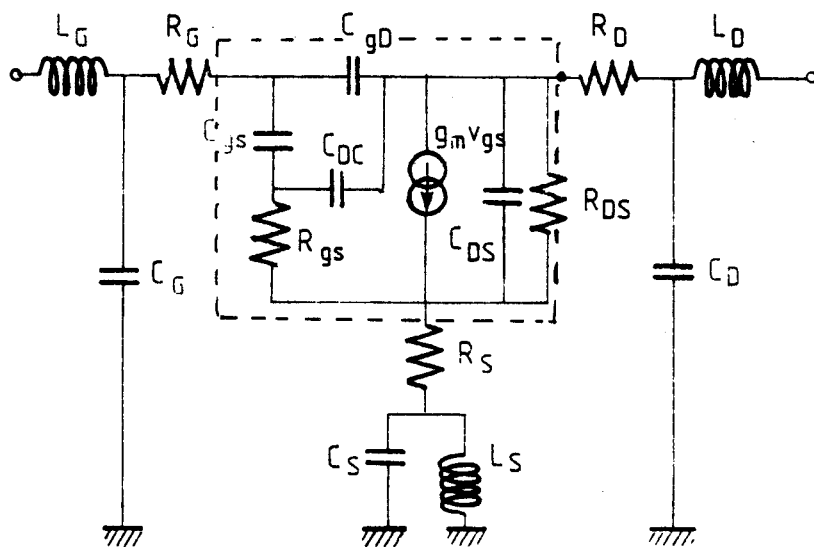
Pour cela, le point de fonctionnement du mélangeur est choisi de façon à ce que le transistor T_1 soit polarisé dans la zone triode de ses caractéristiques statiques et le transistor T_2 dans la zone de saturation de ses mêmes caractéristiques.

II.3.1.C. SCHEMA EQUIVALENT DU TRANSISTOR UTILISE : [6]

On décrit le comportement du TEC à l'aide d'un schéma électrique équivalent dont la figure ci-dessous donne les éléments principaux :



Un en déduit le modèle électrique suivant : transistor intrinsèque



On distingue :

. les éléments parasites :

L_G, L_S, L_D, nH : inductances des fils de thermocompression

G_G, C_S, C_D, pF : capacités de plots de connexion

R_G, R_S, R_D, Ω : résistances de grille et d'accès au canal du côté drain ou source.

. les éléments intrinsèques du transistor

A. APPROXIMATIONS FAITES SUR LES VARIATIONS DES ELEMENTS INTRINSEQUES DU TRANSISTOR LORS DE SA MODELISATION FORT SIGNAL

D'après ce qui a été dit précédemment, les courbes de variation de ces éléments avec les tensions de polarisation représentent celles de ces mêmes éléments en régime de fort signal.

Dans cette méthode, on identifie donc la réponse d'un signal continu à celle d'un signal rapide.

Ce n'est pas tout à fait exact car en statique, il se produit des phénomènes physiques dans le composant comme les effets de pièges et les effets thermiques qui n'apparaissent pas en hyperfréquence.[17] [18]

Inversement dans le cas du signal très rapide, les effets de temps de transit des porteurs vont intervenir[19]. Bien sûr, les mesures faites à petit signal, pour chaque point de polarisation servant à la simulation, suppriment ces effets de pièges et thermiques et permettent de tenir compte du temps de réponse du composant lors de la détermination des éléments du schéma équivalent du transistor pour chaque point de polarisation.

Nous pouvons d'ailleurs évaluer l'erreur faite sur ces éléments lorsque les phénomènes de temps de transit sous la grille sont négligés : Ces phénomènes sont caractérisés dans le schéma équivalent par une transconductance complexe : [19]

$$g_m(V_{GS0}, V_{DS0}) = |g_m| e^{j\omega\tau}$$

avec :

$$\tau = \frac{l}{v}$$

l : longueur de grille,

v : vitesse des porteurs,

Dans le cas de l'AsGa, la vitesse des porteurs est de :

$$v \simeq 2 \times 10^7 \text{ cm/s.}$$

Pour les transistors servant à la modélisation du double grille, la longueur de grille est de :

$$l = 0.8 \text{ } \mu\text{m}$$

d'où

$$\tau = 4 \text{ ps.}$$

Le mélangeur double grille est utilisé ici en bande X. Pour une fréquence, dans cette bande que l'on prend égale à 10 GHz, on a :

$$W \tau = 0.25 \text{ rd ou } 14^\circ$$

Ainsi négliger ce temps de transit crée une erreur :

- de 3 % sur la partie réelle de la transconductance g_m ,
- de 25 % sur sa partie imaginaire.

Mais ces éléments sont déterminés à l'aide d'un programme dont les données sont les paramètres S_{ij} à petit signal du transistor, au point de polarisation considéré.

Ce programme tient compte du temps de transit des porteurs.

On conclut que compte tenu des mesures faites sur le transistor et des déterminations des éléments du schéma équivalent de ce transistor à partir de ces mesures, les valeurs de ces éléments pour un point de polarisation quelconque du transistor ne sont pas entâchées d'erreur dues aux phénomènes physiques précisés plus haut.

Il n'en est pas de même pour les variations de ces éléments en fort signal. En effet, les coefficients traduisant la non linéarité de l'élément en fort signal sont pris égaux aux dérivées, au point de fonctionnement choisi, des fonctions représentatives des variations de ces mêmes éléments avec le point de polarisation.

Nous ferons donc une erreur systématique lors de la détermination de ces coefficients dus aux phénomènes physiques précisés plus haut.

Mais il est plus intéressant de calculer ces coefficients à partir de fonctions déduites de mesures précises faites à petit signal, plutôt que de faire des mesures fort signal imprécises mais en accord avec le principe physique du comportement du composant en fort signal.

De plus, les sources de courant sont décrites dans le programme NON-LIN comme des quadripôles non linéaires de tension d'entrée égale à celle appliquée aux bornes de la capacité grille-source C_{GS} correspondante.

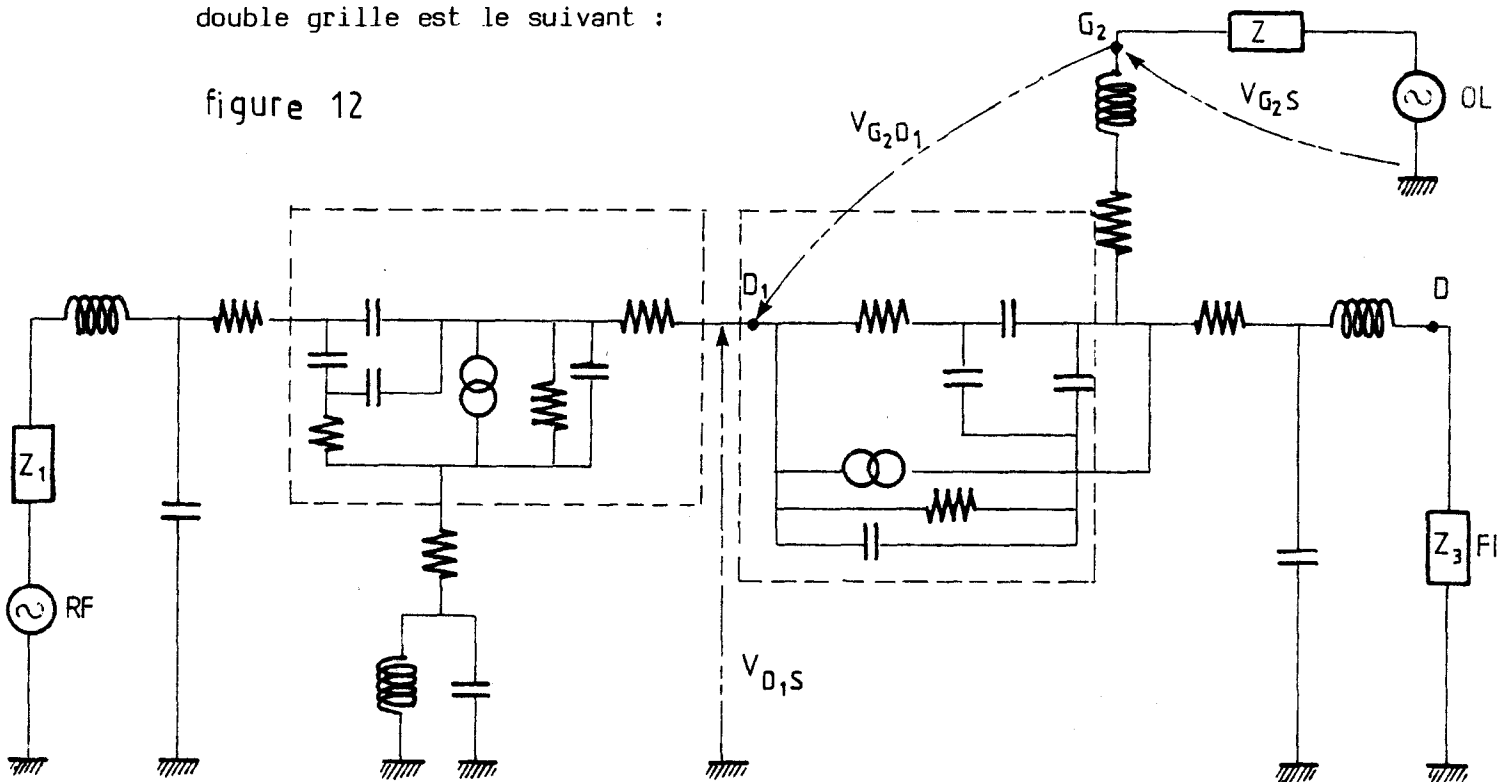
Le paramètre Y_{21} de ce quadripôle est égal à la transconductance g_m du transistor correspondant.

Ce paramètre ainsi que les coefficients traduisant sa non-linéarité en fort signal peuvent être introduits comme des nombre complexes.

Mais en première approximation, nous les prendrons réels, ce qui revient à négliger l'influence du temps de transit des porteurs sur les variations et crée une erreur supplémentaire dans la modélisation fort signal du double grille.

Par la suite, le schéma équivalent utilisé pour la description du double grille est le suivant :

figure 12



B. CALCUL DES ELEMENTS PARASITES

Comme nous l'avons précisé nous devons étudier les variations avec la polarisation des éléments intrinsèques du transistor. Pour les atteindre, il est nécessaire de calculer les éléments parasites indiqués qui sont constants avec cette polarisation.

1) Calcul des résistances

R_S et R_D sont les résistances d'accès du canal du côté source comme du côté drain.

Elles peuvent être calculées par les expressions suivantes : [6]

$$R_S = R_U \left[\frac{L_S}{a} + \frac{0.365}{(1-q)^{1.37}} \right]$$

$$R_D = R_U \left[\frac{L_D}{a} + \frac{0.365}{(1-p)^{1.37}} \right]$$

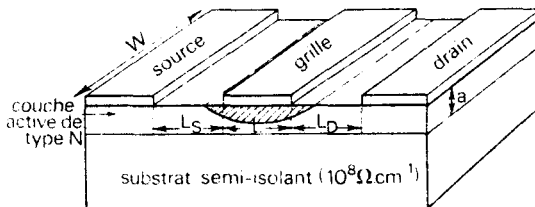
Avec :

$$1 - q = 1 - \left(\frac{V_{GS}}{V_p} \right)^{1/2}$$

$$1 - p = 1 - \left(\frac{V_{DG}}{V_p} \right)^{1/2}$$

V_p = tension de pincement du transistor

L_S , L_D : distance séparant le plot de grille et ceux de source et de drain, respectivement. Elles sont égales entre elles et à la longueur de grille $L = L_S = L_D = 0.8 \mu\text{m}$.



. Vue en coupe du transistor à effet de champ.

La zone hachurée est la zone désertée.

a = épaisseur de la zone active

$a = 0.17 \mu\text{m}$

$$R_U = \frac{1}{en\mu W}$$

$n = N_d$ = dopage de la couche active

$N_d = 1.9 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$

e : charge de l'électron

$e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$

$\mu = \mu_0$ = mobilité des électrons

$\mu_0 = 4000 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$

W = largeur du transistor

Par la suite, on supposera ces résistances constantes avec la polarisation. Elles peuvent aussi être estimées par mesures statiques à :

$$R_G = R_D = 1.5 \text{ ohms pour le transistor LEP 418.}$$

La résistance de grille est liée à celle de la bande métallique qui la constitue par : [16]

$$R_G = \frac{R_M}{3}$$

$$R_M = \frac{\rho W}{L h}$$

Avec :

ρ : résistivité du métal

$$\rho = \rho_{AL} = 2.62 \times 10^{-8} \text{ ohms. m}$$

h = épaisseur de métallisation

$$h = 0.4 \text{ um}$$

L = longueur de grille

$$L = 0.8 \text{ um}$$

W = largeur du transistor

Pour le transistor LEP 418, R_G est estimée à :

$$R_G = 7 \text{ ohms}$$

2) Capacités

Les capacités C_D , C_S , C_G sont celles des plots de drain, de source et de grille par rapport à la masse.

Elles dépendent de la dimension du plot considéré.

Elles peuvent être estimées à l'aide d'abaques qui tiennent compte des effets de bord [20] .

On utilise une formule simple :

$$C = 1.3 \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{H} + 0.92 \epsilon_0 \epsilon_r \frac{P}{\log(10^4 H)} \text{ Farads} \quad (6)$$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36 \pi 10^{11}} \frac{F}{cm}$$

$$\epsilon_r = 12.6 \text{ (AsGa)}$$

H : épaisseur du substrat en cm,

H = 0.03 cm

S : surface du plot en cm^2

P : périmètre du plot en cm

Pour le transistor LEP 418 :

Les plots de drain et de source ont les dimensions suivantes :

$l = 150 \text{ } \mu\text{m}$

$L = 75 \text{ } \mu\text{m}$

Leur capacité donnée par la formule (6) est alors de :

$$C_D = C_S = 0.02 \text{ pF}$$

Le plot de grille a des dimensions de :

$$L = l = 50 \text{ } \mu\text{m}$$

D'où une capacité égale à :

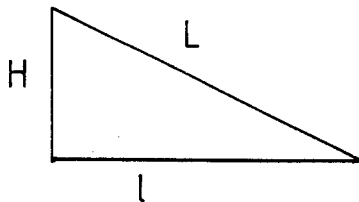
$$C_G = 0.004 \text{ pF}$$

3) Inductances

Les inductances L_S , L_D , L_G sont celles des fils de thermocompression reliant le plot correspondant au support du transistor.

Elles ont été estimées en mesurant au micromètre la longueur de ces fils.

Connaissant l'épaisseur du substrat on en déduit la longueur effective de l'inductance de connexion.



H = épaisseur du substrat : $300 \text{ } \mu\text{m}$

l = distance mesurée au micromètre

L = longueur du fil de thermocompression

Les fils de thermocompression présentent approximativement une

inductance dans l'air de 0.1 nH/100 um.

ou :

$$L \text{ nH} = L_{\text{um}} \times 10^{-3}$$

Dans le cas des mesures faites sur le transistor servant à la modélisation du double grille plusieurs fils de thermocompression sont mis en parallèle et l'inductance résultante est approximativement celle d'un fil de thermocompression divisée par ce nombre de fils.

$$L'_{\text{nH}} = L \text{ nH}/n$$

Ainsi, nous avons :

Du côté de la grille :

$$l_G = 150 \text{ um}$$

$$L_G = 0.335 \text{ nH}$$

Nous avons mis trois fils en parallèle

$$L_G = 0.1 \text{ nH}$$

Du côté drain :

$$l_D = 100 \text{ um}$$

$$L_D = 0.32 \text{ nH}$$

Nous avons mis 2 fils en parallèle

$$L'_D = 0.16 \text{ nH}$$

Du côté source :

plusieurs fils sont mis en parallèle et pour une longueur :

$$l_G = 150 \text{ um}$$

nous avons :

$$L'_S = 0.04 \text{ nH}$$

II.3.1.D. MESURES DES PARAMETRES S_{ij} A PETIT SIGNAL ET DEDUCTION DES COURBES DE VARIATION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT DU TRANSISTOR EN FONCTION DE LA POLARISATION

Les mesures des paramètres S_{ij} à petit signal sont faites à l'aide du banc de mesures automatiques du LEP dont le principe est donné en annexe 1

Pour chaque point de polarisation, on mesure des paramètres S_{ij} dans la bande 7.6 GHz - 12.4 GHz par pas de 400 MHz. en tenant compte de la distance électrique et des pertes du montage coplanaire données en annexe.

La détermination du schéma équivalent de transistor à partir de ces mesures est faite en faisant une moyenne des éléments sur la même bande par pas de 400 MHz et ceci à l'aide d'un programme implanté sur IBM au LEP.

Les mesures ont été faites sur un transistor LEP simple grille 418 :

- longueur de grille = 0.8 μm
- largeur de grille = 150 μm

Il est monté en source commune et on fait varier :

- la tension V_{GS} à V_{DS} constante dans la zone de saturation
- la tension V_{DS} à V_{GS} constante près du pincement

Les conditions de mesures sont les suivantes :

- $f(V_{DS})$:

$$V_{GS} = - 2.35 \text{ V}$$

I_D varie de 0.5 à 7 mA par pas de 0.5 mA.

figures 1, ... 6

- $f(V_{GS})$:

$$V_{DS} = 3.5 \text{ V}$$

I_D varie de 0.5 à 7 mA par pas de 0.5 mA.

figures 7, ... 11

II.3.1.E. INTERPRETATION DES COURBES OBTENUES

Dans ce paragraphe, nous allons essayer de montrer que les courbes de variation des éléments du schéma équivalent du transistor avec la polarisation obtenue à partir des mesures faites sont justifiées par le modèle physique choisi pour le composant.

Mais il n'est nullement question de faire une étude rigoureuse du comportement physique du transistor avec la polarisation.

Les éléments principaux du schéma équivalent du transistor sont donnés figure .

A. TRANSCONDUCTANCE g_m

g_m est la transconductance du transistor. Elle est égale à :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS} = \text{cste}}$$

On mesure en fait une transconductance extrinsèque, en tenant compte des résistances d'accès au canal du côté source et drain, R_S et R_D :

$$g_{me} = \frac{g_m}{1 + R_S g_m + (R_S + R_D) g_D}$$

En pratique, nous avons observé que g_m était constante pour V_{DS} suffisamment grande, quadratique dans la région du coude de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ et linéaire après jusqu'à annulation.

De même, lorsque V_{GS} varie, g_m est d'abord constante pour I_D suffisamment fort et décroît après.

Ceci peut s'interpréter physiquement[21] . En effet, l'expression du courant circulant dans le canal est :

$$I_{DS} = \int_0^L n(x) v(x) d(x) dx$$

w = largeur de la grille

e = charge de l'électron

$n(x)$ = densité de ces porteurs

$v(x)$ = vitesse de ces porteurs

$d(x)$ = épaisseur du canal

x = coordonnée le long du canal

La densité de porteurs reste constante tant que V_{DS} est suffisamment faible pour que le champ dans le canal ne dépasse pas sa valeur critique ou les porteurs leur vitesse de saturation.

$$n(x) = N_d \text{ pour } v \leq v_s$$

Le potentiel le long du canal croissant jusqu'à V_{DS} , la jonction métal-semi-conducteur est de plus en plus polarisée en inverse et l'épaisseur du canal de plus en plus faible.

La variation de cette épaisseur le long du canal est compensée par la variation de champ électrique qui croît donc, ou par la variation de vitesse, de façon à garder un courant constant.

Lorsque V_{DS} croît, pour V_{GS} donnée, le champ électrique croît jusqu'à atteindre sa valeur critique du côté du drain.

Les électrons atteignent leur vitesse de saturation V_S et le courant sa valeur de saturation.

Ainsi, le courant I_{DS} croît quand V_{DS} croît et ceci quelle que soit V_{GS} . Pour expliquer les variations de la perte de la caractéristique $I_D = f(V_{GS})$ avec V_{DS} et V_{GS} , on peut utiliser une expression donnée par Schokley dans la région triode.

$$g_m = g_{m0} \left[\left(\frac{V_D - V_G}{V_p} \right)^{1/2} - \left(\frac{V_S - V_G}{V_p} \right)^{1/2} \right] \quad [22]$$

avec :

$$g_{m0} = \frac{V_S \epsilon W}{a} \quad \text{et} \quad V_p = \frac{e N_d a^2}{2 \epsilon}$$

v_S = vitesse de saturation des porteurs

N_d = dopage du matériau

ϵ = permittivité du milieu

a = épaisseur de la couche active

W = largeur du transistor

Ainsi, lorsque V_{DS} croît pour V_{GS} donnée, g_m croît. Lorsque V_{DS} est suffisamment grande pour que le courant atteigne sa valeur de saturation, g_m ne varie plus avec V_{DS} . V_{DS} est de l'ordre de V_p et :

$$g_m = g_{m0} \left[1 - \left(\frac{V_{GS}}{V_p} \right)^{1/2} \right]$$

De même, quand V_{GS} croît en valeur absolue pour V_{DS} donnée, la jonction métal semi-conducteur est de plus en plus polarisée en inverse et le canal s'obstrue de plus en plus.

Ceci se traduit par une décroissance du courant I_D jusqu'à annulation. L'expression donnée plus haut, nous permet de conclure que la perte de la caractéristique $I_D = f(V_{GS})$ décroît jusqu'à annulation lorsque V_{GS} atteint la tension de pincement V_p .

Conclusion : la variation g_m (V_{DS} , V_{GS}) observée expérimentalement peut être expliquée physiquement.

B. RESISTANCE R_{DS}

$$R_{DS} = \left. \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \right)_{V_{GS} = \text{cste}}$$

De même, elle représente la variation du courant lors d'une petite variation du potentiel de drain. Expérimentalement on observe que :

- . R_{DS} croît avec V_{DS} jusqu'à saturation.
- . R_{DS} croît lorsque V_{GS} croît en valeur absolue.

En effet, d'après les explications données précédemment, plus V_{GS} croît en valeur absolue, plus le courant du canal diminue.

On peut donner une expression approchée de R_{DS} , valable dans la zone triode des caractéristiques statiques $I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$:

$$R_{DS} = \frac{1}{g_d} \approx \frac{LE_s}{I_S} \left[1 + \left(\frac{V_{DS} + V_{GS} - V_D}{2E_{S_a}} \right)^2 \right]^{1/2} \quad [23]$$

L = longueur de la grille

E_s = champ de saturation correspondant à la vitesse de saturation v_s

$$E_s = \mu_0 v_s$$

$$I_S = WeNd v_{sa}$$

d'où :

$$G_0 = \frac{WeNd\mu_0}{L}$$

Ainsi lorsque V_{GS} croît en valeur absolue, pour V_{DS} donnée, R_{DS} croît jusqu'à l'infini quand le canal est totalement pincé ou le courant pratiquement nul.

De même, lorsque V_{DS} croît à V_{GS} donnée, R_{DS} croît jusqu'à l'infini. En fait, on observe que R_{DS} reste constante quand V_{DS} est suffisamment forte et atteint une valeur voisine de 500 dans le cas d'un transistor de largeur de 150 μm utilisé pour le double grille.

Ceci peut être expliqué comme suit :

Au courant I_D décrit plus haut qui circule dans le canal, s'ajoute en fait un courant dû à l'injection des porteurs dans la couche tampon ou le substrat semi-isolant lorsque V_{DS} est non nulle. [24]

Ce qui augmente la conductance de sortie g_d et donne une valeur de R_{DS} voisine de 500 .

Remarque : on mesure en fait :

$$R_{DSe} = R_{DS} + R_S + R_D$$

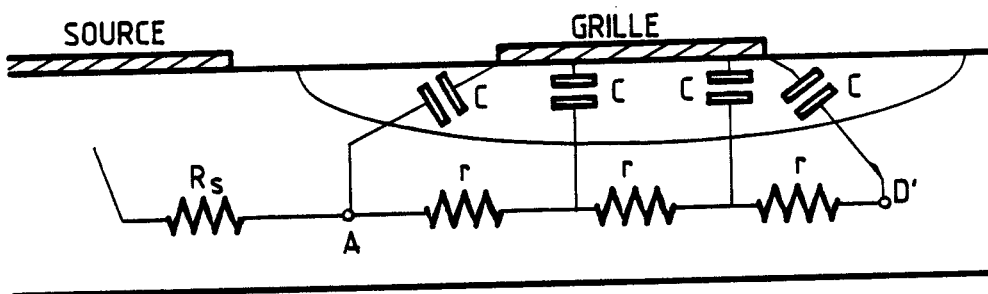
R_S, R_D résistances d'accès au canal du côté source ou drain.

Conclusion : la variation $R_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ peut s'expliquer physiquement.

C. RESISTANCE RGS

Elle résulte du caractère distribué de la commande de grille [24]

Elle est prise égale à la partie réelle de l'impédance de la ligne entre la grille et le point du canal où commence la zone de désertion :



De la théorie des lignes, on déduit l'expression de l'impédance située entre la grille et le point A :

$$Z = Z_0 \coth \gamma l$$

où :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{r}{jc\omega}} \quad \gamma = \sqrt{jrc\omega} \quad l = \text{longueur de la ligne}$$

Aux fréquences de travail $|\gamma l| \ll 1$

d'où :

$$Z = \frac{r l}{3} + jc\omega l \quad \text{et} \quad R_{GS} \approx \frac{1}{3} \frac{r l}{3}$$

Ainsi, R_{GS} est le tiers de la résistance de canal entre les points A et D'. Physiquement on pourrait s'attendre à ce que :

- R_{GS} croisse quand V_{GS} croît en valeur absolue du fait de la diminution de l'épaisseur du canal.
- R_{GS} décroisse quand V_{DS} croît du fait du déplacement vers la source du point où les électrons atteignent leur vitesse maximale, ce qui implique comme il a été expliqué précédemment une augmentation de l'épaisseur du canal en ce point.

Expérimentalement, on observe que :

- . R_{GS} décroît quand V_{DS} croît jusqu'à saturation.
- . R_{GS} décroît quand V_{GS} croît en valeur absolue.

Les résultats obtenus pour V_{DS} variable correspondent à l'explication physique donnée ci-dessus. La valeur de R_{GS} découle des mesures du paramètre d'entrée S_{11} . Celles-ci ne sont pas très précises surtout pour les courants faibles ($I_D = 0,5 \text{ mA}$ à 1 mA) où le transistor est équivalent en entrée à une impédance voisine de celle d'un circuit ouvert.

Aussi la moyenne de cette résistance R_{GS} faite sur toute la bande de travail par le programme de synthèse du schéma équivalent de transistor, pour ces ponts de polarisation, ne correspond pas au modèle physique du composant. Il en découle que la variation de R_{GS} avec la tension de polarisation V_{GS} n'est pas justifiée par le modèle physique du composant. Toutefois, la valeur moyenne de cette résistance dans cette plage de polarisation correspond à celle que l'on pourrait obtenir par ce modèle.

Par la suite, R_{GS} sera prise constante en fonction de V_{DS} et variable en fonction de V_{GS} mais nous verrons que cette variation a une influence négligeable sur le gain de conversion.

D. CAPACITE C_{GS}

Elle représente la variation de la charge d'espace de la jonction grille-canal (côté source) polarisée en inverse, en fonction d'une petite variation de la tension grille-source, à tension drain-source constante.

$$C_{GS} = \left. \frac{\partial Q}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS} = \text{cste}}$$

La charge Q est prise égale à celle développée dans la région où les électrons atteignent leur vitesse maximale. Expérimentalement, on trouve que

- . C_{GS} décroît quand V_{GS} croît en valeur absolue [24] [25]
- . C_{GS} est constante pour les faibles valeurs de V_{DS} , croît dans la région du coude de la caractéristique $I_D = F(V_{DS})$ et plus faiblement après. [24] [25]

Ces observations peuvent s'interpréter physiquement.

. Si V_{GS} croît en valeur absolue ou décroît en valeur algébrique, la jonction métal semi-conducteur est de plus en plus polarisée en inverse. Par conséquent, la zone de déplétion augmente (dans le sens vertical) et la capacité de cette zone diminue.

. Si V_{DS} croît pour V_{GS} donnée, la jonction métal semi-conducteur devient de plus en plus polarisée en inverse surtout du côté du drain. La zone de déplétion s'élargit de plus en plus de ce côté.

En revanche, le point où les électrons atteignent leur vitesse de saturation se déplace de plus en plus vers la source où l'épaisseur de la zone de déplétion est plus petite. La capacité de cette zone de déplétion calculée en ce point augmente alors.

Conclusion : les résultats expérimentaux confirment la théorie.

E. CAPACITE C_{GD}

Elle est la superposition d'une capacité due à la zone de charge d'espace de la jonction grille-canal (côté chaîne) et d'une capacité parasite créée entre les deux électrodes grille-drain.

En pratique, on observe que :

. C_{GD} décroît quant V_{DS} augmente, jusqu'à atteindre une valeur constante. [24] [25]

. C_{GD} est à peu près constante avec V_{GS} ou croît faiblement quand V_{GS} croît en valeur absolue, pour une tension V_{DS} donnée située dans la zone de saturation des caractéristiques statiques. [24]. [25]

La première observation s'explique comme suit :

Lorsque V_{DS} croît la jonction semi-conducteur est de plus en plus polarisée en inverse du côté du drain. Ce qui implique une zone de déplétion de plus en plus large de ce côté et une capacité C_{GD} de cette zone de plus en plus faible.

Conclusion : la variation de C_{GD} avec V_{GS} pour V_{DS} élevée étant faible, par la suite C_{GD} sera prise constante avec V_{GS} .

F. CAPACITE C_{DS} ET C_{DC}

a) Capacité C_{DS}

C'est une capacité parasite due à la superposition d'une capacité créée entre les deux électrodes drain-source et celle du substrat. Elle devrait être indépendante du point de polarisation. En pratique, on observe qu'elle varie comme une capacité de zone de charge d'espace soit qu'elle augmente puis sature lorsque I_D croît.

b) Capacité C_{DC}

Elle est liée à la forme de la zone de désertion. [21]

Nous avons vu précédemment que la croissance du potentiel le long du canal vers le drain, se traduisait par une décroissance de la profondeur de ce canal (cette variation est compensée par celle de la vitesse $v(x)$). Dans les régions de ce dernier où le potentiel n'est pas suffisamment fort pour que les électrons atteignent leur vitesse limite V_S . Le courant est ainsi gardé constant. La concentration des porteurs $n(x)$ est aussi constante et égale à N_d . Dans les régions où ce potentiel est plus élevé, la vitesse des électrons est constante et égale à la vitesse de saturation V_S . La variation de la profondeur du canal $d(x)$ est alors compensée par celle de la concentration des porteurs $n(x)$. Dans ce dernier cas, l'épaisseur du canal décroît jusqu'à atteindre une valeur limite et la concentration des porteurs croît à partir de N_d . Il apparaît donc une zone de charge d'espace négative.

$$Q_1 = -e(n - N_d) \Delta x$$

avec : Δx = longueur du canal où son épaisseur décroît.

Puis l'épaisseur du canal croît de nouveau à partir de la valeur limite atteinte précédemment. La concentration d'électrons décroît alors pour atteindre sa valeur d'origine N_d . Il s'ensuit une zone de charge d'espace positive.

$$Q_2 = -e(N_d - n) \Delta x'$$

avec : $\Delta x'$ = longueur du canal où son épaisseur se remet à augmenter.

On peut considérer que $Q_1 = Q_2$. Un dipôle s'est donc créé dont la quantité d'électricité dépend de V_{DS} et V_{GS} .

En pratique, R_{GS} étant faible, le paramètre de sortie S_{22} du transistor est fonction de la somme de ces deux capacités. On remarque d'ailleurs que celle-ci est constante avec la polarisation. Les variations de ces deux capacités sont alors complémentaires.

Or, les valeurs de C_{DC} découlent des mesures de la phase S_{12} . Ces dernières sont imprécises à cause de la faiblesse du module de ce paramètre de transfert (inférieur à - 50 dB).

On en conclut que les valeurs obtenues par C_{DC} sont aussi imprécises. Ceci explique pourquoi les résultats observés pour cette capacité ne correspondent pas au modèle physique utilisé pour le composant. Il en va de même pour les variations de la capacité C_{DS} .

Conclusion

Nous pouvons considérer que le schéma équivalent obtenu à partir des mesures S_{ij} à petit signal traduit relativement bien le fonctionnement du mélangeur. En effet, les variations des éléments de ce schéma en fonction du point de polarisation déduites de ces mesures, correspondent au modèle physique utilisé pour le composant à l'exception de quelques-uns. Nous verrons plus tard que ces dernières ne contribuent pas de façon notable à l'obtention du gain de conversion.

II.3. 2. UTILISATION DU PROGRAMME NON-LIN

II.3.2.A. PRINCIPE DU PROGRAMME

Dans le cas d'une double-grille, la modélisation est faite à partir d'un schéma équivalent donné figure 22.

Pour une impédance quelconque, nous aurons :

$$v(t) = \int_0^{\infty} Z^{(1)}(\tau) i(t-\tau) d\tau + \frac{1}{2!} \iint_0^{\infty} Z^{(2)}(\tau_1, \tau_2) i(t-\tau_1) i(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \frac{1}{3!} \iiint_0^{\infty} Z^{(3)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) i(t-\tau_1) i(t-\tau_2) i(t-\tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 \quad (7)$$

avec :

$$v(t) = \sum_0^{\infty} V^{(n)}(p_1, \dots, p_n) e^{(p_1 + \dots + p_n)t}$$

$$i(t) = \sum_0^{\infty} I^{(n)}(p_1, \dots, p_n) e^{(p_1 + \dots + p_n)t}$$

τ_i : variable d'intégration

$$p_i = \pm j\omega_i$$

ω_i est une combinaison des fréquences d'entrée du circuit.

Dans notre cas, nous avons vu que n est égal au maximum à 3 et que l'on disposait de deux fréquences d'entrée. ω_i est alors une combinaison des quatre termes suivants : $\omega_1, -\omega_1, \omega_2, -\omega_2$

avec

$$\omega_1 = \omega_{RF} \quad \omega_2 = \omega_{OL}$$

En régime sinusoïdal, l'équation (7) peut s'écrire :

$$v(t) = \sum_k Z^{(1)}(\omega_k) I(\omega_k) e^{j\omega_k t} + \frac{1}{2!} \sum_k \sum_l Z^{(2)}(\omega_k, \omega_l) I(\omega_k) I(\omega_l) + \frac{1}{3!} \sum_k \sum_l \sum_m Z^{(3)}(\omega_k, \omega_l, \omega_m) I(\omega_k) I(\omega_l) I(\omega_m) \quad (8)$$

Le programme calcule les tensions ou courants du premier, deuxième et troisième ordres uniquement aux fréquences égales à et . D'après l'équation (8), on peut déduire ces tensions ou courants :

- au premier ordre :

$$V^{(1)}(\omega_l) e^{j\omega_l t} = Z^{(1)}(\omega_l) I^{(1)}(\omega_l) e^{j\omega_l t} \quad (9)$$

- au deuxième ordre :

Si $\omega_l \neq \omega_m$ on a :

$$V^{(2)}(\omega_l, \omega_m) = Z^{(1)}(\omega_l + \omega_m) I^{(2)}(\omega_l, \omega_m) + \frac{1}{2} [Z^{(2)}(\omega_l, \omega_m) + Z^{(2)}(\omega_m, \omega_l)] I^{(1)}(\omega_l) I^{(1)}(\omega_m) \quad (10)$$

Or les coefficients d'une série de Volterra sont symétriques avec la fréquence :

$$Z^{(2)}(\omega_l, \omega_m) = Z^{(2)}(\omega_m, \omega_l)$$

D'où :

$$V^{(2)}(\omega_l, \omega_m) = Z^{(1)}(\omega_l + \omega_m) I^{(2)}(\omega_l, \omega_m) + Z^{(2)}(\omega_l, \omega_m) I^{(1)}(\omega_l) I^{(1)}(\omega_m) \quad (11)$$

Si $\omega_l = \omega_m$, il apparaît un seul coefficient d'ordre 2, d'où :

$$V^{(2)}(\omega_l, \omega_l) = Z^{(1)}(2\omega_l) I^{(2)}(\omega_l, \omega_l) + \frac{1}{2} Z^{(2)}(\omega_l, \omega_l) [I^{(1)}(\omega_l)]^2$$

- au troisième ordre :

pour $\omega_l, \omega_m, \omega_n$ différentes entre elles, on a :

$$V^{(3)}(\omega_l, \omega_m, \omega_n) = Z^{(1)}(\omega_l + \omega_m + \omega_n) I^{(3)}(\omega_l, \omega_m, \omega_n) + Z^{(2)}(\omega_l + \omega_n, \omega_m) I^{(2)}(\omega_l, \omega_n) I^{(1)}(\omega_m) + Z^{(2)}(\omega_l + \omega_m, \omega_n) I^{(2)}(\omega_l, \omega_m) I^{(1)}(\omega_n) + Z^{(2)}(\omega_m + \omega_n, \omega_l) I^{(2)}(\omega_m, \omega_n) I^{(1)}(\omega_l) + Z^{(3)}(\omega_l, \omega_m, \omega_n) I^{(1)}(\omega_l) I^{(1)}(\omega_m) I^{(1)}(\omega_n) \quad (12)$$

Comme précédemment, les coefficients de la série de Volterra sont symétriques avec la fréquence. Ainsi tous ces coefficients pris pour toutes les permutations possibles des différentes fréquences sont égaux. Ce qui nous permet d'avoir l'équation (8). Dans le cas où $\omega_l = \omega_m$ mais est différente de ω_n :

$$V^{(3)}(\omega_l, \omega_l, \omega_n) = Z^{(1)}(2\omega_l + \omega_n) I^{(3)}(\omega_l, \omega_l, \omega_n) + Z^{(2)}(2\omega_l, \omega_n) I^{(2)}(\omega_l, \omega_l) I^{(1)}(\omega_n) + Z^{(2)}(\omega_l + \omega_n, \omega_l) I^{(2)}(\omega_l, \omega_n) I^{(1)}(\omega_l) + \frac{1}{2} Z^{(3)}(\omega_l, \omega_l, \omega_n) I^{(1)}(\omega_l) I^{(1)}(\omega_l) I^{(1)}(\omega_n) \quad (13)$$

Ces tensions ou courants du deuxième ou troisième ordres nous permettent de déduire :

- le gain de conversion, entrées et sorties adoptées :

$$G_C = 10 \log_{10} \frac{P_{IF}}{P_{RF}} = 10 \log_{10} \left[\frac{I_{IF}^2 \operatorname{Re}(Z_{IF}) 4 \operatorname{Re}(Z_{RF})}{E_{RF}^2} \right] \quad (14)$$

I_{IF} = courant de sortie à la fréquence $P_1 - P_2 = f_{RF} - f_{OL}$

Z_{IF} = impédance de sortie à la fréquence $P_1 - P_2$

Z_{RF} = impédance d'entrée à la fréquence f_{RF}

E_{RF} = tension développée par le générateur de puissance RF

- les impédances d'entrée grand signal :

$$\frac{v(\omega_1)}{i(\omega_1)} = \frac{V^{(1)}(\omega_1) + V^{(3)}(\omega_1, \omega_m, -\omega_m) + V^{(3)}(\omega_1, \omega_1, -\omega_1)}{I^{(1)}(\omega_1) + I^{(3)}(\omega_1, \omega_m, -\omega_m) + I^{(3)}(\omega_1, \omega_1, -\omega_1)} \quad (15)$$

Ces paramètres sont donc fonction des termes non linéaires des éléments du schéma équivalent du mélangeur et du niveau de l'oscillateur local à travers :

- le courant de sortie pris à la fréquence $f_{RF} - f_{OL}$ pour le gain de conversion
- les termes du troisième ordre $V^{(3)}(P_1, P_m, -P_m)$ et $I^{(3)}(P_1, P_m, -P_m)$ pour les impédances d'entrée.

Pour faire ces calculs, nous avons besoin de préciser aux trois portes les impédances à toutes les combinaisons possibles des fréquences qui interviennent :

P_1 : f_{RF}

P_2 : f_{OL}

$P_1 - P_2$: f_{FI}

$2P_1$

$2P_2$

$P_1 + P_2$

$P_1 - P_1 = P_2 - P_2 = 0$ GHz (le continu)



Les impédances aux fréquences f_{OL} , f_{RF} , f_{FI} sont déterminées par analyse du circuit équivalent du mélangeur, à ces fréquences : $\frac{V^{(1)}(\omega_1)}{I^{(1)}(\omega_1)}$

En revanche, les impédances aux fréquences supérieures : $2P_1$

$2P_2$

$P_1 + P_2$

sont déterminées d'après la constitution des cellules d'adaptation du mélangeur aux trois portes et aux trois fréquences principales f_{OL} , f_{RF} , f_{FI} .

Une fois la topologie de ces cellules fixée, leur analyse aux fréquences voulues déterminent les impédances à ces fréquences.

Conclusion : il ne reste plus qu'à calculer les coefficients non-linéaires d'ordre 1, 2, 3 des impédances, nécessaires au développement de leur courant ou leur tension.

II.3.2.B. CALCULS DES COEFFICIENTS A RENTRER DANS NON-LIN

Nous allons expliquer comment sont calculés les coefficients à rentrer dans NON-LIN à partir des courbes obtenues précédemment. D'après l'hypothèse de base de simulation du comportement non linéaire d'un transistor, ces courbes traduisent aussi les variations de ces mêmes éléments avec les tensions appliquées au transistor en fort signal.

$$\begin{cases} V_{GS} = V_G + \Delta V_{GS} \equiv V_{10} + \sum_k V_1(\omega_k) e^{j\omega_k t} = v_1(t) \\ V_{DS} = V_P + \Delta V_{DS} \equiv V_{20} + \sum_k V_2(\omega_k) e^{j\omega_k t} = v_2(t) \end{cases} \quad (16)$$

et

$$C(V_{GS}, V_{DS}) \equiv C[V_1(t), V_2(t)]$$

C est un élément quelconque du schéma équivalent du transistor considéré. Dans le cas du double-grille, nous avons vu qu'il suffisait de connaître les variations des éléments du transistor T₁ avec sa tension de sortie et celles des éléments du transistor T₂ avec sa tension d'entrée (T₁ et T₂ sont définis figure).

Dans ces conditions, le courant traversant un élément du schéma peut être calculé comme :

$$i(t) = \sum_k Y(\omega_k, v_i(t)) V(\omega_k) e^{j\omega_k t} \quad (17)$$

Avec :

$$\begin{aligned} v_i(t) &= \sum_k V_i(\omega_k) e^{j\omega_k t} \\ Y(\omega_k, v_i(t)) &= Y^{(0)}(\omega_k) + Y^{(1)}(\omega_k) v_i(t) + \frac{1}{2} Y^{(2)}(\omega_k) v_i^2(t) \end{aligned} \quad (18)$$

$$Y^{(k)}(\omega) = \left. \frac{\partial^k Y(v_i(t), \omega)}{\partial v_i(t)^k} \right|_{v_i(t) = V_{i0}}$$

D'où :

$$i(t) = \sum_k Y^{(0)}(\omega_k) V(\omega_k) e^{j\omega_k t} + \sum_k \sum_l Y^{(1)}(\omega_k) V_1(\omega_l) V(\omega_k) e^{j(\omega_k + \omega_l)t} \quad (19)$$

Or, comme nous le montre l'équation (8), le courant d'une branche calculé dans NON-LIN est une fonction de la tension aux bornes de cette branche. Il faut donc relier ces tensions ou ces courants aux tensions d'entrée ou de sortie du transistor considéré. Pour cela, on fait une analyse linéaire à la fréquence désirée du circuit représentant le double-grille (figure) polarisé au point de fonctionnement choisi. On en déduit le rapport des tensions indiquées plus haut :

$$\alpha(\omega, v_i(t)) = \frac{V_i(\omega)}{V(\omega)}$$

Le courant pris à la fréquence intermédiaire est alors égal à :

$$I^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = Y^{(0)}(\omega_1 - \omega_2) V^{(2)}(\omega_1 - \omega_2) + \left[Y^{(1)}(\omega_1) \alpha_o(-\omega_2) + Y^{(1)}(-\omega_2) \alpha_o(\omega_1) \right] V(\omega_1) V(-\omega_2) \quad (20)$$

Avec :

$$\alpha_o(\omega_k) = \alpha(\omega_k, V_{i0}) \quad V_{i0} \text{ est définie par une des équations (16)}$$

En égalisant les équations (20) et (11) (en remplaçant Z par Y, V par I), on obtient :

$$\begin{cases} y^{(1)}(\omega_k) = Y^{(0)}(\omega_k) \\ y^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = \left[Y^{(1)}(\omega_1) \alpha_o(\omega_2)^* + Y^{(1)}(\omega_2)^* \alpha_o(\omega_1) \right] \end{cases} \quad (21)$$

Dans le cas d'une conductance ou d'une transconductance, nous avons :

$$Y(\omega_k, v_i(t)) = G(v_i(t))$$

D'où :

$$\begin{aligned} y^{(1)}(\omega_k) &= G_o \\ y^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) &= G_1 \left[\alpha_o^*(\omega_2) + \alpha_o(\omega_1) \right] \end{aligned} \quad (22)$$

Dans le cas d'une capacité, nous avons :

$$Y(\omega_k, v_i(t)) = jC(v_i(t)) \omega$$

D'où :

$$y^{(1)}(\omega_k) = jC_0 \omega_k$$

$$y^{(2)}(\omega_1, \omega_2) = jC_1 \left[\omega_1 \alpha_0^*(\omega_2) - \omega_2 \alpha_0(\omega_1) \right] \quad (23)$$

Les coefficients $Y^{(i)}(\omega_k, v_{i0})$ sont obtenus en approximant par des polynômes de troisième degré, les fonctions représentatives des variations des éléments avec la polarisation.

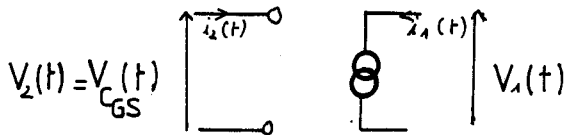
$$C(v_i(t)) = C_0 + C_1 v_i(t) + C_2 v_i^2(t) + C_3 v_i^3(t)$$

$$G(v_i(t)) = G_0 + G_1 v_i(t) + G_2 v_i^2(t) + G_3 v_i^3(t) \quad (24)$$

$$G_m(v_i(t)) = G_{m0} + G_{m1} v_i(t) + G_{m2} v_i^2(t) + G_{m3} v_i^3(t)$$

$V_1 = V_{GS} - V_p$ $V_2 = V_{DS} - V_p$ définies par les équations (16)

Dans le cas d'une transconductance, sa modélisation non linéaire est faite à l'aide d'un quadripôle dont la tension de sortie est celle aux bornes de la capacité C_{GS} du transistor correspondant.



$$i_1(t) = \sum_k \left[y_{11}^{(1)}(\omega_k) V_1(\omega_k) + y_{12}^{(1)}(\omega_k) V_2(\omega_k) \right] e^{j\omega_k t} + \frac{1}{2!} \sum_k \sum_l \left[y_{11}^{(2)}(\omega_k, \omega_l) V_1(\omega_k) V_1(\omega_l) + y_{112}^{(2)}(\omega_k, \omega_l) V_1(\omega_k) V_2(\omega_l) + y_{121}^{(2)}(\omega_k, \omega_l) V_2(\omega_k) V_1(\omega_l) + y_{122}^{(2)}(\omega_k, \omega_l) V_2(\omega_k) V_2(\omega_l) \right] e^{j(\omega_k + \omega_l) t} \quad (25)$$

Or $i_1(t)$ ne dépend ici que $V_2(t)$ donné par l'équation (17)

D'où :

$$y_{11}^{(1)}(\omega_k) = 0$$

$$y_{1ij}^{(2)}(\omega_k, \omega_l) = 0 \quad \text{sauf pour } (i, j) = (2, 2)$$

En identifiant les équations (25) et (17), on a donc :

$$y_{12}^{(1)}(\omega_k) = G_{m0}$$

$$y_{122}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = 2 \frac{G_{m1} \operatorname{Re} a_0}{|a_0|^2}$$

Les calculs sont donnés en annexe.

Remarque :

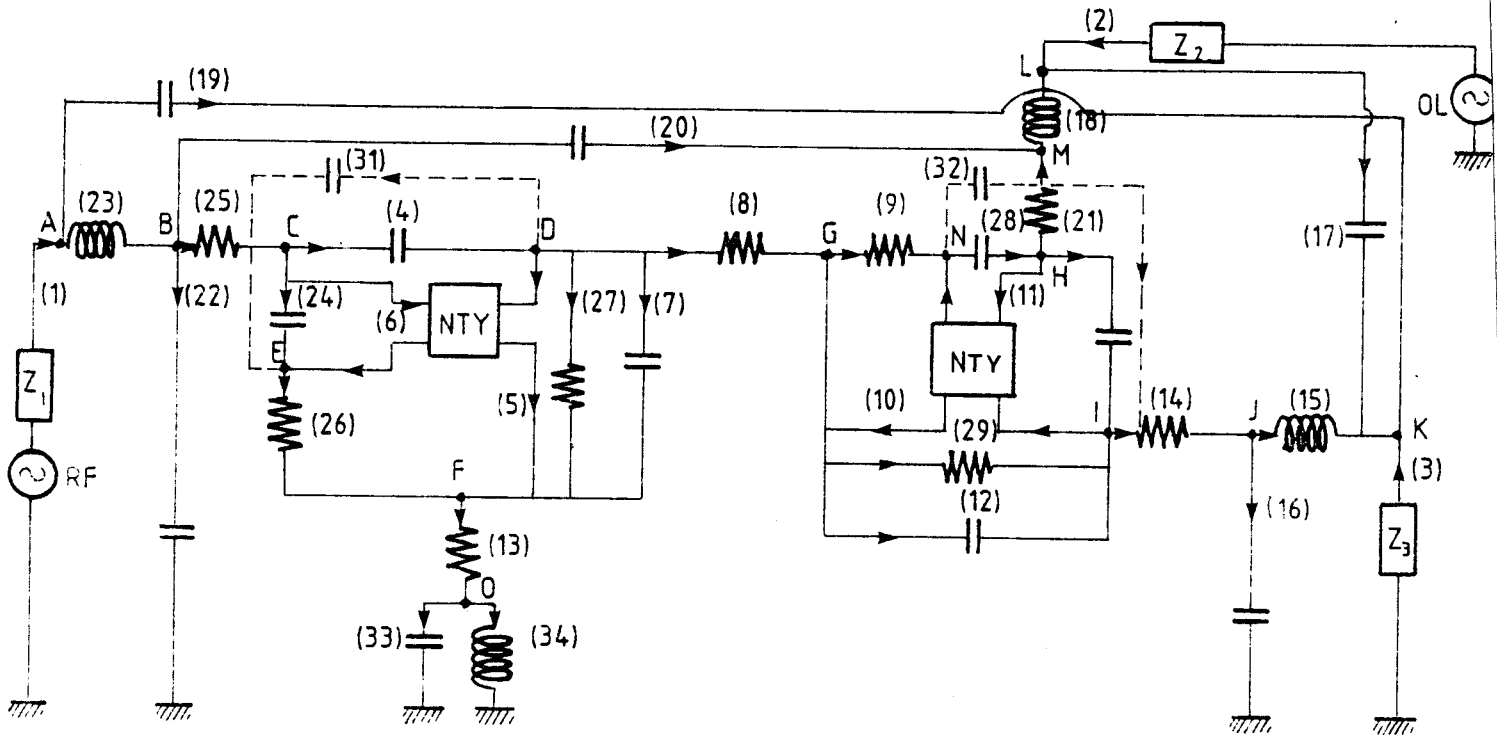
Les développements sont pris jusqu'à l'ordre 2 car on s'intéresse, comme il a été précédemment dit, principalement au gain de conversion.

Les valeurs de capacités sont déduites de mesures de paramètres S_{ij} . Or les parties imaginaires des paramètres Y_{ij} qui en découlent sont directement proportionnelles à la capacité considérée.

Aussi, pour être cohérent, nous avons définie une capacité à partir de l'admittance correspondante et non de la quantité d'électricité.

II.3.2.C. PRESENTATION DES RESULTATS

Le circuit décrit dans NON-LIN est le suivant.



Les capacités (19), (20), (17) ne sont pas prises en compte dans le schéma au premier abord.

- Branches : 34
- Noeuds : 16 (15 + noeud de masse)
- Sources controlées : 2 mais elles sont traitées en quadripôles.
Un indique alors le chiffre 4 dans le programme.
- Eléments parasites :

$L_S = 0,04 \text{ nH}$	$L_D = 0,14 \text{ nH}$	$L_G = 0,1 \text{ nH}$
$R_S = 1,5 \Omega$	$R_D = 1,5 \Omega$	$R_G = 7 \Omega$
$C_S = 0,02 \text{ PF}$	$C_D = 0,02 \text{ PF}$	$C_G = 0,004 \text{ PF}$
$R_B = 15 \Omega$		

A. RECHERCHE DU POINT DE POLARISATION OPTIMAL

$I_D = 4,5 \text{ mA}$ $V_{DS0} = 0,8 \text{ V}$ $V_{GS0} = - 2,8 \text{ V}$

On s'est aperçu que la porte 2 (où est appliqué l'OL) présentait une impédance d'entrée à partie réelle négative. En pratique, cela est possible, En effet, on réalise des mélangeurs autooscillants [7]. Mais. pour faciliter l'adaptation, une impédance d'entrée à partie réelle positive est souhaitable. Aussi, le point de fonctionnement doit être choisi de façon :

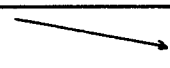

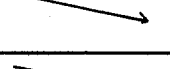


- à rester dans la région des caractéristiques statiques du double-grille définie en première partie.
- à pouvoir appliquer une puissance OL suffisante pour avoir du gain de conversion tout en restant dans la zone d'excursion des caractéristiques statiques servant à la modélisation de chaque transistor constituant le double-grille.
- à ce que la partie réelle de l'impédance d'entrée de la porte OL soit positive.

Pour cela, on modifie les valeurs des éléments du schéma équivalent du double-grille dans le sens qui correspondrait à un abaissement du courant moyen.

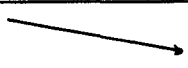


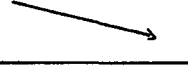
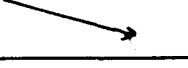
On évalue ainsi ceux de ces éléments qui font varier le plus la partie réelle de $Z_{e2}(OL)$.

Le tableau ci-dessous donne le sens de variation d'un élément donné ainsi que la variation en pourcentage de la partie réelle de l'impédance d'entrée de la porte 2 lorsque la valeur de cet élément est diminué de moitié ou doublé suivant son comportement lors d'un abaissement du courant moyen. Le signe de cette partie réelle est aussi indiqué après la variation opérée.

1) Transistor T₁

éléments	sens de variation	$\frac{\Delta e_l}{e_{l0}} \%$	$\frac{\Delta R_{22}}{R_{220}} \%$	signe de R_{22}
C_{GS1}		-50	62.2	-
C_{GD1}		100	- 65.6	-
R_{D1}		-50	4.2	-
G_{m1}		-50	-45.1	-
C_{DS1}		-50	14.8	-

2) Transistor T₂

éléments	sens de variation	$\frac{\Delta el}{el_0} \%$	$\frac{\Delta R_{22}}{R_{220}} \%$	signe de R ₂₂
C _{GS2}		-50	155	-
C _{DS2}		-50	- 6.1	-
C _{DC2}		100	6.2	-
R _{GS2}		-50	10	-
G _{m2}		-50	-112.2	+

On remarque que la capacité C_{GS2} et la transconductance G_{m2} du transistor T₂ varient dans le même sens mais provoquent une variation égale et opposée de la partie réelle de l'impédance d'entrée de la porte 2. Mais, à partir des courbes de variation des éléments avec les tension de polarisation, on s'aperçoit que pour une même variation de courant, G_{m2} décroît de 50 % de sa valeur, alors que C_{GS2} décroît seulement de 0,2 %. Ainsi, il suffit de choisir un courant de polarisation tel que G_{m2} soit le plus plus faible possible.

Un a pris comme point de fonctionnement :

$$I_D = 2\text{mA} \quad V_{DS} = V_p = 0,2 \text{ V} \quad V_{GS} = V_G = - 3,1 \text{ V}$$

$$G_{m2} = 8,2 \text{ ms}$$

Ce qui revient à mettre dans la zone triode de la caractéristique I_D = f(V_{DS}) du premier transistor.

B. IMPEDANCE DE TERMINAISON DES DIFFERENTES PORTES AUX FREQUENCES f_{OL}, f_{RF} et f_{IF}

Aparavant nous avons précisé que, pour que le programme NON-LIN puisse tourner correctement, il est nécessaire d'indiquer les impédances de terminaisons des trois portes, à toutes les fréquences qui interviennent. en particulier pour les fréquences f_{OL}, f_{RF}, f_{IF}.

Nous avons vu plus haut que le gain de conversion est calculé pour une adaptation d'impédance aux portes OL, RF, FI aux fréquences correspondantes. Nous avons indiqué que la modélisation a été faite pour des impédances aux fréquences f_{OL} et f_{RF} en sortie égales à des court-circuits.

Il nous reste à définir les impédances de terminaison :

- de la porte OL aux fréquences RF et FI
- de la porte RF aux fréquences OL et FI

Celles-ci doivent être choisies de façon à avoir un maximum de gain de conversion tout en respectant la stabilité du transistor double-grille à ces fréquences.

1. Choix des impédances OL et RF des portes RF et OL respectivement

Pour des raisons de stabilité du double-grille, nous avons fixé l'impédance FI des portes OL et RF à un court-circuit. Puis, nous avons étudié la variation du gain de conversion avec les impédances de terminaison des portes OL et RF aux fréquences RF et OL respectivement.

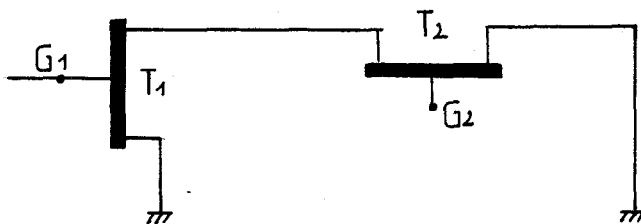
Les courbes à gain constant sont des cercles qui coupent l'abaque de Smith et qui se concentrent au bord de cette abaque [29] . Le maximum est obtenu lorsque l'impédance à 12 GHz de la porte OL est purement réactive et égale à : $Z_1(12 \text{ GHz}) = j130 \Omega$

Mais dans ces conditions, le double-grille (entrée sur la grille 1, sortie sur le drain) a un coefficient de stabilité à 12 GHz de : $K = - 1,1$.

Ce quadripôle est instable pour n'importe quelle impédance mise sur la porte RF à cette fréquence. De plus, nous ne devons pas perdre de vue que les impédances des différentes portes à 11 GHz et 12 GHz sont très voisines en pratique. Pour cela, on a choisi le couple d'impédance suivant à mettre sur ces portes :

- $Z_1(11 \text{ GHz}) = 9,54 + j58 \Omega$
- $Z_2(12 \text{ GHz}) = 14,76 + j135 \Omega$

Elles correspondent à l'adaptation optimale du quadripôle suivant :



Celui-ci est inconditionnellement stable dans la bande TV. Les impédances d'adaptation de la porte OL et RF sont alors de

- $Z_1(12 \text{ GHz}) = Z_{e1}^*(12 \text{ GHz}) = 10,4 + j55 \Omega$
- $Z_2(11 \text{ GHz}) = Z_{e2}^*(12 \text{ GHz}) = 13 + j158 \Omega$

Les coefficients de stabilité à ces fréquences du double-grille sont alors de :

- $K(12 \text{ GHz}) = 0,2$
- $K(11 \text{ GHz}) = 0,7$

Un vérifie ainsi que celui-ci est stable.

Le gain de conversion obtenu dans ces conditions est de : $G_c = 2,81$ dB

Un remarque quand même que le gain de conversion ne varie pas beaucoup avec l'impédance à la fréquence RF de la porte OL.

2. Détermination des coefficients à rentrer dans NON-LIN

Un détermine les coefficients traduisant les non-linéarités des éléments du schéma équivalent donnés par les équations (21).

Les valeurs citées ci-dessous correspondent à la combinaison d'impédances mises aux différentes portes données plus haut.

a. Coefficients α :

D'après ce qui a été expliqué précédemment ces coefficients sont déterminés par analyse aux fréquences OL et RF du circuit linéaire donné figure .Ce circuit est chargé par

- les impédances d'entrées conjuguées pour les portes 1 et 2 données plus haut.

- une impédance nulle à ces fréquences pour la porte 3.

Un en déduit les coefficients α pris au point de fonctionnement indiqué plus haut et pour les fréquences 11 GHz et 12 GHz :

- Transistor $T_1 =$

$$\alpha_{c_{GS}}(12\text{GHZ}) = \alpha_{g_m}(12\text{GHZ}) = -0.4 + j 0.86 \times 10^{-2}$$

$$\alpha_{c_{GS}}^*(11\text{GHZ}) = \alpha_{g_m}^*(11\text{GHZ}) = -0.46 + j 0.91$$

$$\alpha_{c_{DS}}(12\text{GHZ}) = \alpha_{g_D}(12\text{GHZ}) = 1.06 - j 0.28 \times 10^{-1}$$

$$\alpha_{c_{DS}}^*(11\text{GHZ}) = \alpha_{g_D}^*(11\text{GHZ}) = 1. - j 0.34 \times 10^{-1}$$

$$\alpha_{c_{GD}}(12\text{GHZ}) = -0.29 + j 0.22 \times 10^{-1}$$

$$\alpha_{c_{GD}}^*(11\text{GHZ}) = -0.49 + j 0.29$$

- Transistor $T_2 =$

$$\alpha_{c_{GS}}(12\text{GHZ}) = \alpha_{g_m}(12\text{GHZ}) = 1.07 + j 0.094$$

$$\alpha_{c_{GS}}^*(11\text{GHZ}) = \alpha_{g_m}^*(11\text{GHZ}) = 1.06 - j 0.088$$

$$\alpha_{c_{DS}}(12\text{GHZ}) = \alpha_{g_D}(12\text{GHZ}) = 1.9 + j 0.998$$

$$\alpha_{c_{DS}}^*(11\text{GHZ}) = \alpha_{g_D}^*(11\text{GHZ}) = 1.8 + j 0.271$$

$$\alpha_{c_{DC}}(12\text{GHZ}) = 1.99 + j 0.93$$

$$\alpha_{c_{DC}}^*(11\text{GHZ}) = 1.77 + j 0.33$$

$$\alpha_{R_{GS}}^{-1}(12\text{GHZ}) = -0.5 + j 42$$

$$\alpha_{R_{GS}}^{-1}(11\text{GHZ}) = -7.45 - j 47$$

b. Coefficients non-linéaires

A partir des expressions des éléments non linéaires en fonction de l'excursion de la tension de polarisation et celles des coefficients, on calcule les coefficients non linéaires : équations (21)

- en fonction de V_{DS} :

$$C_{GS}(V_{DS} - V_p) = 0.111 + 0.09(V_{DS} - V_p) - 0.068(V_{DS} - V_p)^2 + 0.02(V_{DS} - V_p)^3 \text{ pF}$$

$$y^{(1)}(f_{RF}) = j7.67 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{OL}) = j8.36 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{IF}) = j0.7 \text{ ms}$$

$$y^{(2)}(f_1, f_2) = -0.979 - j0.102 \text{ ms/V}$$

$$C_{GD}(V_{DS} - V_p) = 0.0675 - 0.1108(V_{DS} - V_p) + 0.0946(V_{DS} - V_p)^2 - 0.0277(V_{DS} - V_p)^3 \text{ pF}$$

$$y^{(1)}(f_{RF}) = j5.09 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{OL}) = j4.66 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{IF}) = j0.42 \text{ ms}$$

$$y^{(2)}(f_1, f_2) = 0.36 + j0.3 \text{ ms/V}$$

$$C_{DS}(V_{DS} - V_p) = 0.0169 + 0.0601(V_{DS} - V_p) - 0.0264(V_{DS} - V_p)^2 + 0.0029(V_{DS} - V_p)^3 \text{ pF}$$

$$y^{(1)}(f_{RF}) = j1.27 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{OL}) = j1.17 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{IF}) = j0.106 \text{ ms}$$

$$y^{(2)}(f_1, f_2) = 0.006 + 0.021 \text{ ms/V}$$

$$R_D(V_{DS} - V_p) = 51.82 + 589.226(V_{DS} - V_p) - 324.3(V_{DS} - V_p)^2 + 68.03(V_{DS} - V_p)^3 \Omega$$

$$y^{(1)} = 19.3 \text{ ms}$$

$$y^{(2)}(f_1, f_2) = -448 + j13.5 \text{ ms/V}$$

$$G_m(V_{DS} - V_p) = 6.982 + 28.968(V_{DS} - V_p) - 28.87(V_{DS} - V_p)^2 + 9.2(V_{DS} - V_p)^3 \text{ ms}$$

$$y_{12}^{(1)} = 6.98 \text{ ms}$$

$$y_{122}^{(2)}(f_1, f_2) = -25 + j27 \text{ ms/V}$$

$$R_{GS} = 9,5 \Omega$$

$$C_{CDC} = 0,025 \text{ PF}$$

- En fonction de V_{GS} :

$$C_{CDC}(V_{GS} - V_G) = 0.0417 - 0.1818(V_{GS} - V_G) + 0.418(V_{GS} - V_G)^2 - 0.3285(V_{GS} - V_G)^3 \text{ pF}$$

$$y^{(1)}(f_{RF}) = j3.14 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{OL}) = j2.88 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{IF}) = j0.26 \text{ ms}$$

$$y^{(2)}(f_1, f_2) = -1.14 + j0.104 \text{ ms/V}$$

$$C_{GS}(V_{GS} - V_G) = 0.113 + 0.0979(V_{GS} - V_G) - 0.1353(V_{GS} - V_G)^2 + 0.101(V_{GS} - V_G)^3 \text{ pF}$$

$$y^{(1)}(f_{RF}) = j8.52 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{OL}) = j7.81 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{IF}) = j0.71 \text{ ms}$$

$$y^{(2)}(f_1, f_2) = 0.204 + j0.09 \text{ ms/V}$$

$$C_{DS}(V_{GS} - V_G) = 0.013 + 0.152(V_{GS} - V_G) - 0.218(V_{GS} - V_G)^2 + 0.0785(V_{GS} - V_G)^3 \text{ pF}$$

$$y^{(1)}(f_{RP}) = j0.98 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{OL}) = j0.9 \text{ ms} \quad y^{(1)}(f_{IF}) = j0.08 \text{ ms}$$

$$y^{(2)}(f_1, f_2) = 1.17 + j0.118 \text{ ms/V}$$

$$R_D(V_{GS} - V_G) = 959.42 - 2527.4(V_{GS} - V_G) + 6844.35(V_{GS} - V_G)^2 - 6258.83(V_{GS} - V_G)^3$$

$$y^{(1)} = 1.04 \text{ ms} \quad y^{(2)}(f_1, -f_2) = 10.19 + j3.49 \text{ ms/V}$$

$$R_{GS}(V_{GS} - V_G) = 3.6 + 45.947(V_{GS} - V_G) - 104.756(V_{GS} - V_G)^2 + 80.84(V_{GS} - V_G)^3 \Omega$$

$$y^{(1)} = 278 \text{ ms} \quad y^{(2)}(f_1, f_2) = 28 + j18 \text{ ms/V}$$

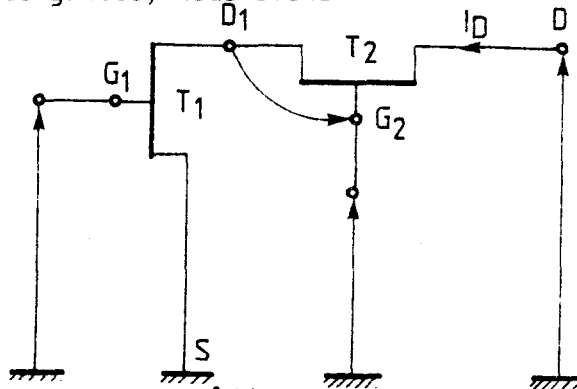
$$G_m(V_{GS} - V_G) = 8.483 + 22.676(V_{GS} - V_G) - 29.991(V_{GS} - V_G)^2 + 19.07(V_{GS} - V_G) \text{ ms}$$

$$y_{12}^{(1)} = 8.48 \text{ ms} \quad y_{122}^{(2)}(f_1, -f_2) = 49 + j0.14 \text{ ms/V}$$

$$C_{GD} = 0,013 \text{ PF}$$

3. Puissance OL

Comme il a été expliqué, il s'agit d'appliquer une puissance OL de façon à voir un gain de conversion suffisamment fort et à rester dans le domaine d'excursion des caractéristiques statiques du transistor qui a été utilisé pour cette modélisation. Si l'on se remémore le schéma de base du mélangeur double-grille, nous avons :



Soit : $\Delta V_{G2S} = \Delta V_{D1S} + \Delta V_{G2D1}$

Du fait que l'on ait choisi un point de polarisation correspondant à $V_{D1S} = 0,2 \text{ V}$ et $V_{G2D1} = -3,1 \text{ V}$, l'excursion maximale de V_{D2S} et V_{G2D1} est de :

$$\Delta V_{D1S} \leq 0.2 \text{ V} = V_{D1S}(2 \text{ mA}) - V_{D1S}(0 \text{ mA})$$

$$\Delta V_{G2D1} \leq 0.35 \text{ V} = V_{G.S}(2 \text{ mA}) - V_{GS}(0 \text{ mA})$$

Or, nous avons expliqué en première partie, que le courant I_D était donné par l'intersection des courbes : $I_D = f(V_{G2S}, V_{D1S})$ et $I_D = f(V_{D1S}, V_{G1S})$. - Nous avons précisé que V_{G1S} restait constante lors d'une application d'un fort signal sur la grille 2.

Ainsi, lorsque I_D est minimal, V_{D1S} l'est aussi. De même, ce courant correspond à un point de la courbe : $I_D = f(V_{DD1}, V_{G2D1})$.

Nous avons vu que le transistor T_2 était saturé. Ceci implique qu'une diminution de son courant se traduit par une tension V_{G2D1} de plus en plus proche de la tension de pincement. Ainsi l'excursion maximale de la tension de grille G_2 est de :

$$\Delta V_{G2S} \leq 0,55 \text{ V}$$

Sachant que l'on a adaptation sur cette porte, on peut en déduire l'excursion maximale de la tension OL :

$$E = \frac{Z_{e2} + Z_{e2}^*}{Z_{e2}} \Delta V_{G2S}$$

ou

$$|E| = \frac{2 \operatorname{Re} Z_{e2}}{|R_{e2}^2 + X_{e2}^2|^{\frac{1}{2}}} \Delta V_{G2S}$$

Ce qui donne dans notre cas :

$$Z_{e2}^*(11\text{GHZ}) = 13 + j158 \ \Omega$$

$$|E| = 0.164 \ \Delta V_{G2S}$$

ou

$$|E| \leq 0.09 \text{ V}$$

4. Gain de conversion en fonction des impédances de terminaisons à 1 GHz sur les portes 1 ET 2

On cherche à déterminer la combinaison à mettre sur les portes 1 et 2 à 1 GHz, pour un courant de 2 mA, de façon à avoir un gain de conversion maximal. On se place dans des cas simples d'impédances à réaliser soit : cc, co, 50Ω , $j50\Omega$, $-j50\Omega$.

On trouve :

a) $Z_1(1 \text{ GHz}) = (0,0)$

$Z_2 \Omega$	(0,0)	(0,50)	(∞, ∞)	(50,0)	(0,-50)
$G_c \text{ dB}$	2.81	3.1	2.03	3.11	2.56

b) $Z_1(1 \text{ GHz}) = (\infty, \infty)$

$Z_2 \Omega$	(0,0)	(0,50)	(∞, ∞)	(50,0)	(0,-50)
$G_c \text{ dB}$	2.3	2.54	2.25	2.61	2.1

c) $Z_1(1 \text{ GHz}) = 50 \Omega$

$Z_2 \Omega$	(0,0)	(0,50)	(∞, ∞)	(50,0)	(0,-50)
$G_c \text{ dB}$	2.88	3.17	2.05	3.18	2.63

d) $Z_1(1 \text{ GHz}) = (0, 50)$

$Z_2 \Omega$	(0,0)	(0,50)	(∞, ∞)	(50,0)	(0,-50)
$G_c \text{ dB}$	2.85	3.14	2.02	3.15	2.6

e) $Z_1(1 \text{ GHz}) = (0, -50)$

$Z_2 \Omega$	(0,0)	(0,50)	(∞, ∞)	(50,0)	(0,-50)
$G_c \text{ dB}$	2.78	3.06	2.04	3.07	2.53

C. INFLUENCE DES ELEMENTS NON-LINEAIRES SUR LE GAIN DE CONVERSION

On cherche à déterminer quels sont les éléments du schéma équivalent du mélangeur considéré qui contribuent le plus à l'obtention d'un gain de conversion pour les conditions de polarisation et d'impédances de terminaison choisies auparavant.

Pour évaluer l'influence de la non linéarité de chaque élément sur le gain de conversion du mélangeur, on procède en deux étapes :

- On calcule le gain de conversion en supposant l'un de ces éléments constant avec la polarisation, tous les autres étant variables.
- On calcule ce même gain en supposant seulement cet élément variable

Pour des raisons de stabilité en FI du double-grille, cette étude est faite pour un court-circuit à 1 GHz des portes OL et RF.

Les gains de conversions sont calculés pour les entrées et sorties adoptées et pour les impédances de terminaison à 11 GHz et 12 GHz des portes OL et RF citées plus haut.

Les tableaux ci-dessous résument les résultats obtenus pour chaque cas. Les éléments constituant le schéma équivalent du premier transistor sont indiqués par le numéro 1.

- 1er cas :

L'un des éléments est gardé constant :

el.	G_{m2}	G_{D1}	C_{GD1}	G_{D2}	C_{DC2}	C_{GS2}	C_{DS1}	R_{GS2}	C_{GS1}	C_{DS2}	G_{m1}
$G_{c_{dB}}$	5.34	3	2.24	2.23	2.22	2.21	2.19	2.19	2.18	2.17	1.93

- 2e cas :

Tous les éléments sont gardés constants sauf un :

el.	G_{m2}	G_{D1}	G_{m1}	G_{D2}	C_{DS2}	C_{DC2}	C_{GD1}	C_{GS2}	C_{GS1}	C_{DS1}	R_{GS2}
$G_{c_{dB}}$	5.04	3.16	-10.26	-18.8	-38	-38.6	-39.5	-44.3	-57.9	-83.1	-93.5

Remarque : les contributions des capacités C_{DC} , C_{DS} et de la résistance R_{GS} du transistor T_2 à l'obtention du gain de conversion sont faibles. Ce qui nous amène à les négliger par la suite étant donné que leurs variations ne correspondent pas au modèle physique utilisé pour le composant.

II.3.2.D. INTERPRETATION DES RESULTATS

A partir des équations établies dans le programme NON-LIN pour le calcul du courant de sortie du mélangeur à la fréquence intermédiaire, nous allons expliquer les résultats obtenus.

A. GAIN DE CONVERSION EN FONCTION DES TERMINAISONS DES PORTES OL ET RF

En observant les tableaux donnés auparavant, on s'aperçoit que sous les conditions de polarisation et d'impédances de terminaison à 11 GHz et 12 GHz choisies du mélangeur double-grille. l'impédance à la fréquence FI mise aux entrées OL et RF qui donne le meilleur gain de conversion est égale à 50Ω . Toutefois, pour les autres combinaisons, le gain reste du même ordre de grandeur.

Mais ces résultats diffèrent suivant les impédances aux fréquences OL et RF mises aux portes correspondantes. Ainsi en changeant l'impédance à la fréquence RF de la porte OL, on observe que le gain de conversion chute pour un circuit ouvert à la fréquence FI sur cette même porte :

$$\text{- Exemple : } Z_1(12 \text{ GHz}) = 16 + j160 \Omega$$

$$\text{D'où : } Z_1(12 \text{ GHz}) = Z_{e1}(12 \text{ GHz}) = 13 + j50 \Omega$$

$$\text{On a : } G_c = 1,75 \text{ dB pour } Z_1(1 \text{ GHz}) = \text{C.C}$$

$$G_c = 0,01 \text{ dB pour } Z_2(1 \text{ GHz}) = \text{C.O}$$

Cette différence de résultats s'explique par le fait que le mélange se fait différemment dans les deux cas. En effet, dans le premier cas, le principal élément qui fait le mélange est la transconductance du transistor T_2 . La non-linéarité de la conductance du transistor T_1 crée un courant en sortie FI qui s'oppose à celui donné par le transistor T_2 . Aussi, si l'impédance FI de la porte OL est un circuit ouvert, le courant en sortie du mélangeur venant du transistor est fortement diminué. Le gain de conversion augmente alors.

Il n'en est pas de même dans le deuxième cas. En effet, dans ce cas le mélange se fait plutôt au niveau du transistor T_1 . Le courant en sortie de ce transistor à la fréquence FI est amplifié par le transistor T_2 . Ainsi, l'impédance FI présentée sur la porte OL est un circuit ouvert. Le courant en sortie du mélangeur est diminué. Il en va de même du gain de conversion.

En revanche, le gain de conversion ne varie pas fondamentalement avec l'impédance à 1 GHz de la porte 1.

Le couplage entrée-sortie étant relativement faible à cette fréquence (donné par C_{GD}^{WIF}), le courant circulant dans l'impédance de terminaison de la porte 1 est aussi faible.

Conclusion : l'influence de l'impédance de terminaison de la porte 2 à la fréquence intermédiaire sur le gain de conversion est prépondérante.

B) INFLUENCE DES NON-LINEARITES DES DIFFERENTS ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT DU DOUBLE-GRILLE

Le courant de sortie du mélangeur à la fréquence intermédiaire est calculé au premier ordre par le programme NON-LIN. Il est la résultante de tous les courants de sortie à cette fréquence, donnés par chaque élément non-linéaire du schéma équivalent. Ceci nous permet de comparer la contribution à ce courant de chacun de ces éléments pris séparément. De même, nous pouvons estimer l'influence conjuguées de deux ou plusieurs d'entre eux.

1. Influence de chaque élément pris séparément

a) Influence des transconductances et des conductances de sortie des transistors T1 et T2

D'après les analyses précédentes, nous nous apercevons que les éléments prédominants dans l'obtention du gain de conversion sont dans les conditions fixées, les conductances de sortie et les transconductances des transistors T1 et T2 :

$$G_c = 3,16 \text{ dB pour } g_{DT1} \text{ seule}$$

$$G_c = - 10,3 \text{ dB pour } g_{mT1} \text{ seule}$$

$$G_c = + 5,04 \text{ dB pour } g_{mT2} \text{ seule}$$

$$G_c = - 18,8 \text{ dB pour } g_{DT2} \text{ seule}$$

Pour des conditions d'impédances à 11 GHz et 12 GHz sur les portes 1 et 2 fixées, la différence entre les résultats obtenus s'interprète ainsi :

- La non-linéarité de la conductance de sortie du transistor T1 est plus forte que celle de sa transconductance dans la zone d'excursion des caractéristiques utilisée :

$$\frac{\partial g_{out1}}{\partial V_{DS}} = -218 \text{ mS/V}$$

$$\frac{\partial g_{mT1}}{\partial V_{DS}} = 29 \text{ mS/V}$$

Le contraire s'opère pour le transistor T2 :

$$\frac{\partial g_{out2}}{\partial V_{GS}} = 2.74 \text{ mS/V}$$

$$\frac{\partial g_{mT2}}{\partial V_{GS}} = 23 \text{ mS/V}$$

Ceci explique l'écart observé pour un même transistor entre le gain de conversion obtenu pour une non-linéarité de la conductance de sortie seule et celui obtenu pour une non-linéarité de sa transconductance seule.

- La répartition des tensions aux fréquences OL et RF aux bornes des différents éléments contribue à cette différence. Ainsi, dans les conditions de charges et de tensions appliquées au mélangeur, nous avons :

- Pour le transistor T1 :

$$|V_{GD}| = 1.02 |V_{GGS}| \text{ pour } f = f_{OL}$$

$$|V_{GD}| = 0.38 |V_{GGS}| \text{ pour } f = f_{RF}$$

Avec :

$$|V_{GD}| = 0,12 \text{ V pour } f = f_{OL}$$

$$|V_{GD}| = 0,01 \text{ V pour } f = f_{RF}$$

Ce qui se traduit par une variation (en valeur absolue) de la transconductance de ce transistor de 4.2 mS alors que celle de sa conductance de sortie est de 52 mS.

- Pour le transistor T2 :

$$|V_{GD}| = 0,57 |V_{CGS}| \text{ pour } f = f_{OL}$$

$$|V_{GD}| = 0,49 |V_{CGS}| \text{ pour } f = f_{RF}$$

Avec :

$$|V_{GD}| = 0,17 \text{ V pour } f = f_{OL}$$

$$|V_{GD}| = 0,015 \text{ V pour } f = f_{RF}$$

La variation en valeur absolue de la transconductance est de 14.8 mS alors que celle de sa conductance de sortie de 1.83 mS.

Toutefois, la contribution de ces éléments au calcul du gain de conversion diffère avec les impédances mises aux portes OL et RF à ces fréquences. En effet, pour une impédance à la fréquence RF de la porte OL différente, on a

$$\begin{aligned} Z_2(12 \text{ GHz}) &= 16 + j160 \ \Omega & Z_1(12 \text{ GHz}) &= 13 + j50 \ \Omega \\ G_c &= 6,57 \text{ dB pour } g_{DT_1} \text{ seule} & G_c &= 4,88 \text{ dB pour } g_{mT_2} \text{ seule} \\ G_c &= -9,1 \text{ dB pour } g_{mT_1} \text{ seule} & G_c &= -17 \text{ dB pour } g_{DT_2} \text{ seule} \end{aligned}$$

Ceci s'explique par une différence de répartition des tensions à cette fréquence RF à l'intérieur du mélangeur. Or nous savons que le courant à la fréquence intermédiaire délivrée par un élément quelconque est donné par l'équation (20). Ainsi plus la tension aux bornes de cet élément à la fréquence RF est forte plus le courant fourni est fort.

- Exemple :

La tension aux bornes de la conductance de sortie du transistor T_1 est de :

$$V(W_{RF}) = 0,24 \times 10^{-3} + j0,14 \times 10^{-1} \text{ V pour le premier cas traité plus haut}$$

Elle est de :

$$V(W_{RF}) = 0,473 \times 10^{-2} + j0,151 \times 10^{-1} \text{ V pour le deuxième cas.}$$

Pour les mêmes conditions d'impédances OL et FI, le courant en sortie FI est donc plus important et le gain de conversion augmente. De même, pour la transconductance de ce transistor, nous avons :

$$V(W_{RF}) = -2,25 \times 10^{-2} + j0,21 \times 10^{-1} \text{ V pour le premier cas}$$

$$V(W_{RF}) = -0,6 \times 10^{-2} + j0,226 \times 10^{-2} \text{ V pour le deuxième cas}$$

Ce qui explique que le gain de conversion donné par cette non-linéarité soit plus forte dans le premier cas.

b) Influence des capacités

Les mêmes analyses nous ont permis de nous rendre compte que les capacités participent faiblement à l'obtention du gain de conversion en comparaison avec la transconductance et la conductance de sortie du même transistor. Ceci s'explique par la faible variation de l'admittance correspondante. En effet, la variation de l'admittance d'une capacité est donnée au premier ordre par :

$$j[C_1[\omega_1 \alpha(\omega_2) - \omega_2 \alpha(\omega_1)] \text{ mS/V}$$

Celle-ci dépend donc :

- des répartitions des tensions qui se traduit par les valeurs des coefficients .
- de la non-linéarité de la capacité avec la tension de polarisation

Ainsi pour le transistor T1, nous avons :

$$\frac{\partial C_{GS}}{\partial V_{DS}} = 0.09 \text{ pF/V}$$

$$\frac{\partial C_{DS}}{\partial V_{DS}} = 0.06 \text{ pF/V}$$

$$\frac{\partial C_{GD}}{\partial V_{DS}} = 0.111 \text{ pF/V}$$

De plus, sous les conditions de charges et de tensions appliquées au mélangeur, les tensions aux bornes de ces capacités sont dans des rapports tels que :

$$|V_{C_{DS}}| = 1.02 |V_{C_{GS}}| \text{ et } |V_{C_{DS}}| = 0.57 |V_{C_{GD}}| \text{ pour } f = f_{OL}$$

$$|V_{C_{DS}}| = 0.38 |V_{C_{GS}}| \text{ et } |V_{C_{DS}}| = 0.3 |V_{C_{GD}}| \text{ pour } f = f_{RF}$$

Avec :

$$|V_{C_{DS}}| = 0.12 \text{ V à } f = f_{OL}$$

Ce qui se traduit par une variation en admittance de :

- 3×10^{-3} mS pour C_{DS}
- 0,11 mS pour C_{GS}
- 0,1 mS pour C_{GD}

L'écart entre les tensions aux bornes de C_{GS} et C_{GD} explique celui entre leur variation. Ceci se traduit par un écart de 10 dB entre les gains de conversion obtenus lorsque seule une de ces capacités est non linéaire. De plus, la valeur moyenne de la conductance de sortie de ce transistor a une faible valeur (50Ω) au point de polarisation choisi.

Ceci a pour conséquence de shunter l'impédance présentée par le transistor T2 en parallèle. Celle-ci est égale à : $273 + j42 \Omega$ à 1GHZ.

Ainsi, lorsque la variation de l'élément est faible comme dans le cas de la capacité C_{DS} , le courant en sortie est d'autant plus diminué. Il en va de même pour le gain de conversion.

Ce qui explique la valeur du gain de conversion obtenu lorsque C_{DS} varie seule.

De même, pour le transistor T2, on observe :

$$\frac{\partial C_{GS}}{\partial V_{GS}} = 0.1 \text{ pF/V}$$

Les tensions aux bornes de cette capacité dans les conditions de charge et de polarisation du mélangeur sont données par :

$$V_{cgs} = 0,3 \text{ V pour } f = f_{OL}$$

$$V_{cgs} = 0,03 \text{ V pour } f = f_{RF}$$

L'admittance de la capacité C_{GS} varie alors de : 7×10^{-2} mS. Ce qui explique l'écart obtenu entre les gains de conversion notamment entre celui obtenu pour g_m seule et celui obtenu pour C_{GS} seule, la tension d'OL à leurs bornes étant la même dans les deux cas.

Conclusion : la différence de contribution observée entre les éléments du schéma équivalent s'explique par une différence de non-linéarité entre ces éléments et de tensions aux fréquences OL et RF appliquées à leurs bornes.

2. Influences conjuguées de deux éléments non-linéaires

Nous avons vu que le courant en sortie à la fréquence intermédiaire était la somme de tous les courants dûs à chaque élément non-linéaire. On s'aperçoit, particulièrement que pour les conditions d'impédances fixées auparavant, la conductance de sortie du transistor T_1 fait chuter le gain de conversion dû à la transconductance du transistor T_2 de 1,8 dB. En effet, le courant en sortie lorsque seuls ces deux éléments sont non-linéaires est donné par :

$$I_S(\omega_1, \omega_2) = |I_1| e^{j\varphi_1} + |I_2| e^{j\varphi_2}$$

D'où :

$$|I_S|^2 = |I_1|^2 + |I_2|^2 + 2|I_1||I_2| \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$$

I_1 correspond au courant de sortie obtenu lorsque seule g_{DT_1} est non-linéaire.

I_2 est celui obtenu lorsque g_{mT_2} est non-linéaire.

Le gain de conversion qui est directement proportionnel à $|I_S|^2$ varie de la même façon avec le module de I_2 et I_1 .

Sous les conditions de polarisation, de charge et de tensions appliquées au mélangeur, nous avons :

$$\begin{aligned} |I_1| &= 0,093 \text{ mA et } \varphi_1 = -31^\circ & G_{C1} &= 4,35 \text{ dB} \\ |I_2| &= 0,114 \text{ mA et } \varphi_2 = 195^\circ & G_{C2} &= 6,14 \text{ dB} \end{aligned}$$

Le gain de conversion associé à ces deux éléments est alors de : $G_C = 3,36 \text{ dB}$

Toutefois, ces non-linéarités ne s'opposent pas toujours. Ainsi pour une impédance RF différente mise sur la porte OL, le terme $\cos(\varphi_1 - \varphi_2)$ peut être positif :

- Exemple :

$$\text{Pour : } Z_2(12 \text{ GHz}) = 15 + j20 \Omega \quad Z_1(12 \text{ GHz}) = 17,2 + j60 \Omega$$

On a :

Le courant de sortie donné par la non linéarité de g_{DT_1} est de :

$$|I_1| = 0,04 \text{ mA} \quad \text{et } \varphi_1 = -88^\circ$$

Le gain de conversion associé est de : $G_C = -0,66 \text{ dB}$.

Le courant de sortie donné par la non-linéarité de g_{mT_2} est de :

$$|I_2| = 0,026 \text{ mA} \quad \text{et } \varphi_2 = 246^\circ$$

Le gain de conversion associé est de : $G_c = -4,63$ dB

On a alors : $\cos(\varphi_1 - \varphi_2) = 0,9$

Le gain de conversion global est alors de : $G_c = 3,39$ dB

On remarque que le gain de conversion global est le même dans les deux cas envisagés d'impédance RF, mais que la contribution de chacun de ces éléments est différente. En pratique, les impédances d'une même porte aux fréquences f_{OL} et f_{RF} sont très voisines. Aussi, nous sommes plutôt dans le premier cas où la partie réactive de l'impédance RF de la porte OL est forte.

Dans ce cas, pour augmenter le gain de conversion, il faut que les non-linéarités de g_{mT2} et de g_{DT1} soient choisies en conséquence. Or, nous avons vu que la non-linéarité d'une conductance ou d'une transconductance était donnée par :

$$y^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = G_1 [\alpha(-\omega_2) + \alpha(\omega_1)] \text{ ms}/V \quad (25)'$$

La variation de ces dernières est alors égale à :

$$y^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) V(-\omega_2) \text{ ms}$$

$V(-P2)$ est la tension de commande de la transconductance ou celle aux bornes de la conductance, à la fréquence OL. Pour modifier la non-linéarité d'un des éléments, le choix du point de polarisation du mélangeur est prédominant.

En effet, d'après l'équation (25)', nous nous apercevons qu'une modification de celui-ci se traduirait par :

- une variation des non-linéarités des éléments par rapport à la polarisation correspondante. Ce qui signifie que G_1 varie
- une variation des conditions d'impédances aux portes OL et RF ou ce qui revient au même une modification des coefficients de répartition et des tensions aux bornes des éléments à ces fréquences.

Il faut choisir ce point de polarisation de façon à respecter deux conditions :

- les non-linéarités de g_{mT2} et g_{DT1} ne doivent particulièrement pas s'opposer. Ce qui augmente le gain de conversion.
- l'impédance d'entrée du mélangeur vue de la porte 2 a une partie réelle positive. Ce qui facilite l'adaptation.

Pour une non-linéarité de g_{DT1} fixée, le module du courant de sortie était une fonction parabolique de celui de I_2 , donné par la non-linéarité de g_{mT2} seule. Deux possibilités d'offrent alors pour augmenter le gain de conversion :

- on linéarise le plus possible la transconductance du transistor T2
- on augmente au contraire la non-linéarité de celle-ci.

On en conclut que, pour augmenter le gain de conversion, tout en restant dans la zone des caractéristiques statiques du mélangeur étudiée dans cette thèse, il faut linéariser au maximum le deuxième transistor.

Pour cela, on peut augmenter le courant moyen de ce mélangeur ou modifier son profil de dopage. Mais, dans le premier cas, on s'éloigne de la zone de stabilité du mélangeur. Ce qui nous oblige à nous désadapter.

Ceci peut être fait de deux manières :

- on modifie le point de polarisation du mélangeur sans changer la technologie du composant. Pour linéariser au maximum la transconductance du transistor T2, il suffit d'augmenter le courant moyen. Mais nous avons vu que dans ces cas là, on se rapproche de la zone d'instabilité du mélangeur et la deuxième condition n'est pas respectée.

En revanche, pour augmenter la non-linéarité de cette transductance, il faudrait se placer dans la deuxième région de fonctionnement non-linéaire et à faible bruit du double-grille. On sort alors du cadre de cette thèse puisque cela revient à refaire une étude complète.

- on modifie la technologie du composant de façon à linéariser le plus possible sa transconductance ou au contraire, accentuer cette non-linéarité.

Ainsi, nous modifierons simultanément la transconductance des transistors T1 et T2. Or, nous avons vu, que la contribution de celle du transistor T1 était positive au calcul du gain de conversion. Il s'ensuit qu'il serait plus intéressant d'augmenter la non-linéarité de la transconductance du composant. Pour cela, une solution possible est de modifier le profil de dopage. Ce qui modifie la non-linéarité de la transconductance sans trop affecter les autres éléments. Comme la résistance de drain du composant. Mais comme il a été dit plus haut, ceci revient à se mettre dans un autre cas de figure de non-linéarité du mélangeur double-grille. On sort alors du cadre de notre étude.

11.3.2.E. CONCLUSION

Nous avons atteint le principal objectif fixé à savoir la détermination de l'environnement dans lequel doit être placé un mélangeur TCC double-grille pour optimiser son gain de conversion.

Celui-ci a été calculé pour une adaptation aux différentes portes, aux fréquences correspondantes. Aussi, pour faciliter celle-ci, nous avons polarisé le mélangeur à un point de fonctionnement tel que les impédances des portes aient une partie réelle positive :

$$I_D = 2 \text{ mA} \quad V_{G1S} = - 2,35 \text{ V} \quad V_{G2S} = - 2,9 \text{ V} \quad V_{DS} = 3,7 \text{ V}$$

Pour des raisons de stabilité et de bon gain de conversion du mélangeur, nous avons choisi la combinaison d'impédances suivantes aux différentes portes :

f(GHZ)	$Z_1 \Omega$	$Z_2 \Omega$	$Z_3 \Omega$
11(OL)	$9.5 + j58$	$13 + j158$	0
12(RF)	$10 + j55$	$15 + j135$	0
1(FI)	0	0	$1094 + j742$

La tension U_L appliquée est de $0,1V_{\text{crête}}$.

Le gain de conversion obtenu dans ces conditions est de 2,8 dB. Ce résultat est comparable à celui obtenu lors de la réalisation de la tête de réception de TV à 12 GHz. [30]

Des analyses faites à l'aide du programme, nous pouvons déduire les principales modifications physiques ou électriques à apporter à ce mélangeur pour améliorer ses performances. Pour cela, nous avons vu que, dans la zone de travail utilisée pour cette modélisation, le mélange se fait essentiellement à l'aide des non-linéarités des conductances de sortie et des transconductances des transistors T_1 et T_2 . Toutefois, dans des conditions d'impédances fixées, les non-linéarités de la conductance de sortie g_{DT_1} et la transconductance g_{mT_2} s'opposent.

Aussi, pour augmenter le gain de conversion, nous avons tout intérêt à linéariser au maximum le deuxième transistor tout en respectant la stabilité du mélangeur. Ceci peut se faire de deux manières :

- augmenter le courant moyen,
- agir technologiquement sur le composant en changeant son profil de dopage. Ce qui permet de diminuer la non-linéarité de la transconductance du composant en affectant peu les autres éléments.

Toutefois, une autre possibilité pour améliorer ce gain de conversion est d'augmenter les non-linéarités de ce transistor T_2 . Ceci revient à se placer dans la zone des caractéristiques du mélangeur opposée à celle utilisée au cours de cette étude. On sort alors du cadre de cette thèse.

Une conclusion supplémentaire de cette étude est que nous pouvons considérer que le schéma équivalent obtenu à partir des mesures S_{ij} à petit signal traduit relativement bien le fonctionnement du mélangeur.

En effet, les variations des éléments de ce schéma en fonction du point de polarisation déduites de ces mesures, correspondent au modèle physique utilisé pour le composant à l'exception de quelques unes. Mais ces dernières ne contribuent pas de façon notable à l'obtention de ce gain.

Il serait intéressant dans une étude ultérieure de réaliser les modifications électriques ou physiques précisées précédemment de façon à vérifier pratiquement les améliorations estimées par simulation.

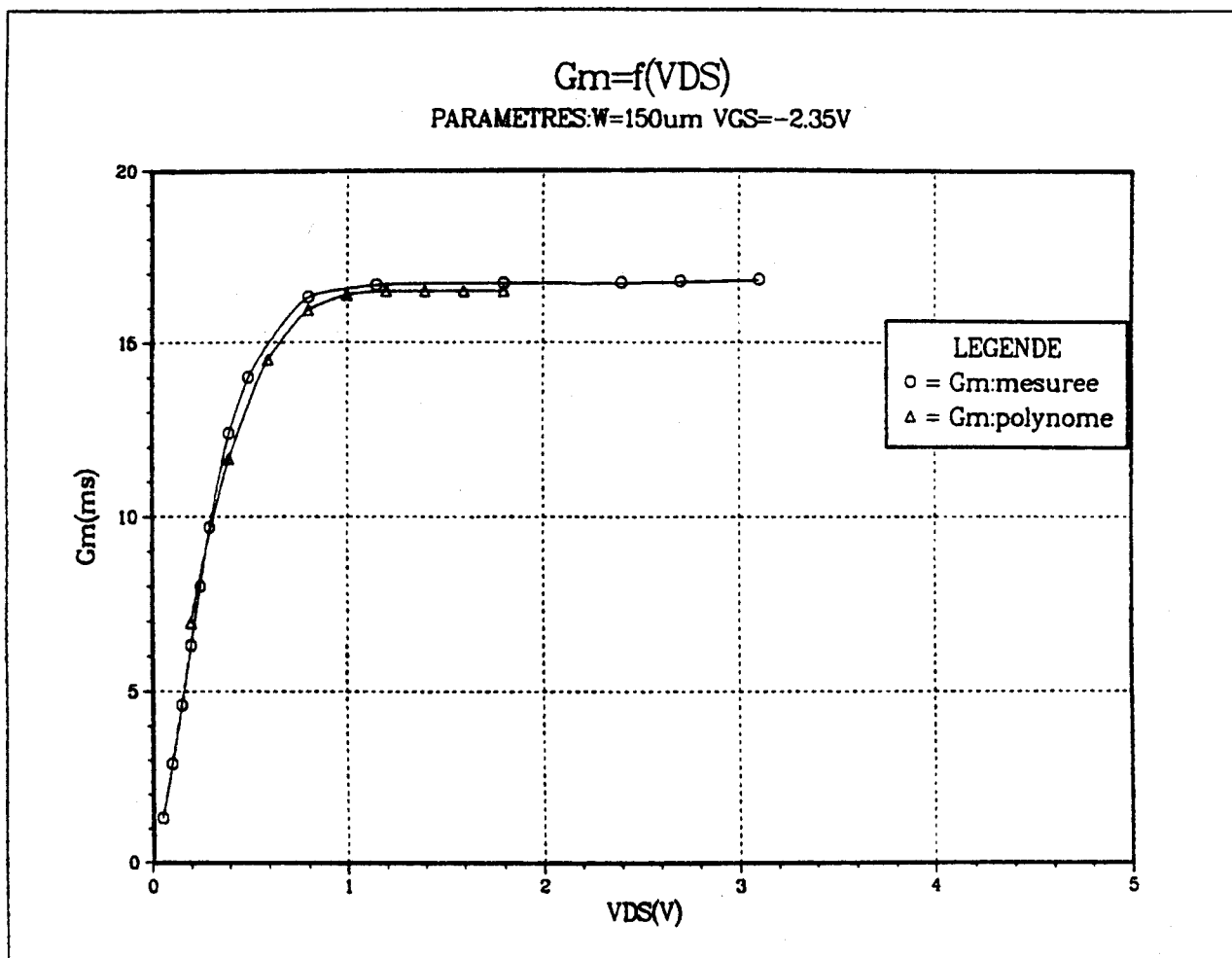


Figure 1

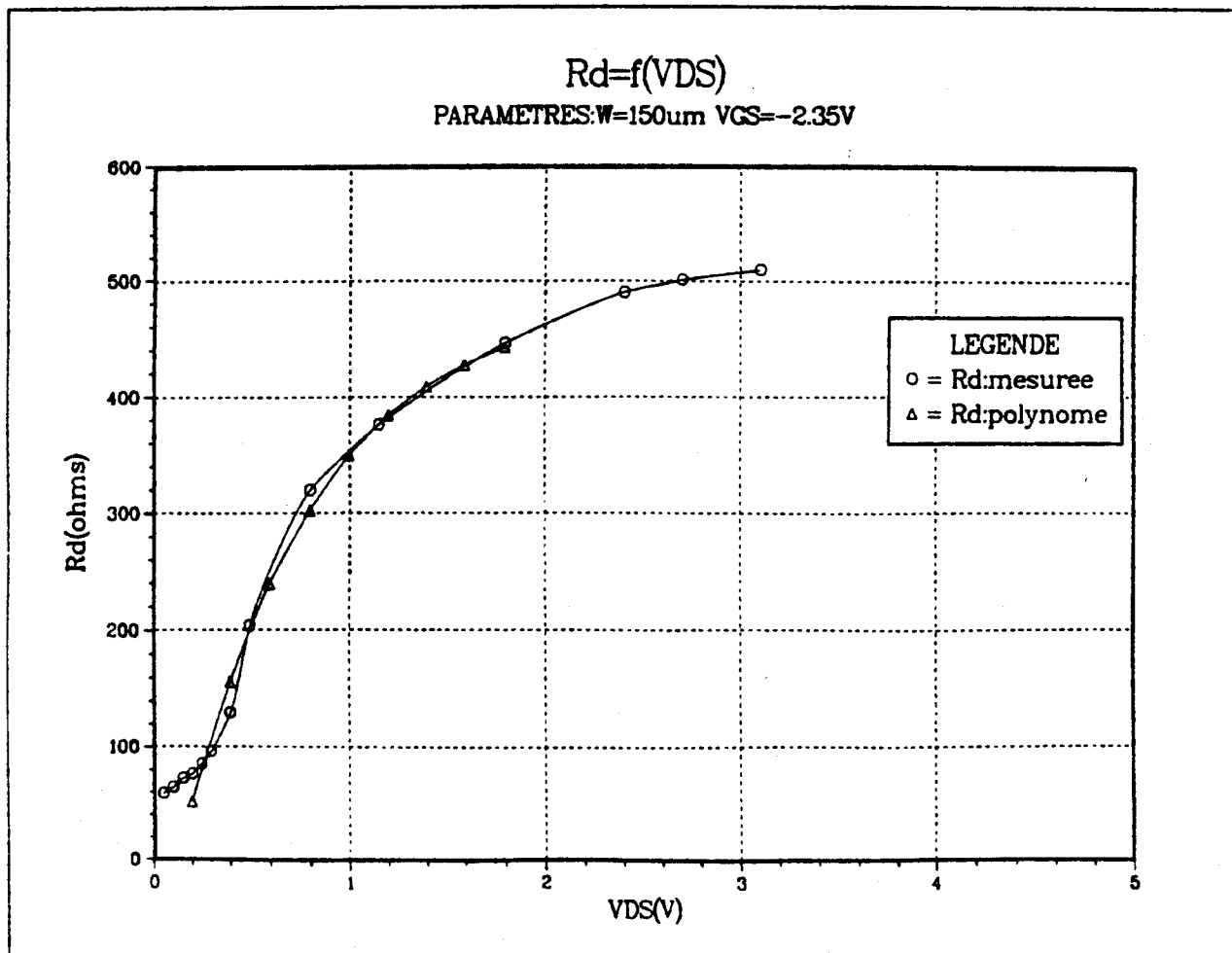


Figure 2

$$C_{gd} = f(V_{DS})$$

PARAMETRES: W=150um VGS=-2.35V

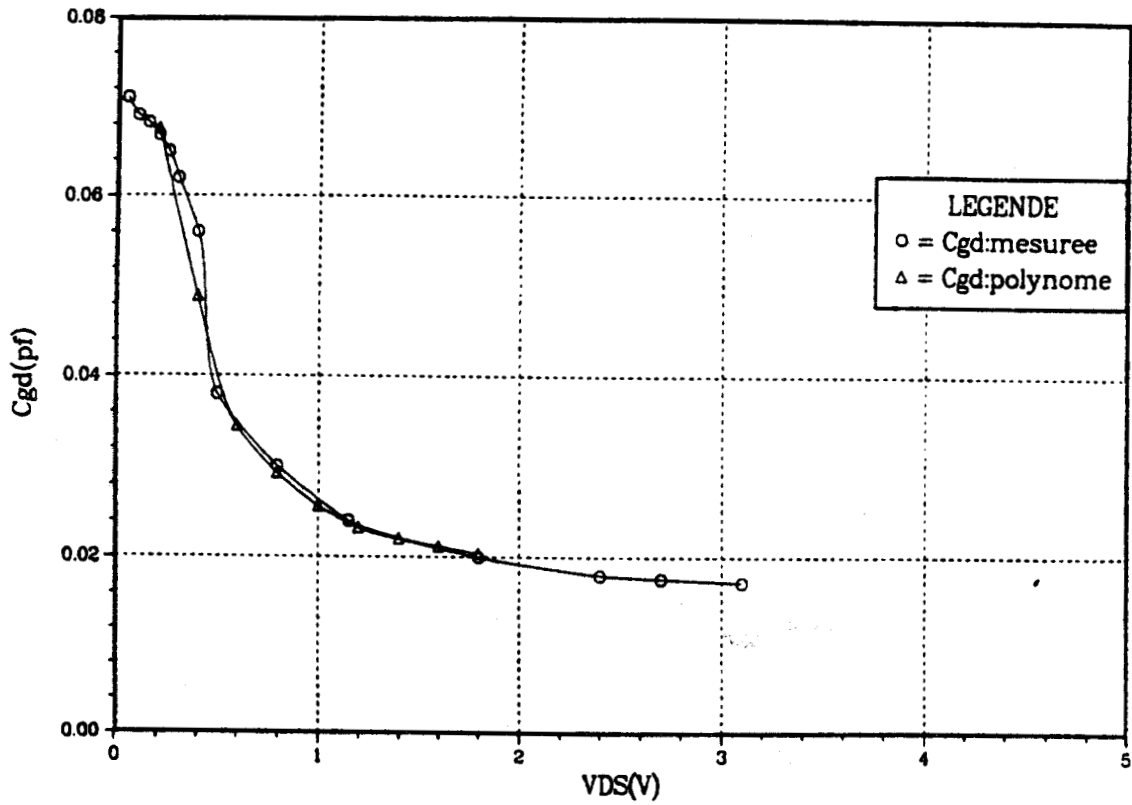


Figure 3

$$C_{gs} = f(V_{DS})$$

PARAMETRES: W=150um VGS=-2.35V

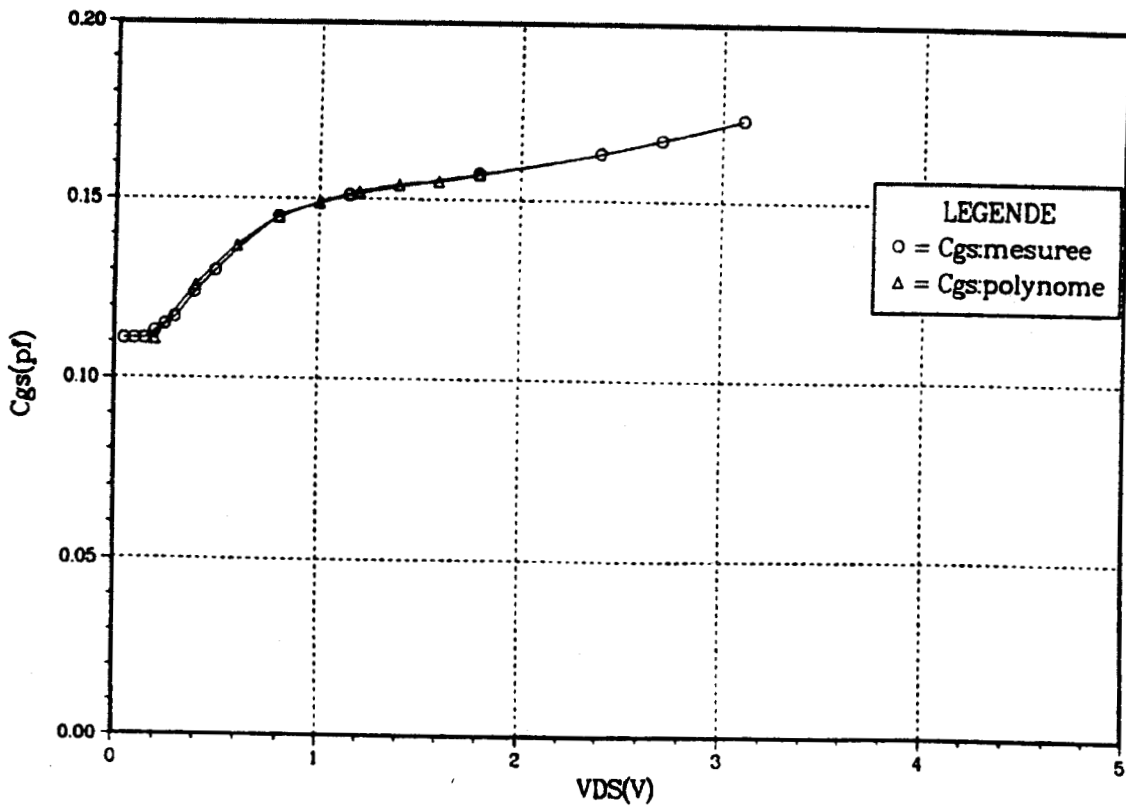


Figure 4

$C_{ds}=f(V_{DS})$ et $C_{dc}=f(V_{DS})$
PARAMETRES:W=150um VGS=-2.35V

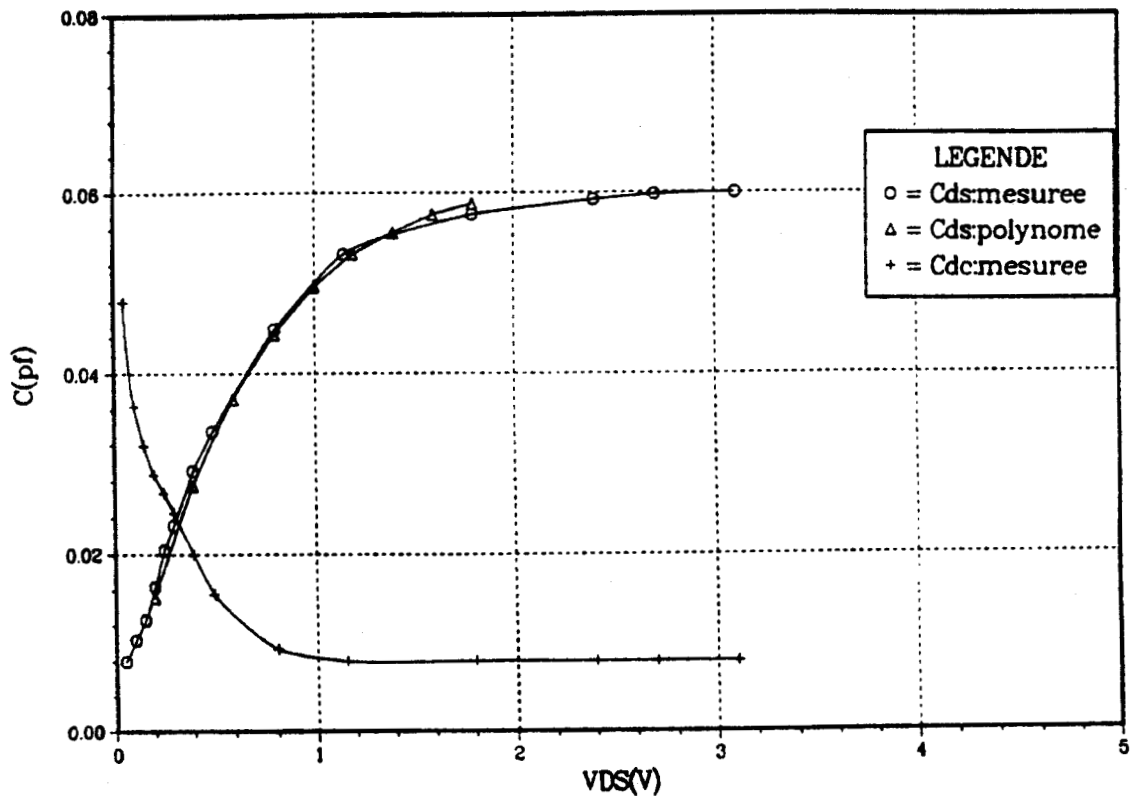


Figure 5

$R_{gs}=f(V_{DS})$
PARAMETRES:W=150um VGS=-2.35V

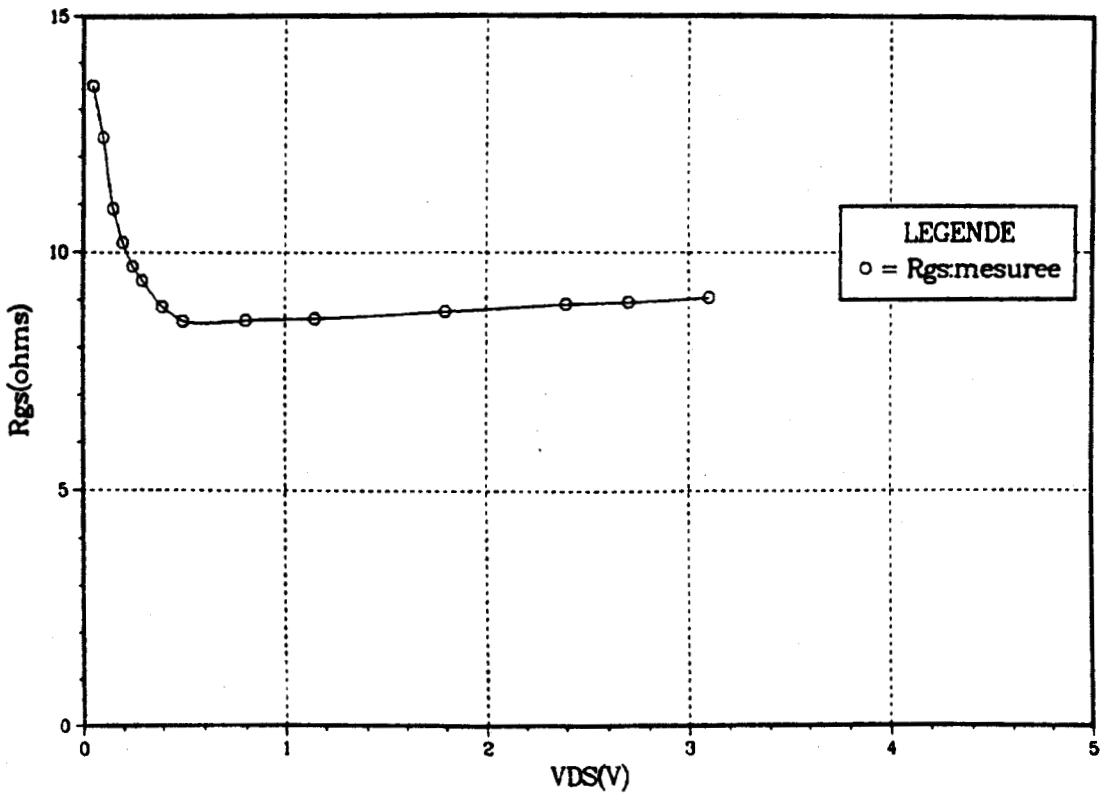


Figure 6

$$G_m = f(V_{GS})$$

PARAMETRES: W=150um VDS=3V

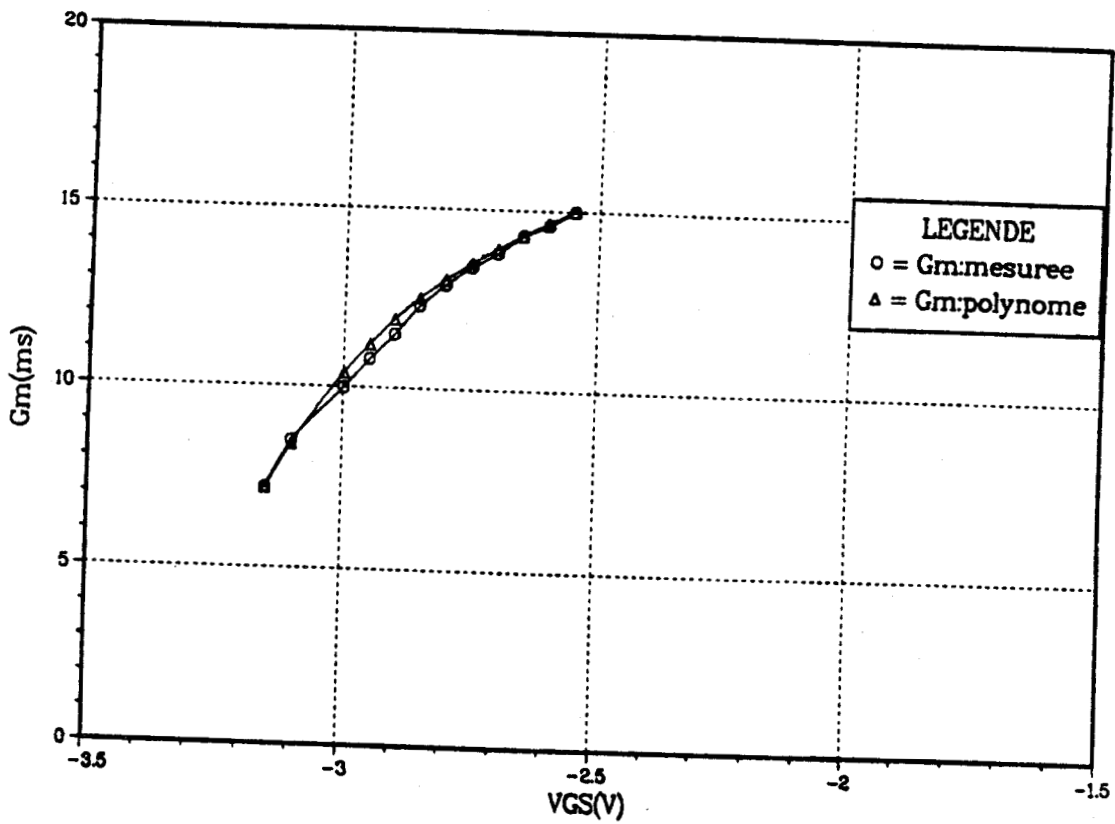


Figure 7

$$R_d = f(V_{GS})$$

PARAMETRES: W=150um VDS=3V

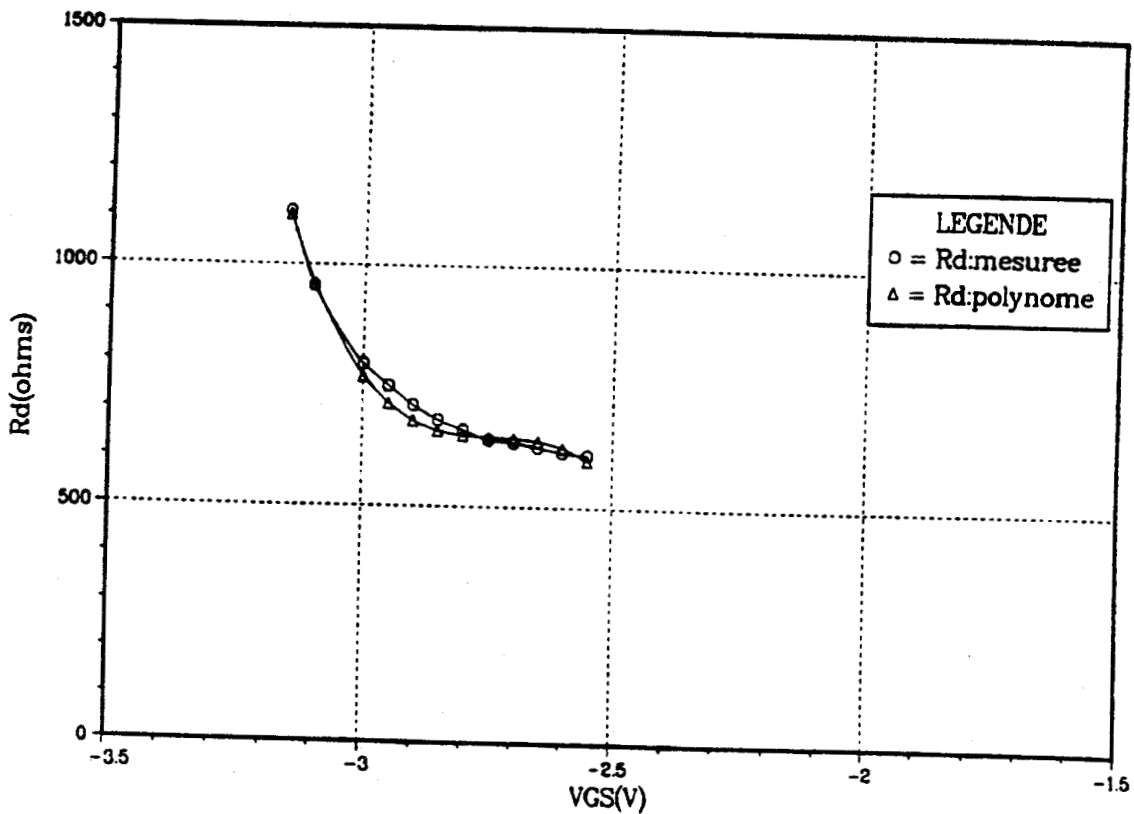


Figure 8

$C_{gs}=f(V_{GS})$ et $C_{gd}=f(V_{GS})$

PARAMETRES: $W=150\mu m$ $V_{DS}=3V$

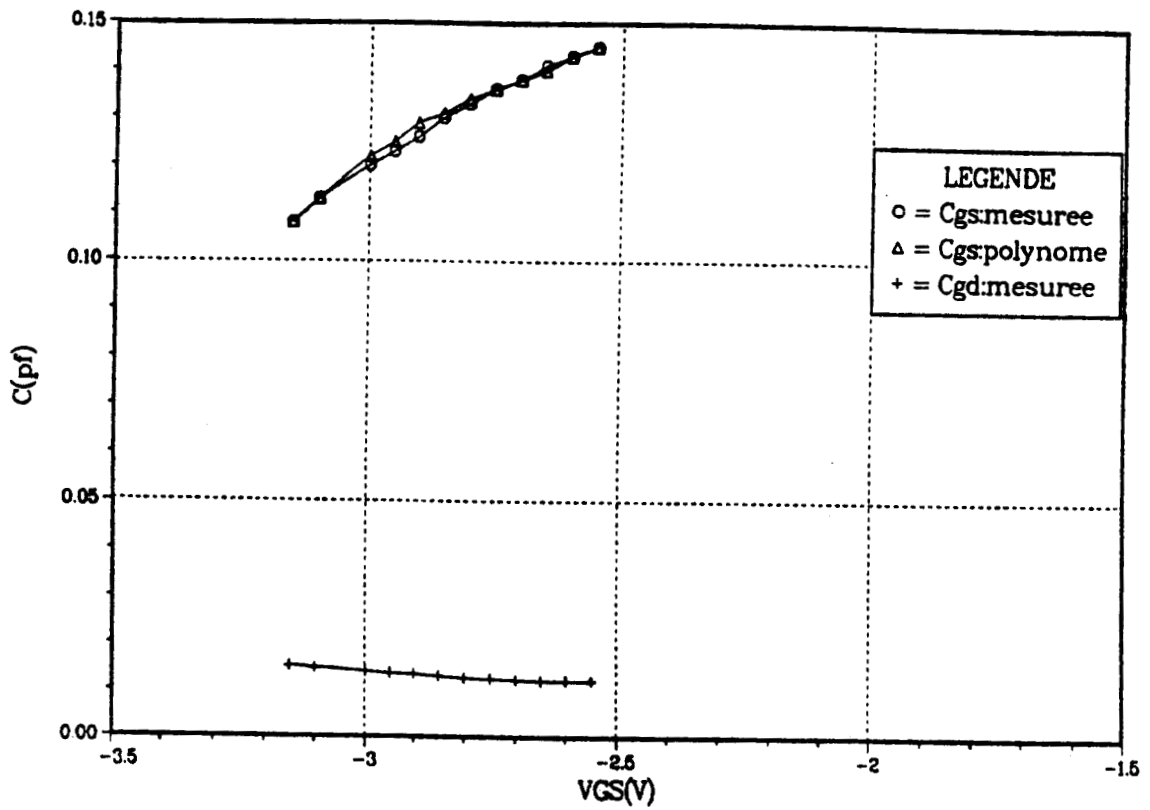


Figure 9

$$R_{gs} = f(V_{GS})$$

PARAMETRES: W=150um VDS=3V

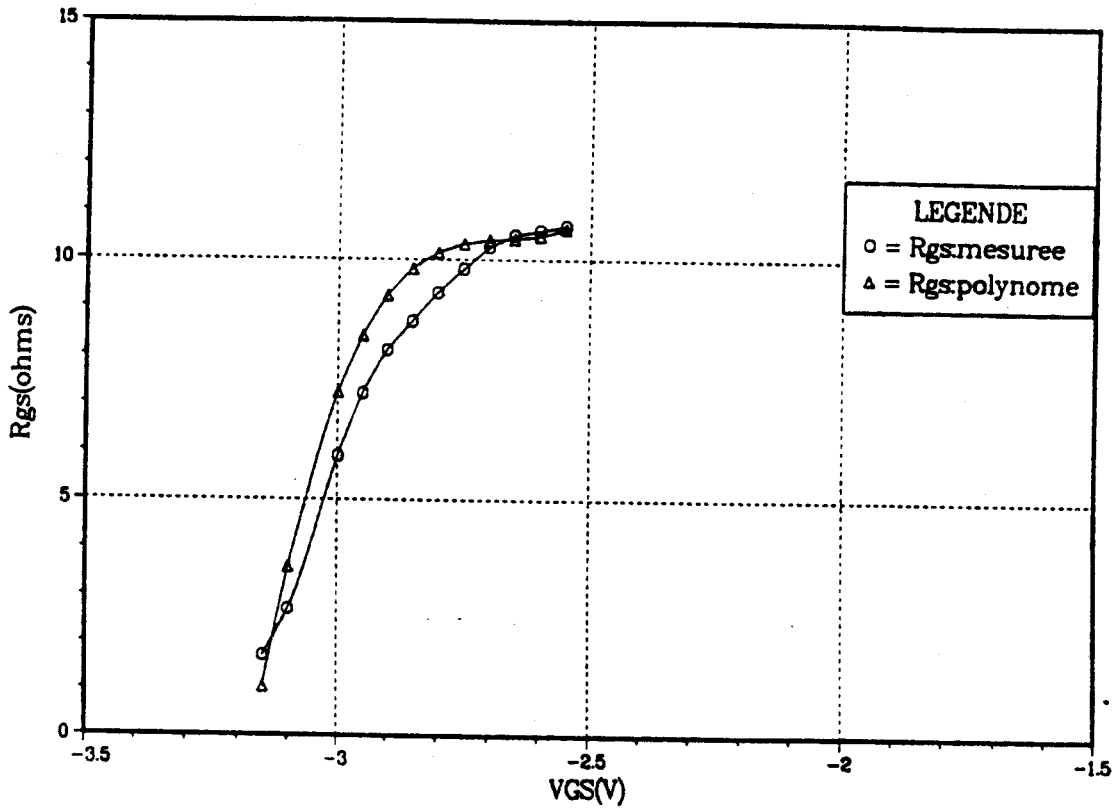


Figure 10

$$C_{ds} = f(V_{GS}) \text{ et } C_{dc} = f(V_{GS})$$

PARAMETRES: W=150um VDS=3V

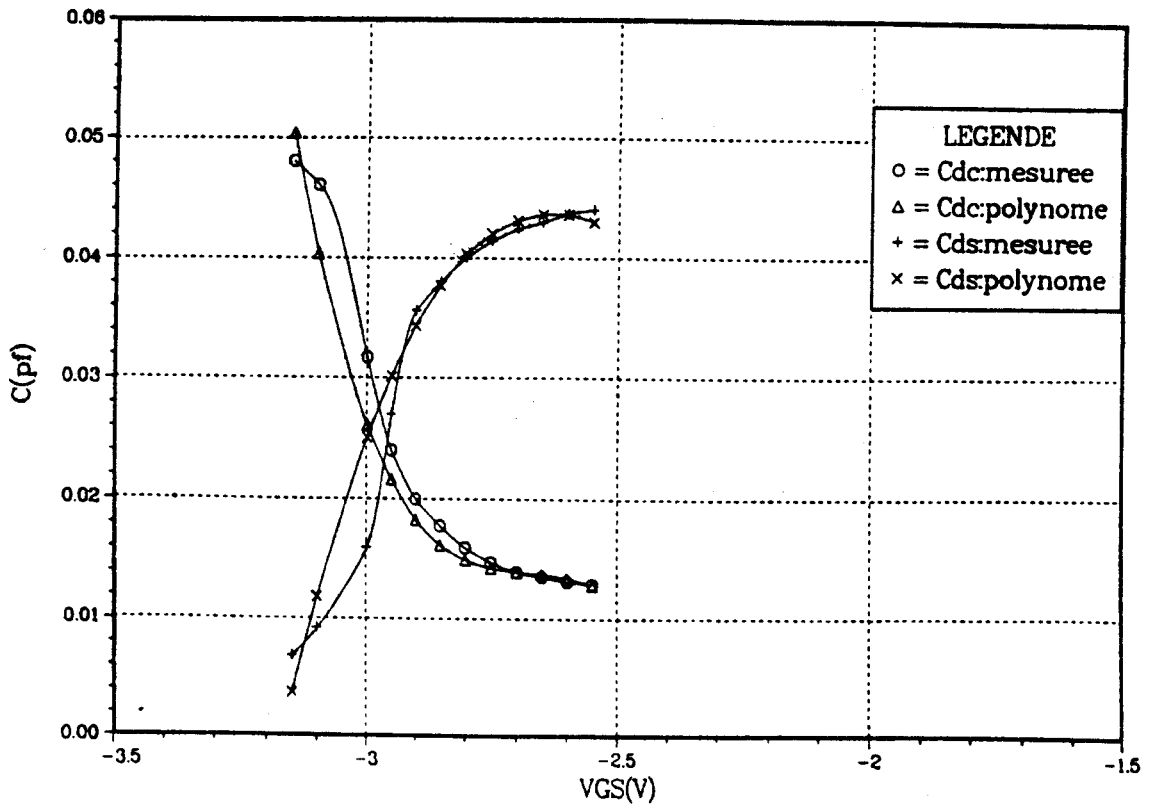
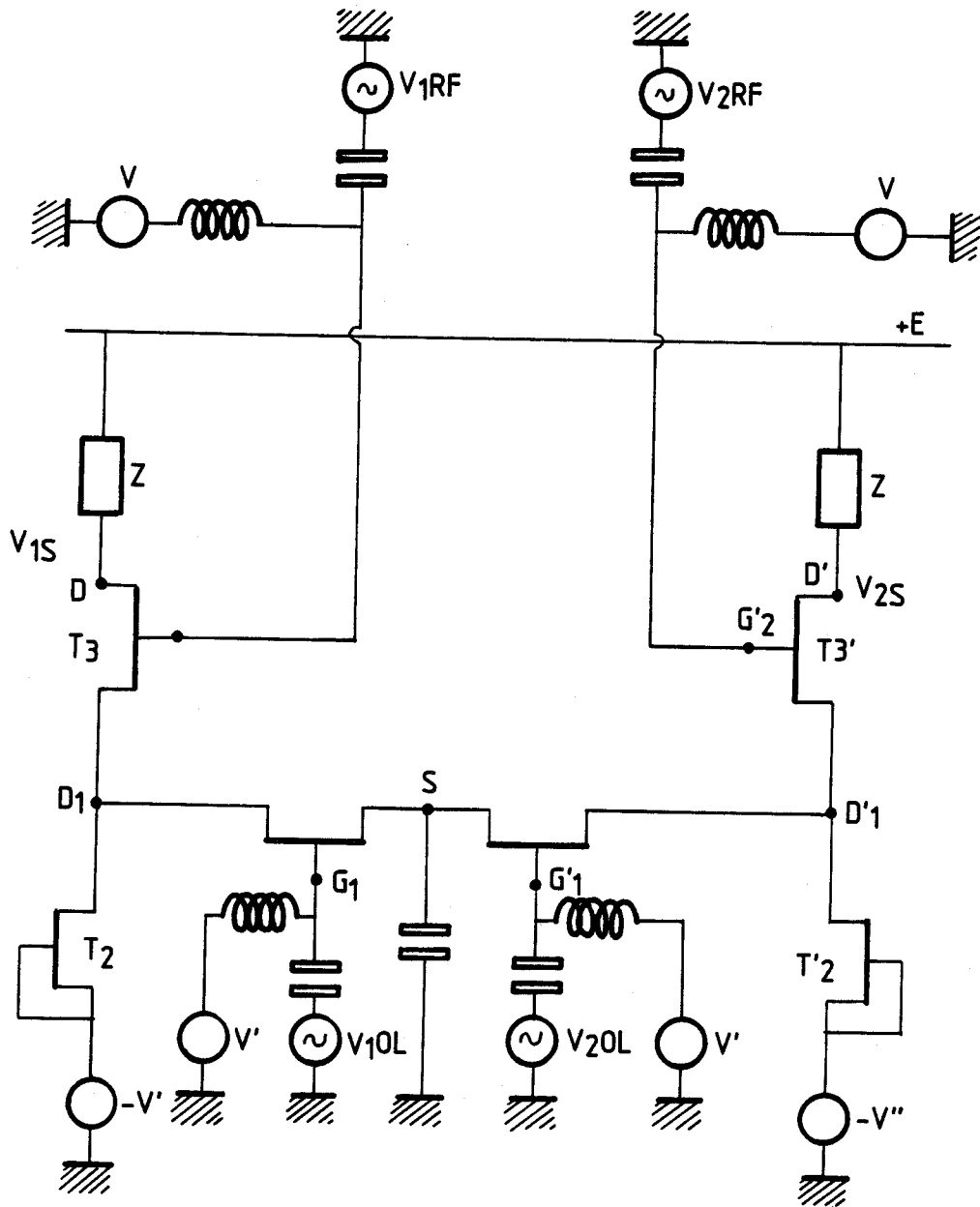


Figure 11

II.4. ETUDE DU MELANGEUR EQUILIBRE

II.4.1. MODELISATION DU MELANGEUR

II.4.1.A. PRESENTATION



A l'aide d'une théorie simplifiée du fonctionnement de ce mélangeur, nous allons expliquer son intérêt ainsi que le choix fait sur son mode d'attaque.

A. ETUDE DES DIFFERENTS MODES D'ATTAQUE

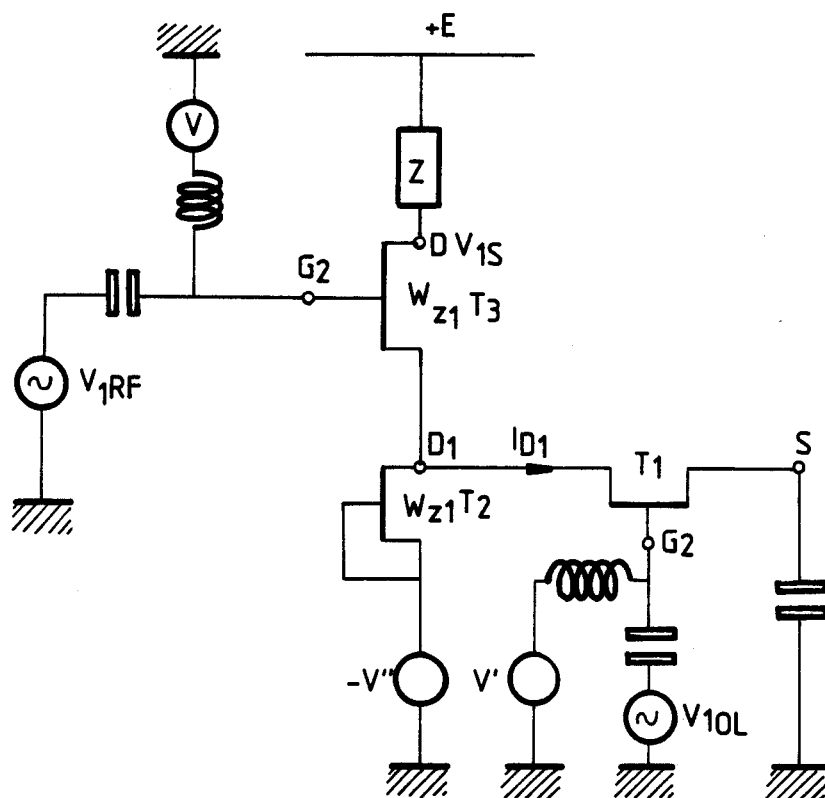
- V_{1RF} , V_{2RF} sont en phase ainsi que V_{10L} , V_{20L} :

Dans ce cas, les potentiels de drain V_{D1} et V'_{D1} des transistors T_1 et T'_1 sont égaux et en phase.

Le courant qui passe dans cette branche $V_{D1}D'_{1}$ est alors nul et le mélange n'est pas possible.

- V_{1RF} et V_{2RF} sont en opposition de phase ou V_{10L} et V_{20L} sont en opposition de phase :

Dans l'un de ces cas, les potentiels V_{D1} et $V_{D'1}$ sont sensiblement égaux et opposés de même que les tensions V_{D1S} et $V_{D'1S}$. Le potentiel de source V_S est alors nul et l'on peut étudier le fonctionnement d'une seule branche pour comprendre celui de l'ensemble.



Un reconnaît un circuit similaire à un double grille dont l'entrée OL serait sur la grille 1 et l'entrée RF sur la grille 2

En continu, V_{D1} est égale à $V_{D'1}$ et le courant passant dans la branche $D_1D'_{1}$ est nul. Ainsi le transistor T_1 est polarisé à V_{D1S} nulle.

Nous allons donner un aperçu de la façon dont s'opère le mélange dans cette branche dans ces conditions.

Le courant de sortie i_{D1} du transistor T_1 est égale à :

$$i_{D1} = g_{mT_1} v_{G_1S} + g_{DT_1} v_{D_1S}$$

g_{mT_1} et g_{DT_1} sont la transconductance et la conductance de sortie du transistor T_1 calculées pour v_{D1S} nulle. Or nous savons que dans la région triode des caractéristiques statiques d'un transistor g_m et g_D s'expriment en fonction de la polarisation par

$$g_m (V_{GS}, V_{DS}) = g_{m0} \left[\left(\frac{V_D - V_G}{V_p} \right)^{\frac{1}{2}} - \left(\frac{V_S - V_G}{V_p} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad [22]$$

$$g_D (V_{GS}) = g_{D0} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]^{\frac{1}{2}} \quad [23]$$

Le transistor T_1 étant polarisé à v_{D1S} nulle sa transconductance g_{mT_1} a une valeur moyenne nulle. Le gain en tension de ce transistor est alors dû principalement aux effets capacitifs. Il est donc très faible à ces fréquences. Il s'ensuit que la variation de v_{D1S} autour de son point moyen est faible et l'on peut négliger en première approximation la variation de la conductance de sortie g_{DT_1} avec v_{D1S} .

De plus, la dérivée de g_{mT_1} par rapport à v_{G1S} prise à v_{D1S} nulle, est nulle.

On a alors :

$$i_{D1} = \left[\left(g_{mT_1}^{(2)} + g_{DT_1}^{(1)} \right) v_{G_1S} + g_{DT_1}^{(0)} \right] v_{D_1S} \quad (26)$$

avec :

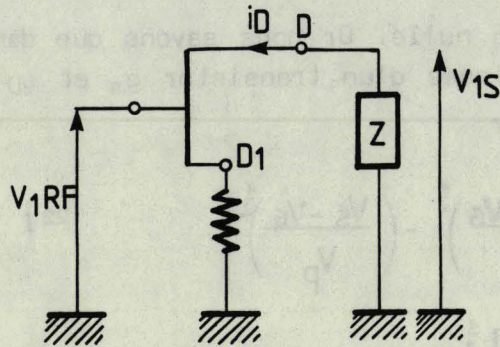
$$g_{mT_1}^{(2)} = \left. \frac{\partial g_m}{\partial v_{D_1S}} \right|_{(v_{D_1S}=0, v_{G_1S_0})}$$

$$g_{DT_1}^{(1)} = \left. \frac{\partial g_D}{\partial v_{G_1S}} \right|_{(v_{D_1S}=0, v_{G_1S_0})}$$

Ce qui se résume à :

$$i_{D1} = g'_{DT_1} v_{D1S}$$

Ainsi le transistor T_1 est équivalent à une résistance variable au rythme de l'OL. Pour le mélange, tout se passe de façon simplifiée, comme si le transistor T_3 avait un gain en tension à la fréquence RF variable au rythme de l'OL.



La tension de sortie est égale à :

$$V_{1S} = - \frac{Y_{21}}{Y + Y_{22}} V_{1RF} \quad (27)$$

avec :

$$Y_{21} = \frac{g_{mT3} g_S}{g_S + (g_{mT3} + g_{DT3})} \quad Y_{22} = \frac{g_{DT3} g_S}{g_S + g_{mT3} + g_{DT3}}$$

d'où :

$$V_{1S} = - \frac{g_{mT3} g_S}{g_{DT3} g_S + Y (g_S + g_{mT3} + g_{DT3})} V_{1RF}$$

Ce qui peut s'exprimer par :

$$V_{1S} = A^0_V V_{1RF} + A^1_V V_{1OL} V_{1RF} \quad (28)$$

Le premier terme correspond à l'amplification du signal RF.

$$A^0_V = - \frac{g_{mT3} g_S^0}{g_{DT3} g_S^0 + Y (g_S^0 + g_{mT3} + g_{DT3})}$$

Le deuxième terme nous permet de calculer la tension à la fréquence intermédiaire. Si l'on prend .

$$V_{1OL}(t) = V_{1OL} \cos t$$

$$V_{1RF}(t) = V_{1RF} \cos(\omega_{RF} t)$$

$$\text{on obtient } V_{IF}(t) = \frac{1}{2} A_V^{(1)} V_{1OL} V_{1RF} \cos(\omega_{OL} - \omega_{RF}) t$$

$$A^1_V = \frac{\partial A_V}{\partial V_{OL}} = - \frac{g_{mT3} g_S^{(1)} Y (g_{mT3} + g_{DT3})}{[g_{DT3} g_S^{(0)} + Y (g_S^0 + g_{mT3} + g_{DT3})]^2} \quad (29)$$

avec :

$$g_S^0 = g_{DT1} + g_{DT2} \quad g_S^{(1)} = \frac{\partial g_{DT1}}{\partial V_{GAS}}$$

Ces coefficients sont calculés pour le point de fonctionnement choisi pour chaque transistor.

De même la tension de sortie de la 2ème branche est égale à :

$$V_{2S} = A^0_V V_{2RF} + A^1_V V_{2OL} V_{2RF}$$

Trois cas peuvent se présenter :

$$* V_{1RF} = V_{2RF} = V_{RF} \text{ et } V_{1OL} = V_{2OL} = V_{OL}$$

La différence des tensions de sortie des 2 branches nous donne :

$$V_{1S} - V_{2S} = 2[A^0_V V_{RF} + A^1_V V_{OL} V_{RF}]$$

$$* V_{1RF} = V_{2RF} = V_{RF} \text{ et } V_{1OL} = -V_{2OL} = V_{OL}$$

On a alors :

$$V_{1S} - V_{2S} = 2 A^1_V V_{OL} V_{RF}$$

$$* V_{1RF} = -V_{2RF} = V_{RF} \text{ et } V_{1OL} = -V_{2OL} = V_{OL}$$

Dans ce cas : $V_{1S} - V_{2S} = 0$

mais $V_{1S} + V_{2S} = 2 A^1_V V_{OL} V_{RF}$

Nous voyons que lorsque les tensions OL appliquées sur les deux branches sont en opposition de phase, les tensions aux fréquences OL et RF s'annulent systématiquement en sortie.

On s'affranchit ainsi des problèmes de filtrage à ces fréquences. Seuls les termes à la fréquence intermédiaire et à la fréquence $RF + OL = 2RF$ subsistent.

Mais ce dernier est facile à filtrer. Ces explications justifient l'intérêt de ce mélangeur équilibré par rapport à un double grille.

Nous avons vu que ce résultat est obtenu dans deux cas :

. Les signaux RF des deux branches sont aussi déphasés de 180° . La sortie se fait en court-circuitant les deux drains D et D' des transistors T₃ et T'₃ de façon à faire circuler dans la même charge la somme des courants de chacune des branches.

. Les signaux RF sont en phase. La sortie se fait en différentiel à l'aide d'un transformateur à point milieu.

Mais, en pratique, la première solution revient à réaliser un amplificateur déphaseur faible bruit. Ce qui complique le circuit.

Conclusion : Nous ne conserverons qu'un seul mode d'attaque

- tensions RF des deux branches en phase
- tensions OL de ces branches en opposition de phase

Remarque : La capacité mise entre le point source S des transistors T₁ et T'₁ et la masse sert à évacuer d'éventuelles tensions parasites dues à une dissymétrie du mélangeur.

Le courant qui passe dans cette branche est la somme des courants dans chaque branche calculés précédemment /

$$\begin{aligned} i_1 = -YV_{S1} &= -Y \left[A_{0V}^U V_{RF} + A_{1V}^1 V_{RF} V_{OL} \right] \\ i_2 = -YV_{S2} &= -Y \left[A_{0V}^U V_{RF} - A_{1V}^1 V_{RF} V_{OL} \right] \end{aligned} \quad \begin{array}{l} Y : \text{admittance de} \\ \text{charge d'une} \\ \text{branche} \end{array}$$

d'où :

$$i = i_1 + i_2 = -2 Y A_{0V}^U V_{RF}$$

Il n'apparaît pas de terme à la fréquence intermédiaire aux bornes de cette capacité. Elle est dimensionnée uniquement pour court-circuiter les tensions aux fréquences RF. Sa taille est donc réduite.

B. TAILLE DES TRANSISTORS CONSTITUANT LE MELANGEUR

Les largeurs de ces transistors sont choisies pour que :

- . La consommation en courant soit minimale : 5 mA maximal par branche.
- . La largeur du transistor T₁ a été imposée pour réaliser un compromis entre le gain de conversion et l'impédance d'entrée de ce transistor qui est de l'ordre de $1/C_{gs} \omega$. En effet, cette impédance conditionne la taille du générateur OL réalisable ultérieurement sur la même puce.
- . La taille de T₂ est déterminée par le courant qu'il doit fournir.

soit ici : $I_{DSS2} = 5 \text{ mA}$.

- . Le transistor T_3 est polarisé pour avoir un faible bruit et diminuer l'intermodulation d'ordre 3. On prend alors $V_{GS} \simeq 2/3 V_p$. De plus sa taille doit être suffisante pour augmenter le gain de conversion. En effet, le calcul de la tension de sortie du mélangeur fait précédemment (équation 29) nous montre que celle-ci est proportionnelle à la transconductance de ce transistor. On prendra sa taille à peu près trois fois plus grande que celle du transistor T_2 de façon à avoir $I_D = 5 \text{ mA} = I_{DSS3}/3$.

Sachant que les transistors utilisés ont un courant I_{DSS} de 20 mA en moyenne pour une largeur de grille de 100 μm , on a choisi :

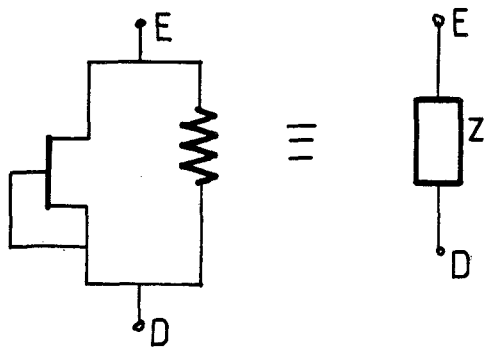
$$w_1 = 16 \text{ } \mu\text{m}$$

$$w_2 = 25 \text{ } \mu\text{m}$$

$$w_3 = 75 \text{ } \mu\text{m}$$

- . La charge Z en sortie FI est constituée obligatoirement de l'impédance d'entrée du filtre FI à ces fréquences. Celle-ci est imposée et est égale à une résistance fixe de 2 $k\Omega$ qui correspond à l'impédance d'entrée d'un ampli FI actuel.

Pour les tests en courant continu, on a prévu sur le circuit une résistance de 3 $k\Omega$ en parallèle avec un générateur de courant de façon à limiter la tension d'alimentation à quelques volts :



Le courant dans cette résistance est pris égal à 1 mA à peu près. Il s'ensuit que la largeur de ce transistor doit être telle que son courant de saturation I_{DSS4} soit égal à 4 mA.

Ce qui donne : $w_4 = 20 \text{ } \mu\text{m}$.

Remarque : Il est à noter que les dimensions des transistors citées ne sont pas optimisées, puisqu'elles ont été choisies avant que les simulations soient faites.

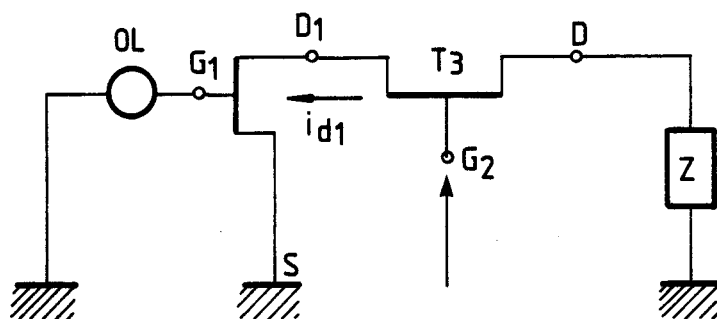
C. ETUDE DE L'ISOLATION ENTRE SES DIFFERENTES PORTES

Comme pour le mélangeur double-grille, nous allons nous intéresser à l'isolation entre les portes OL → RF (dans le sens OL vers RF), les portes UL → RF (dans le sens OL vers FI) et les portes RF → FI (dans le sens RF vers FI).

Ces isolations sont assurées principalement par le fonctionnement du mélangeur équilibré attaqué par des signaux OL déphasés de 180°. En effet :

. Isolation OL → RF :

Le courant qui apparaît sur la porte 2 (RF) est la somme des courants de chacune des branches. Un de ces courants est donné par le calcul suivant :



On prend Z nulle pour les fréquences OL et RF :

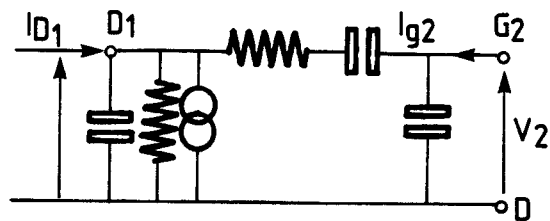
$$i_{d1} = g_{DT1} V_{D1S} + g_{mT1} V_{G1S}$$

avec : $V_{G1S} = V_{OL}$

et $V_{D1S} = -Z_e i_d$.

Z_e : impédance d'entrée du transistor $T_3 = (g_{mT3} + g_{DT3})^{-1}$

Le courant au point G_2 est celui de sortie du transistor T_3 monté en drain commun et attaqué au niveau de la source.



$$i_{D1} = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$i_{G2} = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$

Pour la fréquence OL la sortie V_2 est pratiquement nulle : $V_2 = 0$ (l'impédance interne du générateur RF mise sur cette porte est égale à 50) d'où :

$$i_{G2} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}} i_{D1}$$

soit :

$$i_{G2} = \frac{jC_{GS} \omega}{g_{DT3} + g_{MT3}} \frac{g_{mT1}}{1 + g_{DT1} Z_e} V_{01}$$

Le même le courant dû à la 2ème branche est :

$$i_{G'2} = - \frac{jC_{GS} \omega}{g_{DT3} + g_{MT3}} \frac{g_{mT1}}{1 + g_{DT1} Z_e} V_{01}$$

Leur somme est nulle :

$$i_G = i_{G'2} + i_{G2} = 0$$

Ainsi, il n'apparaît pas de terme à la fréquence OL sur la porte (2) (RF). L'isolation OL → RF est donc très bonne.

Une raison supplémentaire à ce que cette isolation soit bonne est apportée par la polarisation des transistors T₁ et T'₁. En effet, nous avons vu que le montage en équilibre du mélangeur étudié annulait la tension continue drain-source de ces transistors.

Leurs transconductances $g_{mT1} = g_{mT'1}$ sont alors nulles et les courants des branches calculés plus haut aussi.

L'isolation OL → RF d'une branche est donc ainsi assurée.

. Isolation RF → FI et OL → FI

Nous avons vu, lors du développement simplifié du courant de ce mélangeur fonctionnant en mode équilibré, que les signaux à la fréquence OL et RF étaient supprimés en sortie FI sans filtrage.

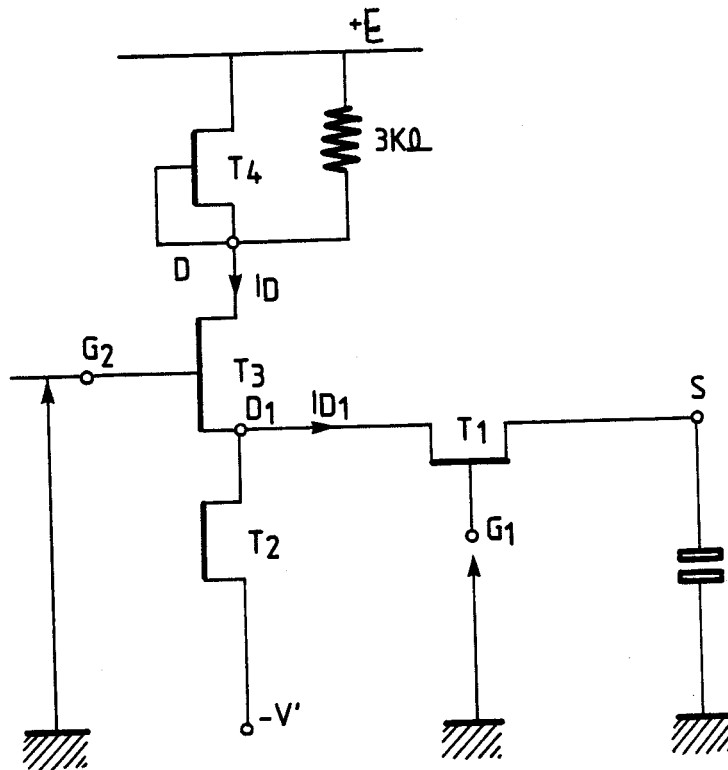
L'isolation entre ces différentes portes est donc très bonne.

Conclusion : Les courants aux fréquences OL et RF en sortie FI étant nuls ainsi que celui à la fréquence OL sur la porte 2 (RF), l'isolation entre les différentes portes est très bonne. Ceci justifie l'intérêt du mélangeur équilibré par rapport à celui en double-grille.

II.4.1.B. DETERMINATION DU POINT DE FONCTIONNEMENT DU MELANGEUR ET SIMULATION DE SON COMPORTEMENT SOUS FORT SIGNAL

Nous avons vu précédemment que l'étude de ce mélangeur attaqué par deux signaux UL déphasés de 180° revenait à celle d'une seule branche.

Ce qui donne la schéma suivant :



Ici, un seul cas se présente : on a pratiquement un court-circuit en sortie aux fréquences UL et RF, le filtre étant un circuit R, L, C parallèle accordé sur la fréquence de 36 Mhz.

Nous commencerons par l'étude du point de fonctionnement de ce mélangeur.

A. POINT DE FONCTIONNEMENT DU MELANGEUR

Nous avons vu que la taille des transistors avait été choisie de façon à limiter la consommation de courant à 5 mA par branche. Le transistor T_3 de taille de 75 μm est polarisé pour un faible bruit, une faible intermodulation d'ordre 3 et un bon gain de conversion. Sa tension V_{G2D1} est prise près du pincement et sa tension V_{DD1} dans la zone des caractéristiques statiques $I_D = f(V_{DD1}, V_{G2D1})$.

Le transistor T_1 de taille 16 μm est polarisé à une tension V_{D1S} nulle du fait du fonctionnement en équilibre du mélangeur et à une tension V_{G1S} qui correspond à la moitié de l'excursion de la tension OL possible. On a à peu près : $V_{G1S} \simeq V_p/2$, où V_p est la tension de pincement du transistor.

Le transistor T_4 de taille 20 μm est polarisé à une tension drain-source égale à la chute de tension aux bornes de la résistance de 3 $\text{K}\Omega$ parcouru par un courant de 1 mA, soit $V_{ED} = 3 \text{ V}$.

De même le transistor T_2 de taille 25 μm fonctionnant en source de courant doit être polarisé dans la région de saturation de ses caractéristiques statiques .

On impose le potentiel V_{D1} nul. Un fonctionnement sûr est obtenu alors pour :

$$V' = - 3 \text{ V et } E = + 7 \text{ V}$$

Ce qui donne :

$$V_{DD1} = 4 \text{ V}$$

$$V_{D1V'} = 3 \text{ V} = V_{ED}$$

De plus V_{D1} étant nul, on aura :

$$V_S = 0 \text{ car } V_{D1S} = 0$$

$$\begin{cases} V_{G1S} = V_{G1} \\ V_{G2D1} = V_{G2} \end{cases}$$

Le tracé du réseau des caractéristiques statiques d'un transistor de 100 μm de largeur de grille nous donne :

. la tension de pincement $V_p = - 2.2 \text{ V}$

$$\text{d'où : } V_{G1S} = - 1 \text{ V}$$

. La tension V_{G2} nécessaire pour que le transistor T_3 soit polarisé à un courant moyen de 5 mA pour une tension drain-source $V_{DD1} = 4 \text{ V}$

$$\text{d'où : } V_{G2} = - 1.3 \text{ V.}$$

Conclusion : Le point de polarisation satisfaisant aux conditions imposées de faible bruit, bon gain de conversion et faible consommation est obtenu pour :

$$V_{G2} = - 1.3 \text{ V}$$

$$V_{DD1} = 4 \text{ V}$$

$$V_{G1} = - 1 \text{ V}$$

$$V_{D1S} = 0 \text{ avec ici } V_{D1} = 0$$

$$I_D = 5 \text{ mA}$$

$$I_{D1} = 0$$

B. ZONE D'EVOLUTION DU POINT DE POLARISATION DE CHAQUE TRANSISTOR LORS DE L'APPLICATION D'UN FORT SIGNAL SUR LA GRILLE 1

De la même façon que pour le double grille, un court-circuit aux fréquences UL et RF en sortie ainsi qu'un gain de conversion limité nous impose que le potentiel V_D soit constant.

De plus le point S est à la masse en dynamique :

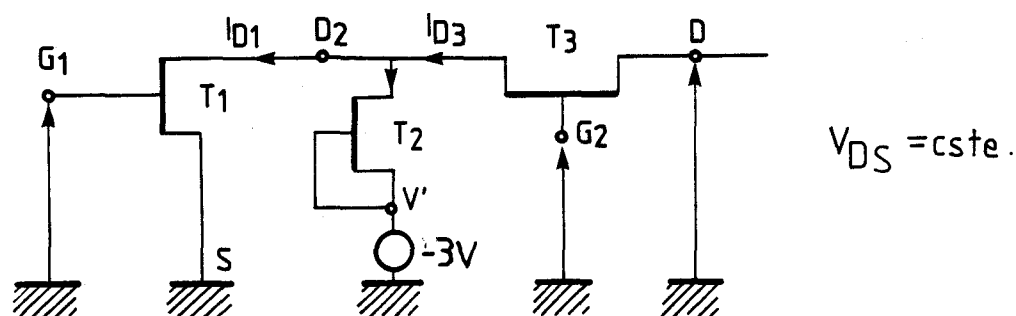
. de par le fonctionnement du mélangeur équilibré attaqué par des signaux déphasés de 180° pour les fréquences UL et FI,

. par le biais d'une capacité pour la fréquence RF.

Ainsi, le potentiel V_S est constant.

Or nous avons vu précédemment que la tension drain-source V_{D1S} du transistor T_1 était nulle et que l'on imposait au potentiel V_{D1} de l'être aussi. Ceci implique que $V_S = 0$.

On se ramène donc au schéma suivant :



V_{G2S} varie peu, le couplage grille-source de T_3 étant faible et le signal RF appliqué étant petit.

La variation de la tension drain-source du transistor T_2 dépend de celle de V_{D1S} . Mais ce transistor est polarisé dans la zone de saturation de ses caractéristiques statiques $I_{D2} = f(V_{D1V'})$ pour une tension grille-source V_{GS} constante et nulle. Ainsi, ses éléments ne varieront pas au rythme de l'OL et nous aurons une source de courant constante.

Les équations aux noeuds sont donc :

$$\begin{cases} V_{DS} = V_{DG2} + V_{G2S} = V_{DD1} + V_{D1S} = \text{Cste} \\ V_{G2S} = V_{G2D1} + V_{D1S} = \text{Cste} \\ I_{D2} = I_{D3} - I_{D1} = \text{Cste} \end{cases}$$

Nous en déduisons :

$$\begin{cases} \Delta V_{G1S} = V_{OL} \\ \Delta V_{DG2} = 0 \\ \Delta V_{DD1} = -\Delta V_{D1S} \\ \Delta I_{D3} = \Delta I_{D1} \end{cases} \quad (29)'$$

Remarque :

On pourrait tracer le même réseau de caractéristique à V_{DS} constante que pour le double grille soit :

$$\begin{cases} I_{D1} = f(V_{D1S}, V_{G1S}) \\ I_{D1} = f(V_{D1S}, V_{G2S}) \\ I_{D3} = f(V_{DD1}, V_{G2D1}) \end{cases}$$

avec la condition supplémentaire

$$I_{D3} - I_{D1} = I_{D2} = \text{Cste}$$

Nous évoluons dans ce cas sur une caractéristique

$I_{D1} = f(V_{D1S})$ à V_{G2S} constante, pour les raisons citées plus haut, lors de l'application d'un signal OL sur la grille 1 .

C. VARIATION DES PARAMETRES Y_{ij} INTRINSEQUES DES TRANSISTORS AVEC LES TENSIONS DE POLARISATION

Les explications précédentes nous permettent de conclure que :

- les paramètres Y_{ij} du transistors T1, polarisé à une tension drain-source V_{D1S0} nulle, varieront aussi bien avec cette tension V_{D1S} qu'avec la tension grille-source V_{G1S} .

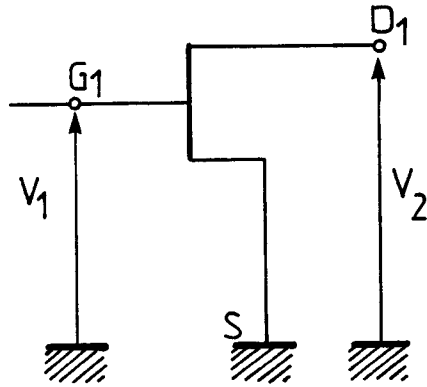
- En revanche, les paramètres Y_{ij} du transistor T3 polarisé à une tension drain-source dans la zone de saturation des caractéristiques $I_{D3} = f(V_{DD1}, V_{G2D1})$ ne varieront qu'avec la tension grille source V_{G2D1} . Leurs variations avec la tension drain-source V_{DD1} dans cette région des caractéristiques sont pratiquement nulles.

- les paramètres Y_{ij} des transistors T2 et T4 fonctionnant en source de courant ne varieront ni avec leur tension drain-source (pour la même raison indiquée pour le transistor T3). ni avec leur tension grille-source qui est constante et nulle.

D. VARIATIONS DE CES MEMES PARAMETRES Y_{ij} AVEC LES TENSIONS APPLIQUEES AU TRANSISTOR EN DYNAMIQUE

Nous appliquons le même raisonnement que pour le double-grille en raisonnant sur un paramètre Y_{ij} quelconque du transistor.

1) Transistor T1



Nous développons en série de Taylor un paramètre Y_{ij} quelconque avec l'équivalence suivante :

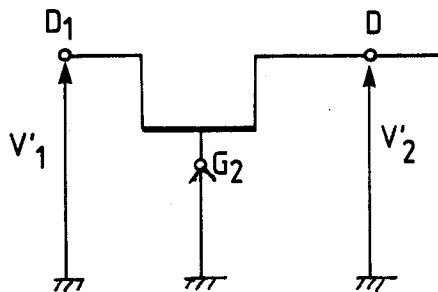
$$Y_{ij}(V_{G1S} - V_{G1S0}, V_{D1S} - V_{D1S0}) \equiv Y_{ij}(V_1, V_2)$$

soit :

$$Y_{ij}(V_1, V_2) = Y_{ij}^{(0,0)} + Y_{ij}^{(1,0)} dV_{G1S} + Y_{ij}^{(0,1)} dV_{D1S} + \dots$$

Mais dans ce cas, le signal d'entrée V_1 équivalent à ΔV_{G1S} est égal au signal OL et nous ne pouvons plus négliger la variation des paramètres Y_{ij} avec cette tension. Nous conservons donc le développement par rapport à V_1 et V_2 .

2) Transistor T3



Nous avons vu plus haut que V_{DG2} ne variait pratiquement pas : équations (29)'. Ce qui est équivalent à dire que V'_2 est négligeable.

Ainsi les paramètres Y_{ij} de ce transistor ne sont développés en série de Taylor que par rapport à la tension d'entrée V'_1 soit :

$$Y_{ij}(V_{D1G2} - V_{D1G20}) \equiv Y_{ij}(V'_1) = Y_{ij}^0 - Y_{ij}^1 dV_{G2D1} + \dots$$

Remarque :

Les explications données précédemment justifient l'utilisation des paramètres Y_{ij} du transistor au lieu d'un schéma équivalent de ce même transistor.

En effet. l'étude, à l'aide de ce dernier, ne peut plus être faite de façon simple car les éléments du schéma du transistor T1 varient aussi bien avec la tension d'entrée que la tension de sortie appliquées à ce transistor.

Conclusion :

Une branche du mélangeur équilibré sera modélisée de la façon suivante lors de l'application d'un fort signal sur la grille 1 :

- le transistor T1 est un quadripôle dont les paramètres Y_{ij} sont fonction de (V_{GS} , V_{DS}) ou des tensions d'entrée sortie (V_1 , V_2).

Il est monté en source commune.

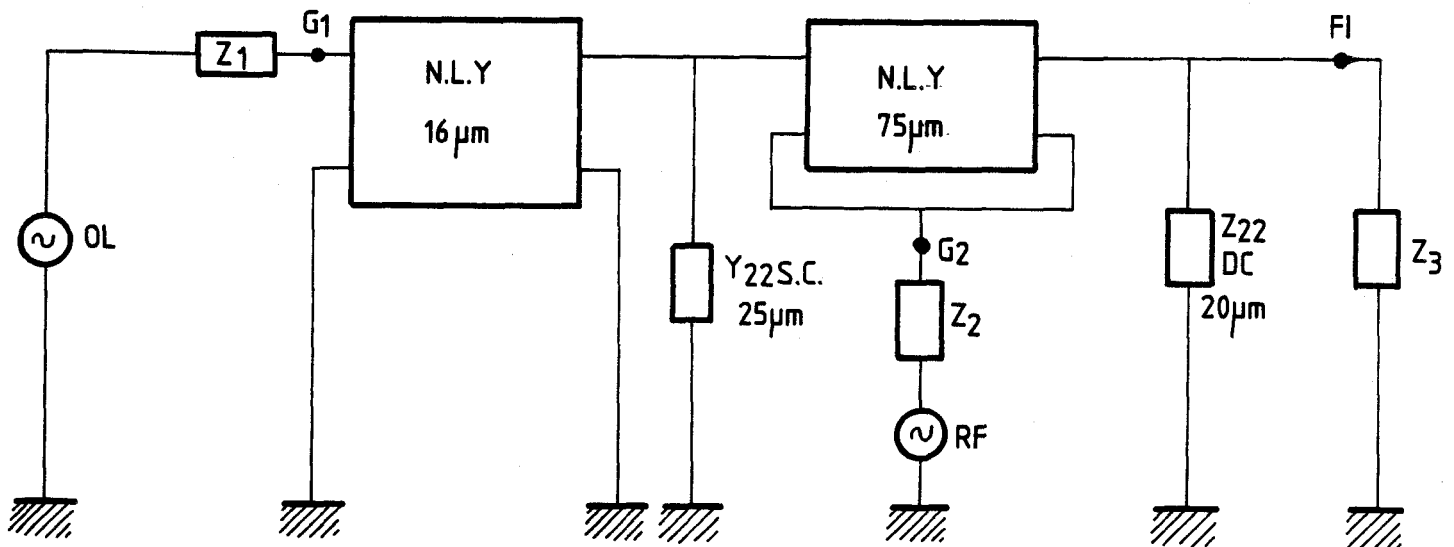
- Le transistor T2 monté lui aussi en source commune a une impédance de sortie constante.

- Le transistor T3 est un quadripôle dont les paramètres Y_{ij} sont fonction de la tension V_{GS} ou d'entrée.

Il est monté en grille commune

- Le transistor T4 a une impédance de sortie constante

Il est monté en drain commun.

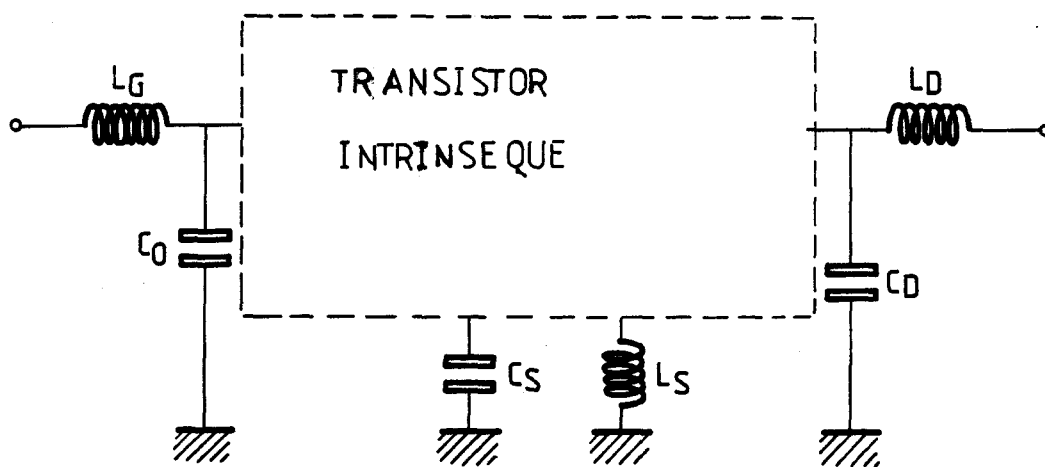


Remarque :

On décrit les quadripôles représentant les transistors à l'aide des paramètres Y_{ij} plutôt qu'avec les paramètres S_{ij} car cette représentation nous permet de mieux nous rendre compte du comportement physique du composant lorsque ses tensions de polarisation V_{DS} et V_{GS} varient.

II.4.1.C. SCHEMA EQUIVALENT DU TRANSISTOR UTILISE

Comme dans le cas du mélangeur double grille, nous devons obtenir les variations des paramètres Y_{ij} intrinsèques du transistor en fonction du point de polarisation et les interpréter à partir du schéma équivalent de ce transistor.



Les mesures sont faites sur un transistor de taille unique : $w = 100 \text{ um}$ monté en source commune dont on fait varier V_{DS} et V_{GS} .

On en déduira les paramètres Y_{ij} intrinsèques de ce transistor puis ceux des transistors de taille différente sachant que les paramètres Y_{ij} sont proportionnels à la largeur du transistor.

A. APPROXIMATIONS FAITES SUR LES VARIATIONS DES PARAMETRES Y_{ij} AVEC LE POINT DE POLARISATION LORS DE LA MODELISATION FORT SIGNAL DU TRANSISTOR

Les approximations sont celles citées pour le mélangeur double-grille.

Pour les mêmes raisons, les valeurs de ces paramètres Y_{ij} trouvées pour chaque point de polarisation ne sont pas entachées d'erreurs.

De plus, une évaluation de l'erreur faite sur ces valeurs en négligeant le temps de transit nous montre que l'influence de ce dernier est négligeable.

En effet, les fréquences d'utilisation du mélangeur équilibré sont de l'ordre de 400 MHz. La longueur de grille du transistor utilisé est de 0.8 μm .

Nous avons vu que le temps de transit des porteurs dans l'AsGa pour une longueur de grille de 0.8 μm était de 4 ps.

On en déduit que l'erreur faite sur la partie imaginaire de la transconductance en négligeant ce temps de transit, n'est que de 1 % et celle sur sa partie réelle est quasiment nulle.

Par la suite, la transconductance g_m du transistor sera prise réelle.

On en conclut que dans la bande utilisée, les mesures S_{ij} petit signal faites sur un transistor permettent d'obtenir des paramètres Y_{ij} pour un point de polarisation quelconque non entaché d'erreurs par les phénomènes physiques comme le temps de transit, les effets de pièges et les effets thermiques.

Il n'en est pas de même pour les variations de ces paramètres en fort signal autour d'un point de fonctionnement.

De la même façon que pour le double grille, les coefficients traduisant la non-linéarité du paramètre sont pris égaux aux dérivées des fonctions représentatives des variations de ce paramètre avec la polarisation au point de fonctionnement choisi.

Ces coefficients sont donc entachés d'erreurs dues à l'identification de la réponse du composant à un signal continu à celle de ce même composant à un signal rapide.

Toutefois, comme nous l'avons déjà indiqué pour le double grille, il est plus intéressant de calculer ces coefficients à partir de mesures précises faites à petit signal que celles faites à fort signal. Ces dernières sont imprécises mais en accord avec le principe physique du composant en fort signal.

B. CALCUL DES ELEMENTS PARASITES

Les paramètres Y_{ij} utilisés par la suite incluront les résistances de grille R_G et d'accès au canal R_S et R_D .

En effet, l'intégration des transistors correspond à des circuits comprenant ces résistances. Or des paramètres Y_{ij} d'un transistor de taille 100 μm , nous devons déduire ceux d'autres transistors de taille différente.

Ainsi, si la taille est doublée, cela revient à mettre deux transistors identiques en parallèle et nous aurons :

$$R'_G = R_G/2 \quad R'_S = R_S/2 \quad R'_D = R_D/2$$

En ce qui concerne les résistances d'accès au canal, ces relations correspondent aux formules données page 84 où R_S et R_D sont inversement proportionnelles à w .

Il n'en est pas de même de R_G qui est proportionnelle à w .

Mais l'erreur faite est négligeable vu que R_G est faible voisine de 3 Ω . Il est nécessaire donc de connaître seulement les inductances de fils de thermocompression et les capacités de plots de connexion pour se ramener aux paramètres Y_{ij} dont on étudiera les variations avec la polarisation.

1. Capacités de plots de connexion

Les mesures de paramètres S_{ij} ont été faites sur un transistor intégré avec plusieurs autres circuits.

Les plots de grille et de drain de ce transistor sont de mêmes dimensions et font 80 μm x 80 μm . Par contre, le plot de source est plus long et est constitué de deux parties :

- un plot de dimension 80 μm x 146 μm ---> C_1
- suivi d'une ligne de 66 μm x 620 μm ---> C_2

De l'expression de ces capacités donnée par l'équation (6) page 85 qui tient compte des effets de bord, nous déduisons les capacités :

$$C_D = C_G = 0,02 \text{ PF}$$

$$\text{et } C_1 = 0,02 \text{ PF}$$

$$C_2 = 0,08 \text{ PF}$$

$$\text{d'où : } C_S = C_1 + C_2 = 0,1 \text{ PF}$$

2. Inductances de fils de thermocompression

Nous reprenons le même calcul cité lors de l'étude du double grille avec les mêmes hypothèses.

Nous avons utilisé un seul fil de thermocompression pour chaque liaison du support de transistor au plot correspondant car les fréquences de travail sont faibles.

Ainsi :

du côté drain et grille :

$$l_G = l_D = 400 \text{ um}$$

d'où :

$$L_G = L_D = 0,5 \text{ nH}$$

Du côté source :

$$l_S = 600 \text{ um}$$

d'où

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

1.4.1.D. MESURES DES PARAMETRES S_{ij} PETIT SIGNAL ET DEDUCTION DES COURBES DE VARIATION DES PARAMETRES Y_{ij} INTRINSEQUES DU TRANSISTOR EN FONCTION DE LA POLARISATION

Les mesures des paramètres S_{ij} ont été faites dans la bande :

200 MHz - 2 400 MHz par pas de 100 MHz

pour les points de polarisations suivants :

$$V_{DS} = 0.4 \dots 2.1 \text{ V par pas de } 0.1 \text{ V}$$

$$V_{GS} = 0 \dots 2.2 \text{ V par pas de } 0.5 \text{ V}$$

A. DEDUCTION DES PARAMETRES Y_{ij} INTRINSEQUES

Comme il a été expliqué lors de la description du banc de mesures de paramètres S_{ij} à petit signal, on se ramène dans le plan du transistor en introduisant dans le programme implanté sur l'ordinateur du banc. les distances électriques et les pertes du coplanaire servant de support du transistor.

Pour cela, une mesure de référence en court-circuit est nécessaire.

Celui-ci est obtenu en court-circuitant les lignes du coplanaire à l'aide de fils de thermocompression.

Ceci est fait aussi bien sur la ligne d'entrée que celle de sortie pour tenir compte de leur dissymétrie.

Mais on s'aperçoit que le court-circuit n'est pas parfait sur toute la bande et l'on observe un écart par rapport à 180° allant jusqu'à 5° (figure.1).

Or le transistor monté en source commune et mesuré dans la bande indiquée plus haut présente :

- une impédance d'entrée très grande quelque soit le point de polarisation.

- une impédance de sortie très élevée pour des tensions grille-source (V_{GS}) voisines du pincement.

Les phases des paramètres d'entrée S_{11} ou de sortie S_{22} sont alors très faibles à ces fréquences et sont dépendantes de la moindre erreur.

Ainsi une mauvaise estimation du plan de référence due soit aux fils de thermocompression servant à obtenir ce court-circuit, soit à une erreur sur les longueurs électriques du support, crée une erreur systématique sur les phases de ces paramètres S_{ij} mesurés.

On a essayé de la combler en considérant qu'il vient en parallèle en entrée comme en sortie du transistor à mesurer, une impédance égale à celle que présente un coplanaire en circuit ouvert. Cette dernière est mesurée avec les mêmes distances électriques et pertes que celles qui sont introduites pour les mesures des paramètres S_{ij} du transistor. Comme les impédances d'entrée et sortie du transistor sont élevées, on est plus près de la réalité (figure 2).

Cette correction permet d'avoir des paramètres d'entrée-sortie S_{11} ou S_{22} à phase négative ou des paramètres Y_{11} et Y_{22} à partie imaginaire positive, comme le laisse prévoir la théorie du transistor.

Les autres éléments parasites intervenant sont ceux cités plus haut :

- les capacités de plots.
- les inductances de fils de thermocompression

Nous avons vu qu'elles étaient égales à :

- pour les capacités :

$$C_D = C_G = 0,02 \text{ pF}$$

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

- pour les inductances :

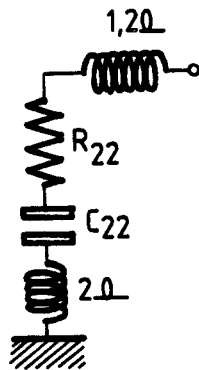
$$L_G = L_D = 0,5 \text{ nH}$$

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

Remarque : Nous avons essayé de mesurer l'impédance de la capacité de plot de drain ou de grille. Celle-ci était masquée par l'impédance du coplanaire en circuit ouvert mesurée pour les mêmes distances électriques et pertes. Après corrections, nous avons trouvé une capacité de plot de 0,02 pF comme celle qui a été estimée par calcul.

On remarque que l'influence de ces éléments parasites sur les paramètres Y_{ij} intrinsèques du transistor varient suivant le point de polarisation. Aussi, on observe une diminution de 75 % de la valeur de la partie imaginaire de Y_{21} à V_{DS} élevée et une augmentation de 300 % de celle de Y_{22} à V_{DS} faible lorsque ces éléments sont supprimés. En effet, pour évaluer l'influence des impédances parasites, sur l'impédance de sortie du transistor, on peut utiliser un schéma série de cette impédance.

Ce qui donne à 400 MHz :



avec :

$$R_{22} = \frac{\text{Re}Y_{22}}{|Y_{22}|^2}$$

$$\frac{1}{C_{22}\omega} = \frac{\text{Im}Y_{22}}{|Y_{22}|^2}$$

Pour les faibles valeurs de V_{DS} , les parties réelle et imaginaire de Y_{22} sont fortes :

$$V_{DS} = 0, V_{GS} = 0, \text{Re } Y_{22} = 20 \text{ mS et Im } Y_{22} = 0,5 \text{ ms à } 400 \text{ MHz.}$$

Il en découle que l'impédance inductive parasite de 3 à peu près à cette même fréquence masque l'impédance capacitive $1/C_{22}\omega$ de 1Ω du transistor. Par contre, pour V_{DS} élevée, les parties réelle et imaginaire de Y_{22} diminuent :

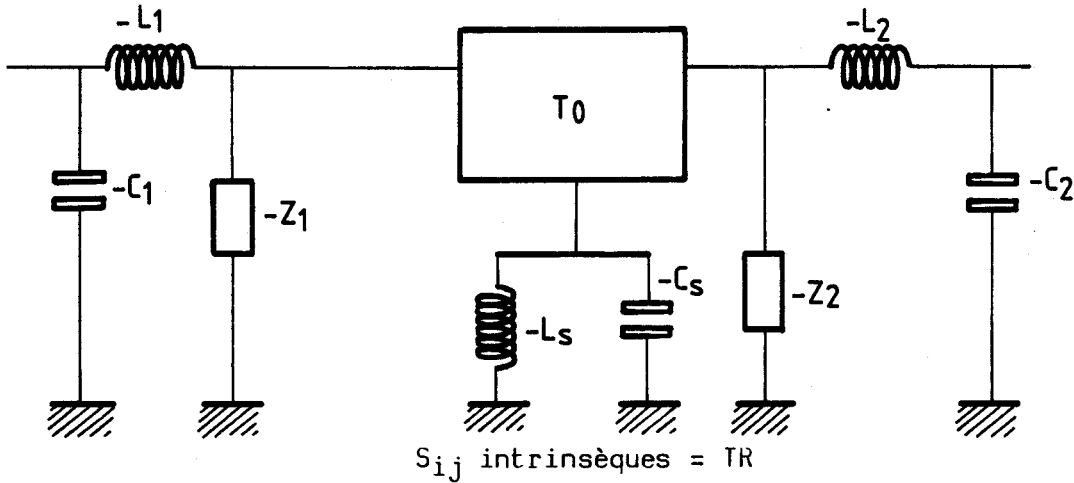
$$V_{DS} = 2 \text{ V, } V_{GS} = 0, \text{Re } Y_{22} = 1 \text{ mS, Im } Y_{22} = 0,1 \text{ mS.}$$

La partie capacitive de l'impédance de sortie $1/C_{22}\omega$ devient prédominante par rapport à la partie inductive parasite et l'influence de celle-ci sur l'impédance de sortie intrinsèque du transistor devient négligeable. L'effet contraire se passe pour la partie imaginaire de Y_{21} . Plus V_{DS} augmente, plus la partie imaginaire de Y_{21} diminue et les éléments parasites ont une influence d'autant plus importante sur elle.

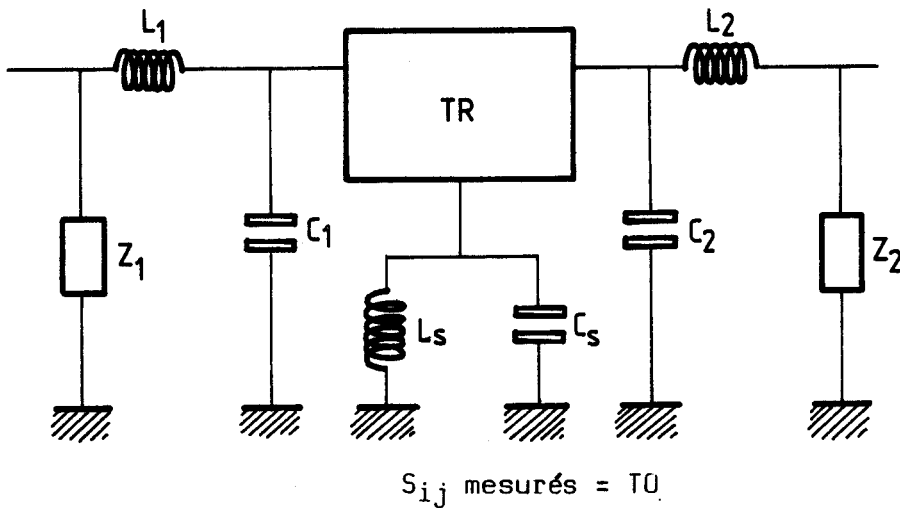
On en conclut qu'il est nécessaire d'apporter aux paramètres Y_{ij} mesurés les corrections relatives aux éléments parasites.

Ceci est fait à l'aide d'un programme d'analyse de circuit sur IBM dont les données sont les paramètres S_{ij} mesurés.

Le circuit décrit dans ce programme est comme suit (les détails de calcul sont donnés en annexe II):



avec T0 : quadripôle de paramètres S_{ij} égaux à ceux mesurés.



B. ETUDE FREQUENTIELLE

Notre modélisation nécessite la connaissance des paramètres Y_{ij} à 36 MHz, fréquence au dessous des limites d'utilisation du banc automatique de mesures de paramètres S_{ij} .

Mais après les corrections relatives aux éléments parasites cités plus haut, il subsistait des erreurs de mesure principalement en bas de bande.

Le comportement fréquentiel des paramètres Y_{ij} du transistor en était alors erroné. De plus, des mesures statiques nous ont permis de nous rendre compte que la transconductance g_m était supérieure à celle obtenue en

dynamique et que la conductance de sortie g_D était plus faible en statique. Pour lever le doute sur le comportement en basse fréquence du composant, particulièrement à 36 MHz. des mesures de paramètres S_{ij} ont été faites sur un analyseur de réseau manuel à cette fréquence et ont été comparées à celles obtenues à 100 MHz sur le même banc et aux mesures statiques. Ce qui nous permet de savoir si les parties réelles des paramètres Y_{ij} du transistor à cette fréquence sont plus proches de celles obtenues en statique que de celles obtenues à 100 MHz. De même, l'ambiguïté sur le comportement à basse fréquence de leurs parties imaginaires due aux erreurs de mesure pourra être levée.

Ces mesures ont été faites pour le point de polarisation suivant :

$$V_{GS} = 0 \quad V_{DS} = 2,1 \text{ V}$$

1) Comparaisons des mesures à 36 MHz et celles faites à 100 MHz

On observe :

• S_{11}

$$f = 36 \text{ MHz}$$

$$|S_{11}| \text{ dB} = \pm 0,62 \text{ dB}$$

$$\varphi_{S_{11}} = -0,1^\circ$$

d'où un écart de phase de :

$$\Delta \varphi_{S_{11}} = -0,3^\circ$$

Cet écart est de l'ordre de grandeur de la résolution de l'appareil de mesure des paramètres S_{ij} qui est de $\pm 1^\circ$

On peut relier les paramètres S_{11} et Y_{11} :

$$Y_{11} \simeq \frac{1-S_{11}}{1+S_{11}} \frac{1}{50} \quad \text{car : } |S_{12}S_{21}| \ll (1+S_{11})(1+S_{22}) \text{ dans notre cas}$$

En effet, pour ce point de polarisation et à ces fréquences :

$$S_{12} \text{ est faible, } |S_{11}| \simeq 1 \quad |S_{22}| \simeq 1, \text{ d'où } |S_{12}S_{21}| \ll (1+S_{11})(1+S_{22})$$

$$\text{Ici } |S_{11}| \simeq 1 \text{ et } S_{11} = e^{j\varphi_{11}}$$

d'où :

$$Y_{11} \simeq jC_{GS} \omega \simeq -j \operatorname{tg} \frac{\varphi_{11}}{2} \frac{1}{50} = -j \frac{\varphi_{11}}{2} \frac{1}{50}$$

$$\text{et : } \Delta Y_{11} = -\frac{\Delta \varphi_{11}}{2} \frac{1}{50} \simeq -3 \text{ ms}$$

Or pour ce point de polarisation, on a : $C_{gs} = 100 \text{ pF}$ et l'écart observé est égal à celui donné par le terme $C_{gs} \Delta \omega$ aux erreurs de mesure près.

On en conclut que la variation de C_{gs} est négligeable entre les deux fréquences.

• S_{22}

$$f = 36 \text{ MHz}$$

$$|S_{22}| \text{ dB} = -1 \text{ dB}$$

$$\varphi_{S_{22}} = \pm 1^\circ$$

$$f = 100 \text{ MHz}$$

$$|S_{22}| \text{ dB} = -1 \text{ dB}$$

$$\varphi_{S_{22}} = \pm 1^\circ$$

Or

$$Y_{22} = \frac{1 - S_{22}}{1 + S_{22}} \frac{1}{50} \simeq g_D + j(C_{gD} + C_{DS}) \omega$$

$$\text{car } |S_{12} S_{21}| \ll (1 + S_{11})(1 + S_{22}) \text{ dans notre cas}$$

Pour le point de polarisation choisi on a :

$$g_D \simeq 1 \text{ mS}$$

$$\text{d'où : } Y_{22} \simeq g_D$$

$$\text{Im } Y_{22} \simeq 0,02 \text{ mS} \ll g_D.$$

On en conclut que la conductance de sortie g_D ne varie pas entre les deux fréquences.

• S_{21}

$$f = 36 \text{ MHz}$$

$$|S_{21}| \text{ dB} = -5,8 \text{ dB}$$

$$\varphi_{S_{21}} = 180^\circ$$

$$f = 100 \text{ MHz}$$

$$|S_{21}| \text{ dB} = -6 \text{ dB}$$

$$\varphi_{S_{21}} = 180^\circ$$

d'où un écart sur le module de S_{21} de :

$$\Delta |S_{21}| \text{ dB} \simeq -0,2 \text{ dB}$$

Cet écart est de l'ordre de la résolution de l'appareil ($\pm 0,1 \text{ dB}$).

Or on relie S_{21} à Y_{21} par :

$$Y_{21} = \frac{-2 S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}} \frac{1}{50}$$

Dans notre cas : $|S_{12} S_{21}| \ll (1 + S_{11})(1 + S_{22})$

Ainsi :

$$Y_{21} = -\frac{S_{21}}{100} \simeq g_m + jC_{gD} \omega$$

Pour le point de polarisation choisi, on a $g_m \simeq 6 \text{ mS}$. $\text{Im } Y_{21} \simeq 0,5 \text{ mS}$

d'où : $Y_{21} \simeq g_m$

On en conclut que la variation de la transconductance du transistor entre les 2 fréquences n'est pas significative comparée aux erreurs de mesures.

• S_{12}

$f = 36 \text{ MHz}$

$f = 100 \text{ MHz}$

$|S_{12}| \text{ dB} = 70,2 \text{ dB}$

$|S_{12}| \text{ dB} = -61,4$

$\varphi_{S_{12}} = -90^\circ$

$\varphi_{S_{12}} = -90^\circ$

d'où un écart du module de S_{12} de :

$\Delta |S_{12}| \text{ dB} = 8,8 \text{ dB}$

Or :

$$Y_{12} = -jC_{GD}\omega = \frac{-2 S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}} \frac{1}{50}$$

Mais pour ce point de polarisation et à ces fréquences, nous avons :

$S_{11} \simeq 1 \quad S_{22} \simeq 1 \text{ et } |S_{12} S_{21}| \ll (1 + S_{11}) (1 + S_{22})$

d'où :

$$Y_{12} = -jC_{GD}\omega = -j \frac{|S_{12}|}{100}$$

et :

$$\Delta |S_{12}| \text{ dB} = 20 \log \frac{\omega_2}{\omega_1} = 20 \log \frac{100 \text{ MHz}}{36 \text{ MHz}} = 8,8 \text{ dB}$$

On en conclut que C_{GD} ne varie pas entre les 2 fréquences.

2) Comparaison des mesures à 36 MHz et celles faites en statique

De même on compare les mesures à 36 MHz à celles faites en statique. Ces comparaisons ont été faites essentiellement sur la transconductance g_m et la conductance de sortie g_D du transistor.

Ces valeurs en statique ont été obtenues à partir des caractéristiques statiques du transistor.

Ainsi pour le point de polarisation choisi précédemment :

$V_{GS} = 0 \text{ V} \quad V_{DS} = 2,1 \text{ V}$

on a :

• g_m

pour $f = 36 \text{ MHz}$:

$g_m = 5,92 \text{ mS}$

En statique :

$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{(V_{GS}=0\text{V}, V_{DS}=2,1\text{V})} = 8,53 \text{ mS}$

• g_d

$$f = 36 \text{ MHz}$$

$$g_D = 1,61 \text{ mS}$$

En statique :

$$g_D = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right) (V_{GS} = 0V, V_{DS} = 2.1V) = 1 \text{ mS}$$

Lorsque la fréquence diminue, g_D diminue de 40 % de sa valeur et g_m augmente d'autant. Ceci s'explique par le fait qu'en statique, les phénomènes de pièges dans le semi-conducteur ainsi que les effets thermiques modifient la valeur des éléments intrinsèques du transistor [17] [24].

Principalement les effets de pièges ont une influence sur la transconductance g_m et on observe que celle-ci est supérieure à celle obtenue en dynamique.

En revanche, les effets thermiques diminuent la mobilité des porteurs en champ faible u_0 et on observe ici que la conductance de sortie g_D diminue avec la fréquence.

Conclusion : La différence entre les parties réelles des paramètres Y_{ij} du transistor aux fréquences 36 MHz et 100 MHz n'est pas notable comparée aux erreurs de mesure possibles. Il n'en n'est pas de même lorsque l'on compare les parties réelles de ces paramètres mesurés à ces fréquences et celles obtenues en statique.

De même les parties imaginaires de ces paramètres sont pratiquement proportionnelles à la fréquence aux erreurs de mesure près, et ceci pour n'importe lequel des points de polarisation choisis. Ce qui dissipe l'ambiguïté sur le comportement du composant en basse fréquence introduite par les erreurs de mesure qui subsistaient après les corrections relatives aux éléments parasites.

Les mesures à 36 MHz sont donc déduites directement de celles faites à 400 MHz. Pour chaque point de polarisation, on cherche une approximation linéaire par les moindres carrés des variations des paramètres Y_{ij} intrinsèques avec la fréquence.

Ce qui nous permet d'avoir :

$$K_{ij} = \text{Im } Y_{ij} / \omega = f_{ij}(V_{DS}, V_{GS})$$

et $A_{ij} = \text{Re } Y_{ij} = f'_{ij}(V_{DS}, V_{GS})$.

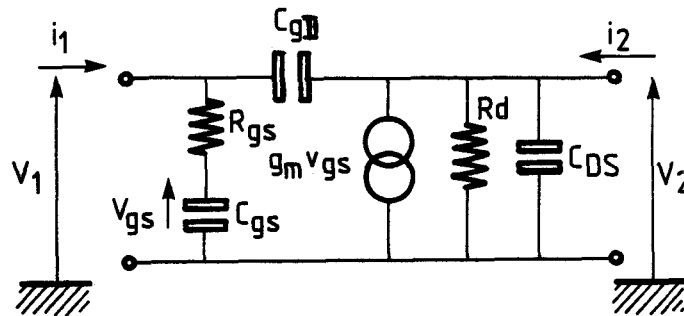
On en déduit les courbes de variation des paramètres Y_{ij} en fonction des tensions de polarisation que l'on tracera :

- en fonction de V_{GS} pour $V_{DS} = 0$ et $V_{DS} = 2,1$ V (figures 3, ... 8)
- en fonction de V_{DS} pour V_{GS} variant de 0 à - 2,2 V (figures 9, 14)

II..4.1.E. INTERPRETATION DES COURBES OBTENUES

Comme pour le double-grille, nous allons essayer de montrer que les variations des paramètres Y_{ij} du transistor avec la polarisation obtenues à partir des mesures faites à petit signal sont justifiées par le modèle physique choisi pour le composant. (page 80)

On utilise un schéma simplifié du transistor intrinsèque monté en source commune :



On peut en déduire une expression approchée des paramètres Y_{ij} :

$$Y_{11} = \frac{R_{gs} C_{gs}^2 \omega^2}{1 + R_{gs}^2 C_{gs}^2 \omega^2} + j\omega \left[C_{gd} + \frac{C_{gs}}{1 + R_{gs}^2 C_{gs}^2 \omega^2} \right]$$

$$Y_{12} = -jC_{gd} \omega$$

$$Y_{21} = \frac{g_m}{1 + R_{gs}^2 C_{gs}^2 \omega^2} - j\omega \left[C_{gd} + \frac{R_{gs} C_{gs} g_m}{1 + R_{gs}^2 C_{gs}^2 \omega^2} \right]$$

$$Y_{22} = g_D + j(C_{gd} + C_{ds}) \omega$$

D'après les courbes données en annexe, on observe que :

- $\text{Re } Y_{21} = g_m$ décroît quand V_{DS} décroît à V_{GS} constante.

Mais à V_{DS} constante et égale à 2,1 V, on s'aperçoit que $\text{Re } Y_{21}$ augmente d'abord avec $|V_{GS}|$ avant de décroître.

Ceci peut s'expliquer :

- soit par un mauvais contact ohmique AuGe du côté source et drain qui modifie leur résistance.

- Soit par une modification de la surface de l'AsGa dû à la réalisation technologique du TEC.

Cette dernière diminue l'épaisseur effective du canal du côté source et drain. Par la même occasion, les valeurs des résistances d'accès au canal du côté drain et source augmente alors d'après les expressions données page 80. Ainsi, les résistances parasites introduites dans le schéma (page 80) qui sont la somme des résistances des contacts ohmiques et des résistances des contacts ohmiques et des résistances d'accès au canal vont être modifiées. Il s'ensuit que la partie réelle de Y_{21} qui est plutôt égale à la transconductance extrinsèque du transistor diminue puisque ses variations à V_{DS} donnée en fonction de V_{GS} tiennent compte de l'influence de ces résistances parasites R_S et R_D .

- Re $Y_{22} = g_D$ décroît quand V_{DS} croît à V_{GS} constante ou quand V_{GS} croît à V_{DS} constante.

Sa valeur maximale est de 25 mS à $V_{GS} = 0$ et $V_{DS} = -0,4$ V.

- Les parties imaginaires : $|Im Y_{21}|$, $|Im Y_{12}|$, $Im Y_{22}$ décroissent quand V_{DS} augmente à V_{GS} constante.

Les points de polarisation pour lesquels sont faites les mesures de paramètres S_{ij} correspondent à des tensions V_{DS} faibles.

Ainsi, lorsque V_{GS} augmente à tension V_{DS} constante, les parties imaginaires $|Im Y_{21}|$, $|Im Y_{12}|$, $Im Y_{22}$ décroissent. Ces résultats correspondent à ce que pourrait laisser prévoir le comportement de C_{GD} avec V_{GS} et V_{DS} [25]

On remarque que la courbe de variation de $|Im Y_{21}|$ avec la polarisation ne suit pas exactement celles de $|Im Y_{12}|$ et $Im Y_{22}$. Ceci est dû aux termes supplémentaires proportionnels à la transconductance g_m .

La partie imaginaire $Im Y_{12}$ directement liée à C_{GD} nous permet de calculer cette dernière et d'en déduire ensuite C_{DS} à partir de la partie imaginaire $Im Y_{22}$.

Ainsi :

$$C_{GD} \text{ maximale} = 78 \text{ fF à } V_{DS} = -0,4 \text{ V } V_{GS} = 0 \text{ V.}$$

$$C_{GD} \text{ minimale} = 13 \text{ fF à } V_{DS} = 2,1 \text{ V } V_{GS} = -2,2 \text{ V.}$$

Mais les valeurs obtenues de $Im Y_{22}$ sont trop fortes pour V_{DS} faible et donnent une capacité C_{DS} trop importante.

$$C_{DS} = 0,197 \text{ fF à } V_{DS} = -0,4 \text{ V } V_{GS} = 0 \text{ V}$$

$$C_{DS} = 31 \text{ fF à } V_{DS} = 2,1 \text{ V } V_{GS} = -2,2 \text{ V.}$$

Ceci ne peut s'expliquer que par le fait que le schéma utilisé est insuffisant. Notamment la présence de C_{DC} , capacité dipolaire, intervient de façon notoire pour les faibles valeurs de V_{DS} . Sa valeur décroît lors de l'augmentation de cette tension.

- $\text{Im } Y_{11}$ décroît quand V_{DS} augmente à V_{GS} constante ou quand V_{GS} augmente à V_{DS} constante.

Son comportement est la superposition de celui de C_{GD} et C_{GS} en fonction de V_{GS} et V_{DS} .

En effet, C_{GS} augmente lorsque V_{DS} augmente à V_{GS} constante alors que C_{GD} diminue.

Exemple : on se fixe $V_{GS} = 0$ V. On obtient alors :

Pour $V_{DS} = - 0,4$ V

$C_{GS} = 89$ fF

$C_{GD} = 78$ fF

Pour $V_{DS} = 2,1$ V

$C_{GS} = 100$ fF

$C_{GD} = 20$ fF

En revanche, les valeurs de ces capacités décroissent quand $|V_{GS}|$ augmente à V_{DS} constante.

Exemple : on se fixe $V_{DS} = 2,1$ V, on obtient alors :

Pour $V_{GS} = 0$ V

$C_{GS} = 100$ fF

$C_{GD} = 20$ fF

Pour $V_{GS} = - 2,2$ V

et $C_{GD} = 51$ fF

$C_{GS} = 13$ fF

Conclusion : Les résultats obtenus peuvent s'expliquer physiquement. On en déduit que les corrections apportées sont justifiées. Les valeurs des éléments intrinsèques du transistor obtenues correspondent à celles généralement admises.

Une preuve de plus que ces corrections ne sont pas mauvaises et que pour V_{DS} nulle, $\text{Im } Y_{12}$ et $\text{Im } Y_{21}$ sont égales quelque soit V_{GS} , comme peut le laisser prévoir le comportement physique du transistor symétrique pour cette polarisation.

II.4.2. UTILISATION DU PROGRAMME NON-LIN

II.4.2.A. PRINCIPE DU PROGRAMME

Comme il a été dit précédemment pour décrire les quadripôles qui constituent le mélangeur équilibré, on utilise les paramètres Y_{ij} :

Dans ce programme, les courants d'un quadripôle sont décomposés en série de Volterra de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 i_i(t) = & \int_0^\infty y_{i1}^{(1)}(\tau) v_1(t-\tau) d\tau + \int_0^\infty y_{i2}^{(1)}(\tau) v_2(t-\tau) d\tau \\
 & + \frac{1}{2!} \int_0^\infty \int_0^\infty y_{i11}^{(2)}(\tau_1, \tau_2) v_1(t-\tau_1) v_1(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \\
 & + \frac{1}{2!} \int_0^\infty \int_0^\infty y_{i12}^{(2)}(\tau_1, \tau_2) v_1(t-\tau_1) v_2(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \\
 & + \frac{1}{2!} \int_0^\infty \int_0^\infty y_{i21}^{(2)}(\tau_1, \tau_2) v_2(t-\tau_1) v_1(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \\
 & + \frac{1}{2!} \int_0^\infty \int_0^\infty y_{i22}^{(2)}(\tau_1, \tau_2) v_2(t-\tau_1) v_2(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2
 \end{aligned} \tag{30}$$

avec :

$$v_i(t) = \sum_0^n V_i^{(n)}(p_1, \dots, p_n) e^{(p_1 + \dots + p_n)t} \tag{31}$$

$$i_i(t) = \sum_0^n I_i^{(n)}(p_1, \dots, p_n) e^{(p_1 + \dots + p_n)t} \quad p_i = \pm j \omega_i \tag{32}$$

Comme nous l'avons précisé dans l'introduction de ce chapitre, dans notre cas n est égal au maximum à 3 et l'on dispose de quatre fréquences $\omega_1, -\omega_1, \omega_2, -\omega_2$.

Ce qui nous intéresse est ce qui se passe à la fréquence intermédiaire, $\omega_1 - \omega_2$. On aura besoin de calculer $I_S^{(2)}(\omega_1, -\omega_2)$, courant de sortie de l'ensemble pour en déduire le gain de conversion en tension :

$$G_C = \frac{Z(\omega_1 - \omega_2) I_S(\omega_1 - \omega_2)}{E_{RF}}$$

Remarque : $v_i(\omega) = 1/2 V_i(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$ avec $V_i(t) = V_i(\omega) \cos(\omega t + \varphi(\omega))$
de même pour $I_i(\omega)$.

En remplaçant (2) dans (1), nous arrivons au résultat suivant :

$$\begin{aligned}
 i_i(t) = & y_{i_1}^{(1)}(\omega_1) V_1(\omega_1) e^{j\omega_1 t} + y_{i_1}^{(1)*}(\omega_2) V_1^*(\omega_2) e^{-j\omega_2 t} + y_{i_1}^{(1)}(\omega_1 - \omega_2) V_1(\omega_1 - \omega_2) e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} \\
 & + y_{i_2}^{(1)}(\omega_1) V_2(\omega_1) e^{j\omega_1 t} + y_{i_2}^{(1)*}(\omega_2) V_2^*(\omega_2) e^{-j\omega_2 t} + y_{i_2}^{(1)}(\omega_1 - \omega_2) V_2(\omega_1 - \omega_2) e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} \\
 & + \frac{1}{2!} [y_{i_{11}}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{i_{11}}^{(2)}(-\omega_2, \omega_1)] V_1(\omega_1) V_1^*(\omega_2) e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} \\
 & + \frac{1}{2!} [y_{i_{12}}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{i_{12}}^{(2)}(-\omega_2, \omega_1)] V_1(\omega_1) V_2^*(\omega_2) e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} \\
 & + \frac{1}{2!} [y_{i_{21}}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{i_{21}}^{(2)}(-\omega_2, \omega_1)] V_2(\omega_1) V_1^*(\omega_2) e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} \\
 & + \frac{1}{2!} [y_{i_{22}}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{i_{22}}^{(2)}(-\omega_2, \omega_1)] V_2(\omega_1) V_2^*(\omega_2) e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} + \dots
 \end{aligned} \tag{33}$$

Mais comme nous l'avons expliqué plus haut, le développement s'arrête au 3ème ordre et le calcul du gain de conversion qui passe par celui du courant de sortie à la fréquence $\omega_1 - \omega_2$ est fait au 1er ordre.

Ainsi, on ne tient pas compte de la fréquence image : $2\omega_{OL} - \omega_{RF}$ ni de la saturation de ce gain avec les niveaux OL et RF.

II.4.2.B. CALCULS DES COEFFICIENTS A RENTRER DANS NON-LIN

D'après les conditions de modélisation de notre mélangeur, nous avons

$$\begin{aligned}
 i_i(t) = & \sum_k \left[Y_{i_1}(V_1(t), V_2(t), \omega_k) V_1(\omega_k) e^{j\omega_k t} \right. \\
 & \left. + Y_{i_2}(V_1(t), V_2(t), \omega_k) V_2(\omega_k) e^{j\omega_k t} \right]
 \end{aligned} \tag{34}$$

avec :

$$v_1(t) = V_{GS} - V_G \equiv \sum_0^{\infty} V_1^{(m)}(\omega_1, \dots, \omega_n) e^{j(\omega_1 + \dots + \omega_n)t}$$

$$v_2(t) = V_{DS} - V_D \equiv \sum_0^{\infty} V_2^{(m)}(\omega_1, \dots, \omega_n) e^{j(\omega_1 + \dots + \omega_n)t}$$

Les paramètres $Y_{ij}(V_1, V_2, \omega)$ sont ceux obtenus en première partie à partir des mesures petit signal. On les décompose en série de Taylor par rapport à V_1 et V_2 .

$$\begin{aligned}
 Y_{ij}(V_1, V_2, \omega) &= Y_{ij}^{(0,0)}(0,0,\omega) + Y_{ij}^{(1,0)}(0,0,\omega) V_1(t) \\
 &+ Y_{ij}^{(0,1)}(0,0,\omega) V_2(t) + Y_{ij}^{(1,1)}(0,0,\omega) V_1(t) V_2(t) \\
 &+ \frac{1}{2!} Y_{ij}^{(2,0)}(0,0,\omega) V_1^2(t) + \frac{1}{2!} Y_{ij}^{(0,2)}(0,0,\omega) V_2^2(t)
 \end{aligned} \tag{35}$$

avec :

$$Y_{ij}^{(k,l)}(0,0,\omega) = \frac{\partial^{k+l} Y_{ij}(V_1, V_2, \omega)}{\partial V_1^k \partial V_2^l} \Big|_{(0,0)}$$

$k, l = 0, 1, \dots$
 $i, j = 1, 2, \dots$

En remplaçant (32) dans (35) et le tout dans (34), on obtient :

$$\begin{aligned}
 i_i(t) &= \sum_k \left[Y_{i1}^{(0,0)}(0,0,\omega_k) V_1(\omega_k) + Y_{i2}^{(0,0)}(0,0,\omega_k) V_2(\omega_k) \right] e^{j\omega_k t} \\
 &+ \sum_{k,l} \left[Y_{i1}^{(1,0)}(0,0,\omega_k) V_1(\omega_k) V_1(\omega_l) \right. \\
 &\quad + Y_{i1}^{(0,1)}(0,0,\omega_k) V_1(\omega_k) V_2(\omega_l) \\
 &\quad + Y_{i2}^{(1,0)}(0,0,\omega_k) V_2(\omega_k) V_1(\omega_l) \\
 &\quad \left. + Y_{i2}^{(0,1)}(0,0,\omega_k) V_2(\omega_k) V_2(\omega_l) \right] e^{j(\omega_k + \omega_l) t}
 \end{aligned} \tag{36}$$

En identifiant (7) et (4), on en conclut :

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{2} \left[y_{i11}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{i11}^{(2)}(-\omega_2, \omega_1) \right] &= Y_{i1}^{(1,0)}(0,0,\omega_1) + Y_{i1}^{(1,0)}(0,0,-\omega_2) \\
 \frac{1}{2} \left[y_{i12}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{i12}^{(2)}(-\omega_2, \omega_1) \right] &= Y_{i2}^{(1,0)}(0,0,-\omega_2) + Y_{i1}^{(0,1)}(0,0,\omega_1) \\
 \frac{1}{2} \left[y_{i21}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{i21}^{(2)}(-\omega_2, \omega_1) \right] &= Y_{i1}^{(0,1)}(0,0,-\omega_2) + Y_{i2}^{(1,0)}(0,0,\omega_1) \\
 \frac{1}{2} \left[y_{i22}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{i22}^{(2)}(-\omega_2, \omega_1) \right] &= Y_{i2}^{(0,1)}(0,0,\omega_1) + Y_{i2}^{(0,1)}(0,0,-\omega_2)
 \end{aligned} \tag{38}$$

Mais du fait de la symétrie des paramètres de la série de Volterra :

$$y_{ijk}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = y_{ikj}^{(2)}(-\omega_2, \omega_1) \quad (39)$$

$$k = 1, 2$$

$$j = 1, 2$$

Ainsi :

$$y_{ij}^{(1)}(\omega) = Y_{ij}^{(0,0)}(0,0,\omega)$$

$$y_{i11}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = Y_{i1}^{(1,0)}(0,0,\omega_1) + Y_{i1}^{(1,0)}(0,0,-\omega_2) \quad (40)$$

$$y_{i12}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = Y_{i2}^{(1,0)}(0,0,-\omega_2) + Y_{i1}^{(0,1)}(0,0,\omega_1)$$

$$y_{i21}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = Y_{i1}^{(0,1)}(0,0,-\omega_2) + Y_{i2}^{(1,0)}(0,0,\omega_1)$$

$$y_{i22}^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = Y_{i2}^{(0,1)}(0,0,\omega_1) + Y_{i2}^{(0,1)}(0,0,-\omega_2)$$

Ce raisonnement est valable pour n'importe lequel couple de fréquence (ω_k, ω_l) à condition que $\omega_k \neq \omega_l$.

Dans le cas contraire, seules les expressions de $y_{i11}^{(2)}(\omega_1, \omega_1)$ et $y_{i12}^{(2)}(\omega_1, \omega_2)$ changent.

En effet, des équations (4) et (7), on déduit que :

$$y_{i11}^{(2)}(\omega_1, \omega_1) = 2Y_{i1}^{(1,0)}(0,0,\omega_1) \quad (41)$$

$$y_{i22}^{(2)}(\omega_1, \omega_1) = 2Y_{i2}^{(0,1)}(0,0,\omega_1)$$

De plus :

$$Y_{ij}^{k,l}(0, 0, -\omega) = \left[Y_{ij}^{kl}(0,0,\omega) \right]^* \quad (42)$$

Les coefficients $Y_{ij}^{k,l}(0, 0, \omega)$ sont calculés comme suit :

Une fois que l'on a déterminé les paramètres Y_{ij} (V_{GS} , V_{DS} , ω) intrinsèques du transistor à partir des paramètres S_{ij} petit signal faits au point (V_{GS} , V_{DS}), on calcule les dérivées des fonctions représentatives des variations de ces paramètres par rapport à V_{GS} ou V_{DS} au point de fonctionnement choisi auparavant.

. A l'aide d'un programme d'approximation par polynôme de Chebyckev, on identifie $Y_{ij}(X, Y, \omega)$ à :

$$Y_{ij}(X, Y, \omega) = \sum_{i=0}^k \sum_{j=0}^L A_{ij} T_i(X_{cap}) T_j(Y_{cap}) \quad (43)$$

avec
$$X_{cap} = \frac{2X - (X_{max} + X_{min})}{(X_{max} - X_{min})}$$

$$Y_{cap} = \frac{2Y - (Y_{max} + Y_{min})}{(Y_{max} - Y_{min})}$$

K : degré du polynôme par rapport à X_{cap} .

L : degré du polynôme par rapport à Y_{cap} .

. On en déduit les coefficients du polynôme A_{ij} que l'on réintroduit dans un programme de calcul de la valeur du polynôme en un point donné.

. En appliquant la méthode de Simpson, on peut en déduire aussi les pentes des courbes $Y_{ij}(X, Y, \omega)$ par rapport à X ou Y , autour du point de fonctionnement, en calculant les valeurs du polynôme aux points distants de ce dernier d'un pas de 0,01 V.

$$\frac{\partial Y_{ij}(X_0, Y_0, \omega)}{\partial X} = \frac{\Delta Y_{ij}(X_0 - 0.01; Y_0; \omega) + \Delta Y_{ij}(X_0; Y_0; \omega)}{2h} \text{ ms/v} \quad (44)$$

$$\frac{\partial Y_{ij}(X_0, Y_0, \omega)}{\partial Y} = \frac{\Delta Y_{ij}(X_0; Y_0 - 0.01; \omega) + \Delta Y_{ij}(X_0; Y_0; \omega)}{2h} \text{ ms/v}$$

avec :

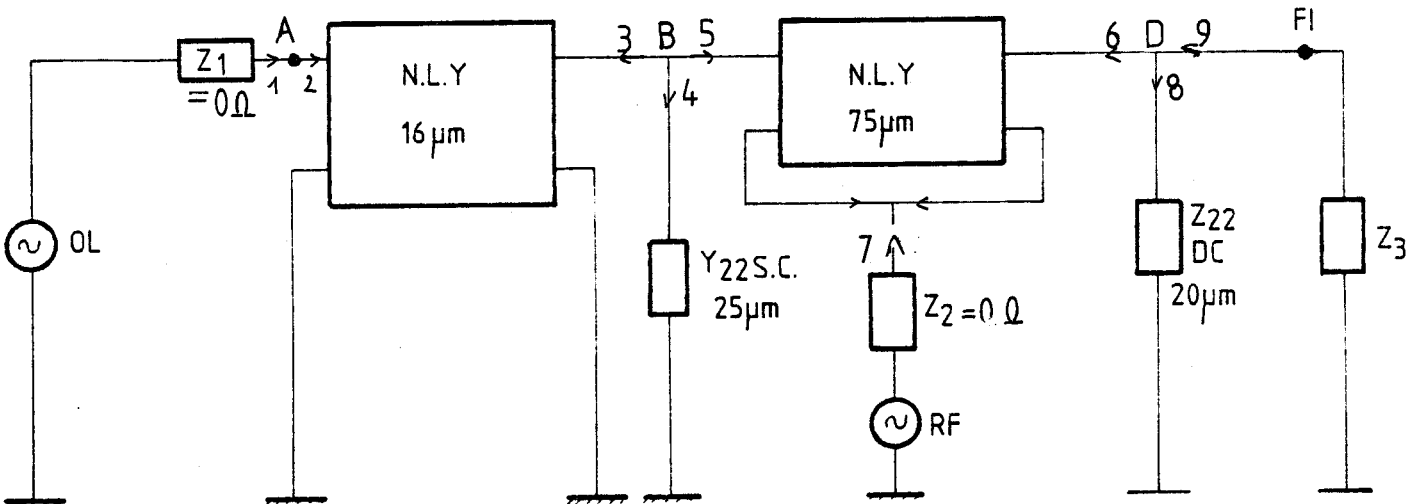
$$\Delta f_x = f(x + h) - f(x).$$

Le pas doit être suffisamment faible pour s'affranchir des fluctuations autour de la courbe $Y_{ij}(X, Y, \omega)$ dues à l'approximation par polynôme de Chebychev.

II.4.2.C. PRESENTATION DES RESULTATS

A. CALCUL DU GAIN DE CONVERSION

Le circuit décrit dans NON-LIN est le suivant :



Les calculs des paramètres Y_{ij} des transistors ainsi que ceux de leurs dérivées ont été faits pour leur point de polarisation choisi en première partie. Avec :

- le transistor T_1 polarisé à :

$$V_{GS0} = -1,32 \text{ V} \quad V_{DS0} = 0 \text{ V} \quad I_{D0} = 0 \text{ A}$$

- Y_{22} est l'admittance de sortie d'un transistor T_2 monté en source commune :

$$V_{GS} = V_{GS0} = 0 \text{ V} \quad \Delta V_{GS} = 0 \text{ V} \quad V_{DS0} = +2,1 \text{ V} \quad I_{D0} = 5 \text{ mA}$$

- le transistor T_3 est polarisé à :

$$V_{GS0} = -1 \text{ V} \quad V_{DS0} = 2,1 \text{ V} \quad I_{D0} = 5 \text{ mA}$$

- Z_{22} est l'impédance présentée par le transistor T_4 monté en drain commun et polarisé à :

$$V_{GS} = V_{GS0} = 0 \text{ V} \quad \Delta V_{GS} = 0 \text{ V} \quad V_{DS0} = 2,1 \text{ V} \quad I_{D0} = 4 \text{ mA}$$

Ces calculs sont donnés en annexe.

La tension OL est choisie de façon à être suffisamment forte pour avoir du gain de conversion tout en restant dans la zone des caractéristiques statiques du transistor pour laquelle la modélisation a été faite.

Nous avons vu que, la tension V_{GS} du transistor T_1 pouvait varier de 0 à - 2,2 V (-2,2 V est la tension de pincement de ce transistor). La tension maximale à appliquer sur la grille de ce transistor sachant qu'il est polarisé à V_{GS0} de - 1 V est de : $V_{OL} = 1V_{crête}$.
Le gain de conversion du mélangeur équilibré est calculé pour cette tension V_{OL} bien que nous ne puissions pas déterminer à l'aide de ce programme si ce gain est saturé pour celle-ci. Il est obtenu pour les deux cas qui se présentent expérimentalement :

- la charge a une impédance Z égale à $3 K\Omega$ en parallèle avec la conductance de sortie du transistor T_4 à la fréquence intermédiaire :

$$f_{RF} = 400 \text{ MHz} \quad f_{OL} = 436 \text{ MHz}$$

$$V_{RF} = 0,17 \text{ mV} \quad V_{OL} = 1 \text{ V}$$

$$Z = Y_{22}(20 \mu\text{m}) // 3 K\Omega = 1,5 K\Omega$$

Dans ces conditions, on trouve un gain de conversion de :

$$G_c = 20 \log(V_{IF}/V_{RF}) = - 3,09 \text{ dB}$$

$$\text{Avec : } V_{IF} = V_9 = - 2 I_6(\omega_1, \omega_2) = V_6$$

- la charge a une impédance Z égale à celle d'entrée d'un ampli FI actuel : $Z = 2 K\Omega$

Pour les mêmes conditions de fréquences et de tensions d'entrée que précédemment, on a : $G_c = - 1,05 \text{ dB}$

On peut améliorer ces résultats en augmentant la transconductance g_m du transistor T_3 . Ainsi en prenant g_m égale à 7,5 ms pour une largeur de 75 μm , on obtient toutes choses égales par ailleurs :

$$G_c = - 0,98 \text{ dB} \quad \text{si} \quad Z = 1,5 K\Omega \quad \text{cas a}$$

$$G_c = 1,15 \text{ dB} \quad \text{si} \quad Z = 2 K\Omega \quad \text{cas b}$$

De même, on peut étudier l'influence de la conductance de sortie du transistor sur ce gain de conversion. Ainsi, si l'on augmente simultanément g_D et g_m du transistor T_3 , on obtient :

$$G_c = - 1,9 \text{ dB} \quad Z = 1,5 K\Omega \quad \text{Pour } g_{DT3} = 0,75 \text{ mS}$$

$$G_c = + 0,04 \text{ dB} \quad Z = 2 K\Omega \quad g_{mT3} = 7,5 \text{ mS}$$

Si on augmente la conductance g_D du transistor T_1 seule, on observe que :

$G_C = - 2,95 \text{ dB}$	pour $Z = 1,5 \text{ K}\Omega$	$g_{DT_1} = 3 \text{ mS}$
$G_C = - 0,91 \text{ dB}$	pour $Z = 2 \text{ K}\Omega$	$g_{mT_3} = 7,5 \text{ mS}$

Si on augmente la conductance g_D du transistor T_2 seule, on observe que :

$G_C = - 1,68 \text{ dB}$	pour $Z = 1,5 \text{ K}\Omega$	pour $g_{DT_2} = 0,75 \text{ mS}$
$G_C = 0,41 \text{ dB}$	pour $Z = 2 \text{ K}\Omega$	pour $g_{mT_3} = 7,5 \text{ mS}$

Conclusion : pour améliorer le gain de conversion. il faudrait :

- augmenter la transconductance du transistor T_3 ,
- diminuer les conductances de sortie des transistors T_1, T_2, T_3

B. ETUDE DU GAIN DE CONVERSION EN FONCTION DE LA FREQUENCE

Le gain de conversion a été calculé pour :

$$f_{RF} = 800 \text{ MHz} \quad f_{OL} = 836 \text{ MHz}$$

On s'aperçoit que, toutes choses égales par ailleurs, le gain de conversion ne varie pratiquement pas.

C. INFLUENCE DES ELEMENTS NON LINEAIRES DE CHAQUE TRANSISTOR SUR LE GAIN DE CONVERSION

Pour étudier, de façon rigoureuse, l'influence de chaque élément non-linéaire sur le gain de conversion du mélangeur, il faudrait :

- trouver les courbes de variation de ces éléments avec les tensions de polarisation à partir d'un schéma équivalent et des paramètres Y_{ij} intrinsèques du transistor.
- On garderait un ou plusieurs des éléments constants avec les tensions de polarisation et on obtiendrait par analyse du schéma à ces points de polarisation, les paramètres Y_{ij} correspondant ainsi que leurs pentes qui permettent de calculer de nouveau les coefficients à rentrer dans NON-LIN.

En résumé, la méthode à suivre comporterait trois étapes :

- trouver pour chaque point de polarisation, les éléments du schéma équivalent à partir des paramètres Y_{ij} intrinsèques :

$$C_{gd}(X,Y) ; g_m(X,Y) ; R_D(X,Y) ; C_{gs}(X,Y)$$

- garder un ou plusieurs des éléments constants quelque soit le point de polarisation. En déduire les nouveaux paramètres $Y_{ij}(X,Y)$.
- calculer les coefficients $y^{(2)}_{ijk}$ et $y^{(1)}_{ij}$ à partir des courbes obtenues.

Mais avant de se lancer dans cette méthode assez fastidieuse une première approche est faite en gardant successivement les paramètres Y_{ij} intrinsèques du transistor T_1 ou T_3 constants avec le point de polarisation.

Un constate que :

- l'influence des non-linéarités du transistor T_3 est très faible sur le gain de conversion.
- l'influence des non-linéarités en entrée du transistor T_1 des paramètres Y_{11} , Y_{12} est également négligeable sur ce gain de conversion.
- le fait de garder le paramètre Y_{21} de ce transistor T_1 constant avec la polarisation diminue le gain de conversion de + 2,85 dB.
- le fait de garder son paramètre Y_{22} constant diminue le gain de conversion de + 7,95 dB.

- Conclusion :

Il semblerait qu'il faille augmenter les non-linéarités des parties réelles des paramètres Y_{21} et Y_{22} du transistor recevant le signal OL pour augmenter le gain de conversion du mélangeur équilibré dans les conditions fixées auparavant.

II.4.2.D. INTERPRETATION DES RESULTATS OBTENUS PAR SIMULATION

On va essayer d'expliquer les valeurs médiocres du gain de conversion du mélangeur équilibré ainsi que l'influence des éléments non-linéaires sur le gain de ce mélangeur.

A. INFLUENCE DES VALEURS MOYENNES DES PARAMETRES DES DIFFERENTS TRANSISTORS SUR LE GAIN DE CONVERSION

Nous avons vu que dans les conditions de simulation du mélangeur équilibré, le mélange se faisait pratiquement au niveau du transistor T_1 . Le transistor T_3 sert surtout d'amplificateur FI. Ainsi à la fréquence intermédiaire, le courant d'une branche du mélangeur équilibré est donné par :

$$i_6(w_1 - w_2) = I(w_1 - w_2) \left[\frac{Y_{21}}{(Y + Y_{22})(Y_S + Y_{11}) + Y_{12}Y_{21}} \right] \quad (45)$$

Avec :

I : courant à la fréquence intermédiaire fourni par le transistor T_1

Y_S : admittance équivalente du transistor T_1 en parallèle avec l'admittance de sortie du transistor T_2

Y_{ij} : paramètres du transistor T_3 monté en grille commune

Y : admittance de charge d'une branche du mélangeur.

Nous avons :

$$Y_S = g_{DT1} + g_{DT2}$$

$$Y_{21} = -g_{mT3} - g_{DT3}$$

$$Y_{12} = -g_{DT3}$$

$$Y_{11} = g_{mT3} + g_{DT3}$$

$$Y_{22} = g_{DT3}$$

D'où :

$$i_6(w_1 - w_2) = I(w_1 - w_2) \left[\frac{g_{mT3} + g_{DT3}}{(Y + g_{DT3})(g_{DT1} + g_{DT2})} \right] \quad (46)$$

Cette dernière équation nous permet de nous rendre compte de l'influence des valeurs moyennes des différents paramètres.

1) Influence des valeurs moyennes des paramètres du transistor T₃

De l'expression (46), on peut conclure que le gain de conversion du mélangeur est proportionnel au gain en tension du transistor T₃ à la fréquence FI.

$$A_V = \frac{g_{mT_3} + g_{DT_3}}{Y + g_{DT_3}}$$

Au point de polarisation choisi pour ce transistor, nous avons :

$$\begin{aligned} V_{GS} &= -1,3 \text{ V} & g_{mT_3} &= 5,3 \text{ mS} \\ V_{DS} &= 2,1 \text{ V} & g_{DT_3} &= 0,43 \text{ mS} \end{aligned}$$

En pratique, nous avons vu que l'impédance de sortie était constituée obligatoirement par une résistance de 2 k Ω soit $y = 0,5 \text{ ms}$

On en déduit que :

$$\begin{cases} \frac{\partial A_V}{\partial g_{DT_3}} = \frac{Y - g_{mT_3}}{(Y + g_{DT_3})^2} < 0 \\ \frac{\partial A}{\partial g_{mT_3}} = \frac{1}{Y + g_{DT_3}} > 0 \end{cases}$$

Ainsi, il faudrait augmenter la transconductance du transistor T₃ et diminuer sa conductance de sortie pour augmenter le gain de conversion du mélangeur équilibré.

2) Influence des valeurs moyennes des paramètres des transistors T₁ et T₂

De l'expression (46), on peut conclure que le courant de sortie du mélangeur équilibré à la fréquence FI est inversement proportionnel aux conductances de sortie des transistors T₁ et T₂.

Il en est de même du gain de conversion. Ce qui explique les résultats obtenus lorsque ces conductances sont augmentées.

B. INFLUENCE DES NON-LINEARITES DES PARAMETRES Y_{ij} DE CHAQUE TRANSISTOR

Le développement en série du courant de sortie du Transistor T_3 à la fréquence FI est donnée au premier ordre dans NON-LIN par :

$$I_6^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = y_{21T_3}^{(1)}(\omega_1, -\omega_2) V_5^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{22T_3}^{(1)}(\omega_1, -\omega_2) V_6^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) \\ + y_{21T_3}^{(2)} V_5(\omega_2) V_5^*(\omega_1) + y_{212T_3}^{(2)} V_5(\omega_2) V_6^*(\omega_1) \\ + y_{221T_3}^{(2)} V_6(\omega_2) V_5^*(\omega_1) + y_{222T_3}^{(2)} V_6(\omega_2) V_6^*(\omega_1)$$

ur, d'après les conditions d'impédances aux trois portes du mélangeur, on a (figure) :

$$V_5(\omega_2) = V_3(\omega_2) - V_7(\omega_2) = V_3(\omega_2) - V_{RF}$$

$$V_5(\omega_1) = V_3(\omega_1)$$

$$V_5(\omega_1 - \omega_2) = V_3(\omega_1 - \omega_2)$$

$$V_6(\omega_1) = 0V$$

$$V_6(\omega_2) = -V_{RF}$$

$$V_6(\omega_1 - \omega_2) = -\frac{I_6(\omega_1 - \omega_2)}{y}$$

y : admittance de charge à la fréquence FI

Avec :

$$\omega_1 = \omega_0$$

$$\omega_2 = \omega_{RF}$$

D'où :

$$V_{IF} = V_6(\omega_1 - \omega_2) = -\frac{y_{21T_3}^{(1)} V_5(\omega_1 - \omega_2)}{y + y_{22T_3}^{(1)}(\omega_1 - \omega_2)} + \frac{y_{221T_3}^{(1)} V_{RF} V_5^*(\omega_1) - y_{212T_3}^{(2)} V_5(\omega_2) V_5^*(\omega_1)}{y + y_{22T_3}^{(1)}(\omega_1 - \omega_2)} \quad (47)$$

De même, le courant de sortie du transistor T_1 est donné par :

$$I_3(\omega_1 - \omega_2) = y_{21T_1}^{(1)} V_2^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{22T_1}^{(1)} V_3^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) \\ + y_{21T_1}^{(2)} V_2(\omega_2) V_2^*(\omega_1) + y_{212T_1}^{(2)} V_2(\omega_2) V_3^*(\omega_1) \\ + y_{221T_1}^{(2)} V_3(\omega_2) V_2^*(\omega_1) + y_{222T_1}^{(2)} V_3(\omega_2) V_3^*(\omega_1) \quad (48)$$

Sous les conditions d'impédances imposées plus haut, nous avons :

$$V_2(\omega_1) = V_{OL}$$

$$V_2^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = 0V$$

$$V_2(\omega_2) = 0V$$

d'où :

$$I_3^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) = y_{22T_1}^{(1)} V_3^{(2)}(\omega_1, -\omega_2) + y_{221T_1}^{(2)} V_3(\omega_2) V_2^*(\omega_1) + y_{222T_1}^{(2)} V_3(\omega_2) V_3^*(\omega_1) \quad (49)$$

Ces équations (47) et (49) nous permettent de comprendre l'influence des non-linéarités des différents paramètres sur le gain de conversion.

1) Influence des non-linéarités des paramètres du transistor T₁

Le courant de sortie du transistor T₁, I₃, donné par l'équation (47) nous permet d'évaluer l'influence des non-linéarités de ses paramètres Y_{ij}. Les coefficients y⁽¹⁾_{ijk} sont donnés par les équations.(40)
 Sous les conditions d'impédances imposées plus haut V₂(ω₁, - ω₂) est nulle. Ainsi, les coefficients d'entrée du transistor T₁, y⁽²⁾_{1jk}, n'interviendront pas dans l'obtention du gain de conversion au premier ordre développé dans NON-LIN; il n'en est pas de même des coefficients de sortie donnés par : (on néglige les non-linéarités des parties imaginaires des paramètres Y_{ij} devant celles de leurs parties réelles).

$$y_{221T_1}^{(2)} = \frac{\partial g_m}{\partial V_{DS}} + \frac{\partial g_D}{\partial V_{GS}} \quad y_{222T_1}^{(2)} = 2 \frac{\partial g_D}{\partial V_{DS}} \quad (50)$$

Ces dérivées sont calculées au point de fonctionnement choisi du transistor T₁ : V_{DS} = 0 V V_{GS} = - 1 V

$$\begin{aligned} \frac{\partial g_m}{\partial V_{DS}} &= 0.91 \text{ ms/V} & \frac{\partial g_m}{\partial V_{GS}} &= 0 \text{ ms/V} \\ \frac{\partial g_D}{\partial V_{DS}} &= -1.22 \text{ ms/V} & \frac{\partial g_D}{\partial V_{GS}} &= 1.54 \text{ ms/V} \end{aligned} \quad (51)$$

Ainsi, lorsque le paramètre Y₂₁ du transistor T₁ est gardé constant, (ce qui revient à garder la transconductance constante avec la polarisation), seul le coefficient y⁽²⁾₂₂₁ donné par l'équation (50) diminue d'un peu moins de sa moitié. Il en résulte une chute de gain de conversion. Lorsque le paramètre Y₂₂ de ce même transistor ne varie plus avec la polarisation, (ce qui revient à garder sa conductance de sortie constante avec cette polarisation), il en découle des équations (50) que le coefficient y⁽²⁾₂₂₂ s'annule et le coefficient y⁽²⁾₂₂₁ diminue de plus de sa moitié. Ceci explique pourquoi le gain chute plus dans ce cas. De plus, nous nous sommes aperçus que seule la contribution à l'obtention de ce gain des non-linéarités de la transconductance et de la conductance du transistor T₁ était prépondérante. Il s'ensuit que le gain obtenu lorsque g_{mT₁} est constante est celui dû presque uniquement à la non-linéarité de g_{DT₁} et inversement.

Conclusion :

Pour améliorer le gain de conversion au premier ordre du mélangeur équilibré, il faudrait augmenter la non-linéarité de la transconductance g_m du transistor T_1 avec V_{GS} et celle de sa conductance de sortie g_D avec V_{DS} et V_{GS} .

2) Influence des non-linéarités des paramètres du transistor T_3

Nous nous sommes aperçus que les non-linéarités des paramètres du transistor T_3 ne contribuaient que faiblement à l'obtention du gain de conversion. Nous avons vu que ces non-linéarités étaient dues uniquement aux variations de ces paramètres avec la tension grille-source du transistor T_3 . Nous avons alors :

$$y_{111}^{(2)} = 2 \left(\frac{\partial g_m}{\partial V_{GS}} + \frac{\partial g_D}{\partial V_{GS}} \right) \qquad y_{211}^{(2)} = -2 \left(\frac{\partial g_m}{\partial V_{GS}} + \frac{\partial g_D}{\partial V_{GS}} \right) \qquad (51)$$

$$y_{112}^{(2)} = - \frac{\partial g_D}{\partial V_{GS}} = y_{121}^{(2)} \qquad y_{212}^{(2)} = \frac{\partial g_D}{\partial V_{GS}} = y_{221}^{(2)} \qquad y_{122}^{(2)} = y_{222}^{(2)} = 0$$

Ces dérivées sont calculées au point de fonctionnement du transistor T_3 :

$$V_{GS} = - 1,32 \text{ V} \qquad V_{DS0} = + 2,1 \text{ V}$$

D'où :

$$\frac{\partial g_D}{\partial V_{GS}} = 0,3 \text{ mS/V} \qquad \frac{\partial g_m}{\partial V_{GS}} = 0,9 \text{ mS/V} \qquad (52)$$

D'après l'équation (49), les coefficients qui contribuent à l'obtention du courant de sortie du transistor T_1 à la fréquence FI :

$$y_{221T_3} = 0,285 \text{ mS/V}$$

$$y_{221T_3} = - 2,37 \text{ mS}$$

$$y_{221T_1} = 2,45 \text{ mS/V}$$

$$y^{(2)}_{222T_1} = - 2,44 \text{ mS/V}$$

On voit que les coefficients y_{222T_1} et y_{221T_3} qui sont multipliés par les mêmes tensions sont comparables. En revanche, le coefficient y_{221T_3} est nettement plus faible que y_{221T_1} . De plus, ils sont multipliés par des tensions à la fréquence OL telles que :

$$v_s(OL) = A_{VT_1} v_2(OL)$$

Avec :

A_{VT_1} , gain en tension du transistor T_1 à cette fréquence $v_2(OL) = v_{OL}$

Or, le transistor T_1 est polarisé à une tension V_{DS0} nulle. Ainsi, son gain en tension à cette fréquence qui est due uniquement aux parties capacitives est très faible.

Il s'ensuit que la tension à la fréquence 0L appliquée au transistor T_3 , V_5 est faible.

Ce qui explique pourquoi les non-linéarités de ce transistor ont une influence négligeable sur le gain de conversion.

Conclusion :

Compte tenu de la faiblesse des non-linéarités des paramètres du transistor T_3 , ainsi que des tensions qui lui sont appliquées, celui-ci a une contribution négligeable à l'obtention du gain de conversion du mélangeur équilibré.

Remarque : les non-linéarités citées précédemment sont faibles comparées à celles qui interviennent lors du calcul du gain de conversion du mélangeur double-grille. En effet, les transistors constituant ce dernier ont des tailles plus grandes et les dérivées sont calculées pour des tensions de polarisation grille-source de ces transistors plus près du pincement.

C. INFLUENCE DE LA FREQUENCE SUR LE GAIN DE CONVERSION

Les calculs donnés en annexe II ont été faits pour les fréquences d'utilisation du mélangeur équilibré et pour une polarisation de ses transistors fixée. On s'aperçoit que, sous ces conditions, les non-linéarités des parties imaginaires des paramètres de ces transistors ainsi que leurs valeurs moyennes sont trop faibles comparées à celles de leurs parties réelles pour influencer sur le gain de conversion. Ceci explique pourquoi le gain de conversion ne change pratiquement pas avec la fréquence.

II.4.2.E. CONCLUSION

On s'aperçoit que comme prévu le mélange est fait essentiellement au niveau transistor T_1 . Le transistor T_3 sert à la fois d'amplificateur FI et à l'isolation RF/FI.

De même, on s'aperçoit comme on pouvait s'y attendre que l'influence des parties capacitives de ces transistors est négligeable sur le gain de conversion aux fréquences d'utilisation de ce mélangeur. Des analyses faites sur le gain de conversion, on conclut que celui-ci peut être amélioré :

- en augmentant la valeur moyenne de la transconductance du transistor T_3 ,
- en diminuant les valeurs moyennes des conductances de sortie des transistors T_1 , T_2 et T_3 ,
- en accentuant les non-linéarités de la conductance de sortie du transistor T_1 avec la polarisation V_{GS} et V_{DS} et celles de sa transconductance avec V_{DS} .

Coplanaire en court circuit

MESURE NO: 3 PAGE 0

F (MHZ)	S11		S12		S21		S22	
	RO	PHI	RO	PHI	RO	PHI	RO	PHI
200.0	-.40	178.3	-93.71	5.0	-97.37	4.7	.23	178.9
300.0	-.08	177.5	-75.07	27.9	-85.88	27.7	.02	179.2
400.0	.08	177.5	-60.46	40.1	-62.48	39.8	-.00	179.0
500.0	-.33	178.2	-51.89	57.9	-52.61	57.5	.04	179.7
600.0	-.04	177.5	-48.19	72.5	-47.99	71.9	-.22	179.3
700.0	-.17	177.9	-45.58	85.2	-45.66	84.7	-.03	179.7
800.0	-.11	178.2	-43.53	78.2	-43.58	77.6	-.18	179.1
900.0	-.17	177.8	-42.18	80.1	-42.16	79.8	-.05	179.8
1000.0	-.15	177.8	-41.18	79.7	-41.26	79.8	-.12	179.9
1100.0	-.02	178.0	-40.12	82.0	-39.96	80.1	-.04	-179.6
1200.0	-.08	178.0	-39.29	82.1	-39.30	82.2	.03	-179.3
1300.0	-.11	178.0	-38.34	83.0	-38.24	83.8	-.02	-179.1
1400.0	.08	177.9	-37.60	85.0	-37.53	84.6	.02	-179.1
1500.0	-.06	178.1	-37.08	83.6	-36.98	86.0	-.05	-178.6
1600.0	-.01	178.1	-36.16	85.6	-36.04	85.7	-.01	-178.2
1700.0	.04	178.2	-35.61	86.4	-35.52	85.8	.01	-178.0
1800.0	.05	177.9	-35.10	85.5	-35.16	86.1	-.02	-177.6
1900.0	-.11	177.8	-34.62	86.1	-34.61	86.3	-.10	-177.1
2000.0	.04	177.8	-34.23	86.5	-34.11	86.9	.00	-177.0
2100.0	.12	177.8	-33.77	86.8	-33.70	87.2	.00	-176.6
2200.0	.03	177.5	-33.22	87.4	-33.26	87.3	.05	-176.6
2300.0	-.03	177.6	-32.89	87.4	-32.83	87.7	-.06	-176.0
2400.0	.03	177.5	-32.33	86.3	-32.43	86.8	.05	-176.0

PORTE 1 DIST.ELEC(CM) = -5.7800 PERTES(DB) = .00 A .08

PORTE 2 DIST.ELEC(CM) = -5.7400 PERTES(DB) = .03 A .08

Figure 1

Coplanaire en circuit ouvert

13/05/83

MESURE NO: 5 PAGE 0

F (MHZ)	S11		S12		S21		S22	
	RO	PHI	RO	PHI	RO	PHI	RO	PHI
200.0	-.23	2.1	*****	130.8	*****	-49.4	-.06	.2
300.0	-.25	1.2	*****	-39.4	*****	140.6	.09	-.2
400.0	-.19	1.1	*****	160.2	*****	159.8	-.00	.6
500.0	-.16	2.5	*****	173.6	*****	-6.9	.02	.8
600.0	-.09	3.2	*****	6.0	*****	-174.6	-.09	1.4
700.0	-.32	3.4	*****	-156.7	*****	-157.2	.02	1.9
800.0	-.03	2.8	*****	-140.9	*****	36.7	-.03	1.8
900.0	.12	3.4	*****	50.2	*****	-130.7	.07	2.7
1000.0	.03	3.4	*****	-114.4	*****	-115.3	-.00	2.5
1100.0	-.08	3.7	*****	-99.9	*****	79.3	.00	2.9
1200.0	-.06	3.6	*****	92.0	*****	-89.6	-.03	3.2
1300.0	.03	3.9	*****	-74.3	*****	-74.4	.07	3.5
1400.0	-.01	3.9	*****	-60.9	*****	118.4	.08	3.6
1500.0	.05	4.2	*****	-47.5	*****	-48.0	.10	4.0
1600.0	-.01	4.2	*****	-32.4	*****	-32.7	.07	4.1
1700.0	.05	4.2	*****	-19.9	*****	160.3	.09	4.4
1800.0	.01	4.2	*****	175.7	*****	-4.1	.02	4.4
1900.0	.11	4.6	*****	11.3	*****	11.2	.03	4.8
2000.0	-.02	4.7	*****	-157.3	*****	22.5	.05	5.0
2100.0	.02	5.3	*****	37.6	*****	37.5	.02	4.9
2200.0	.04	5.6	*****	-128.6	*****	51.3	.08	5.0
2300.0	.03	5.5	*****	64.7	*****	64.5	.05	5.4
2400.0	-.00	5.9	*****	81.6	*****	81.5	.14	5.5

PORTE 1 DIST.ELEC(CM) = -5.7800 PERTES(DB) = .00 A .07

PORTE 2 DIST.ELEC(CM) = -5.7400 PERTES(DB) = .03 A .08

Figure 2

RE $Y_{21} = f(VGS)$
PARAMETRES: VDS W=100um

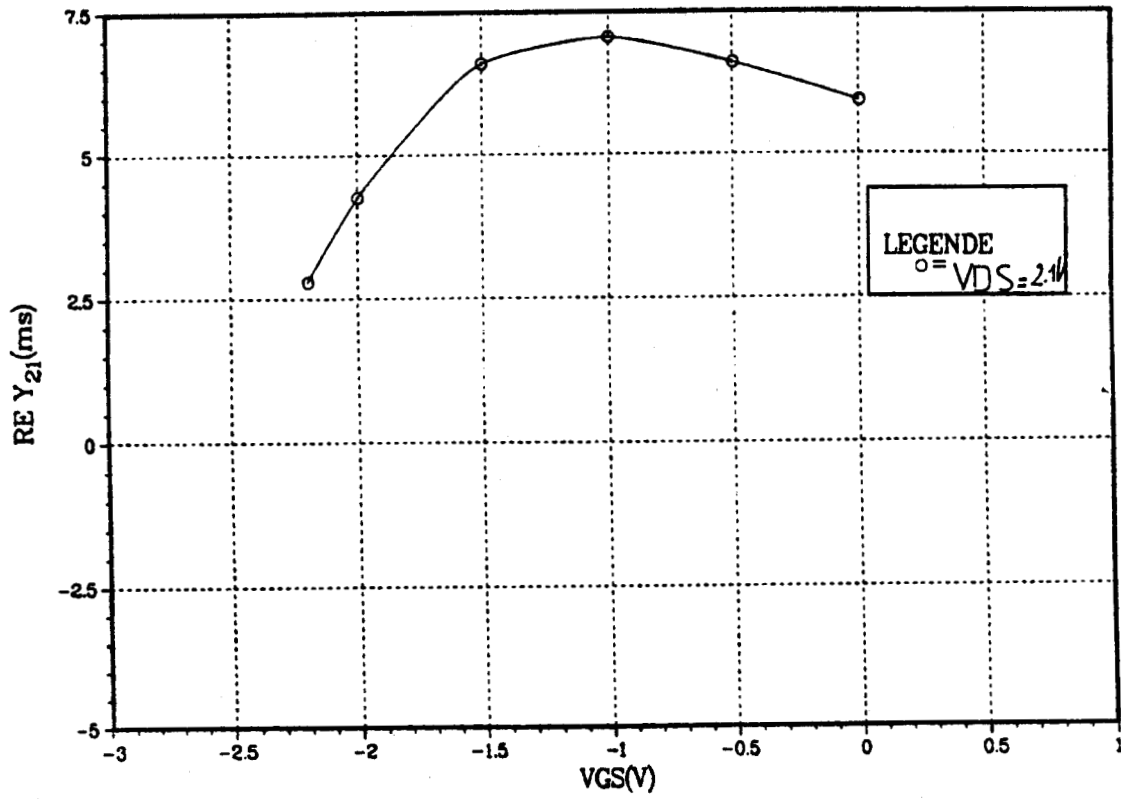


Figure 3

RE $Y_{22} = f(VGS)$
PARAMETRES: VGS W=100um f= .4GHZ

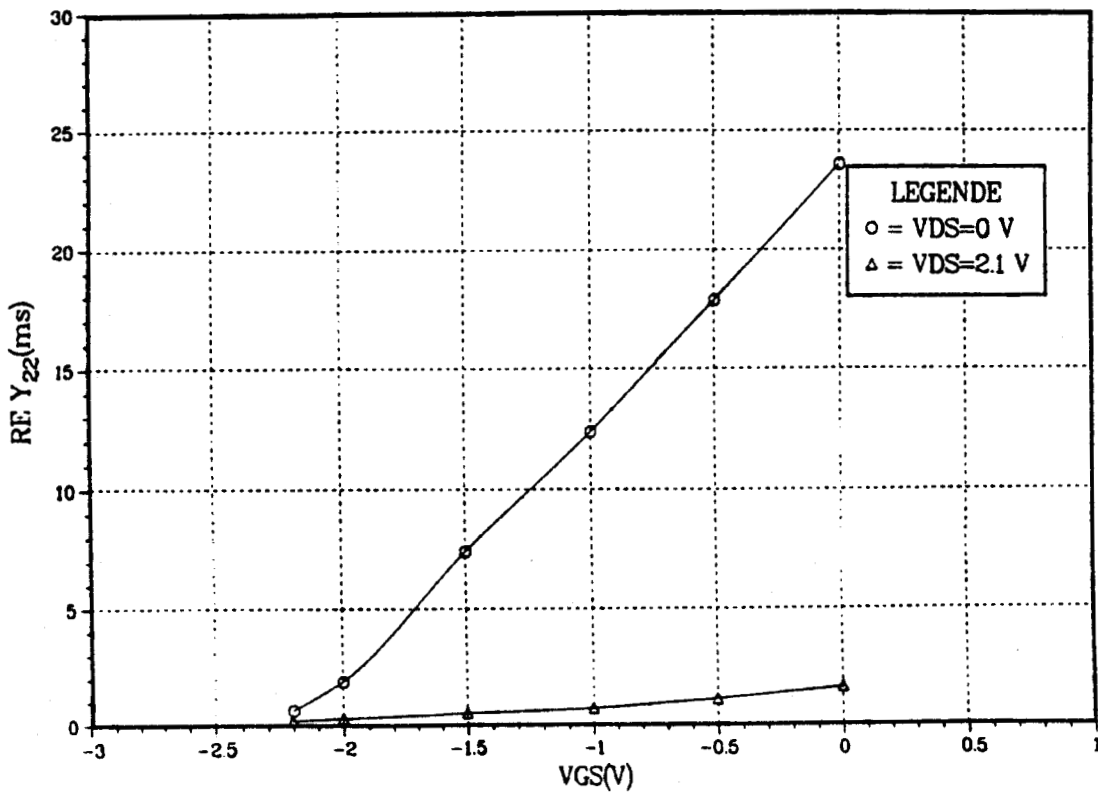


Figure 4

$\text{Im } Y_{11} = f(\text{VGS})$
PARAMETRES: VDS W=100um f=4GHZ

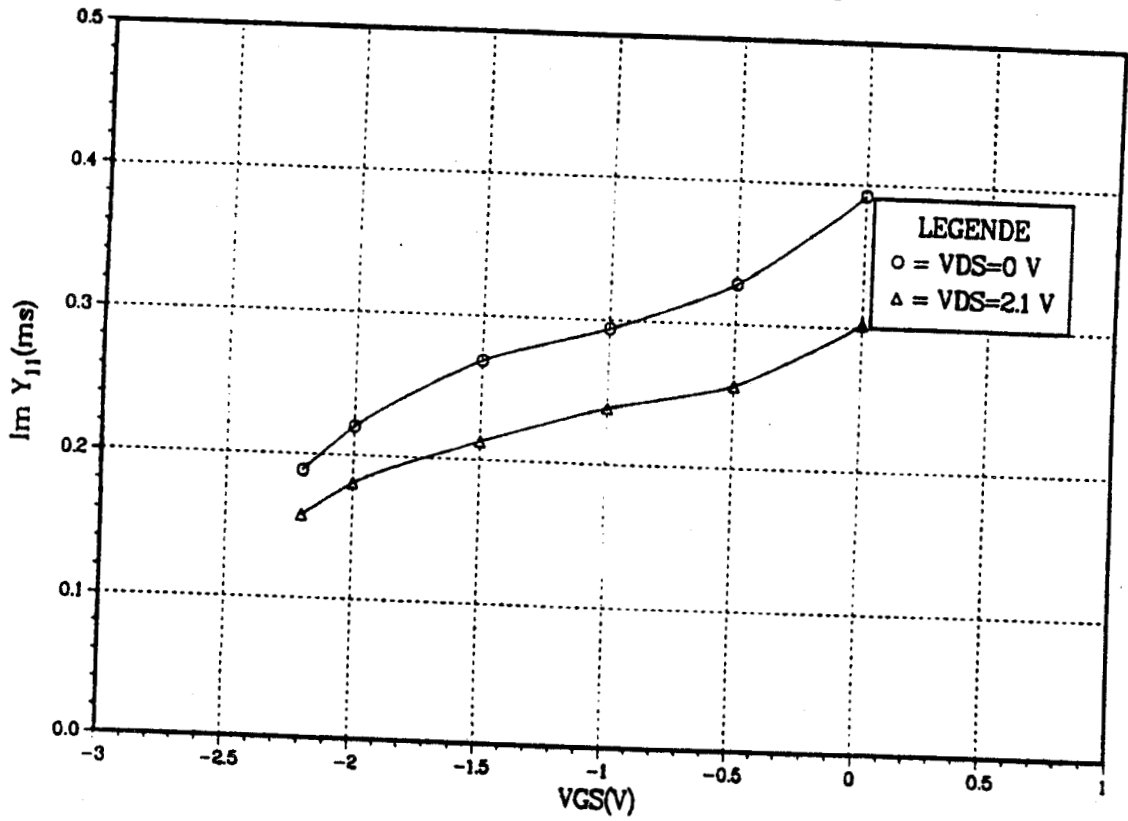


Figure 5

$\text{Im } Y_{22} = f(\text{VGS})$
PARAMETRES: VDS W=100um f=4GHZ

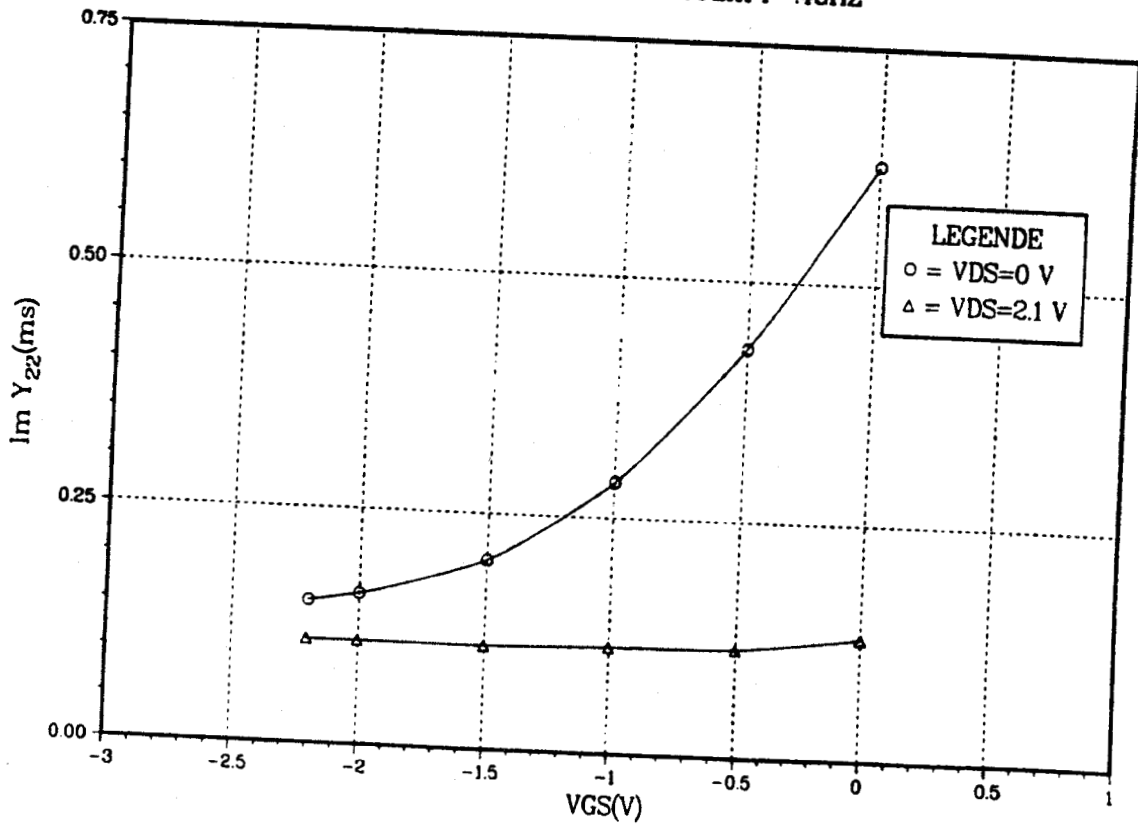


Figure 6

$|\text{Im } Y_{12}| = f(\text{VGS})$
PARAMETRES: VDS W=100um f= 4GHZ

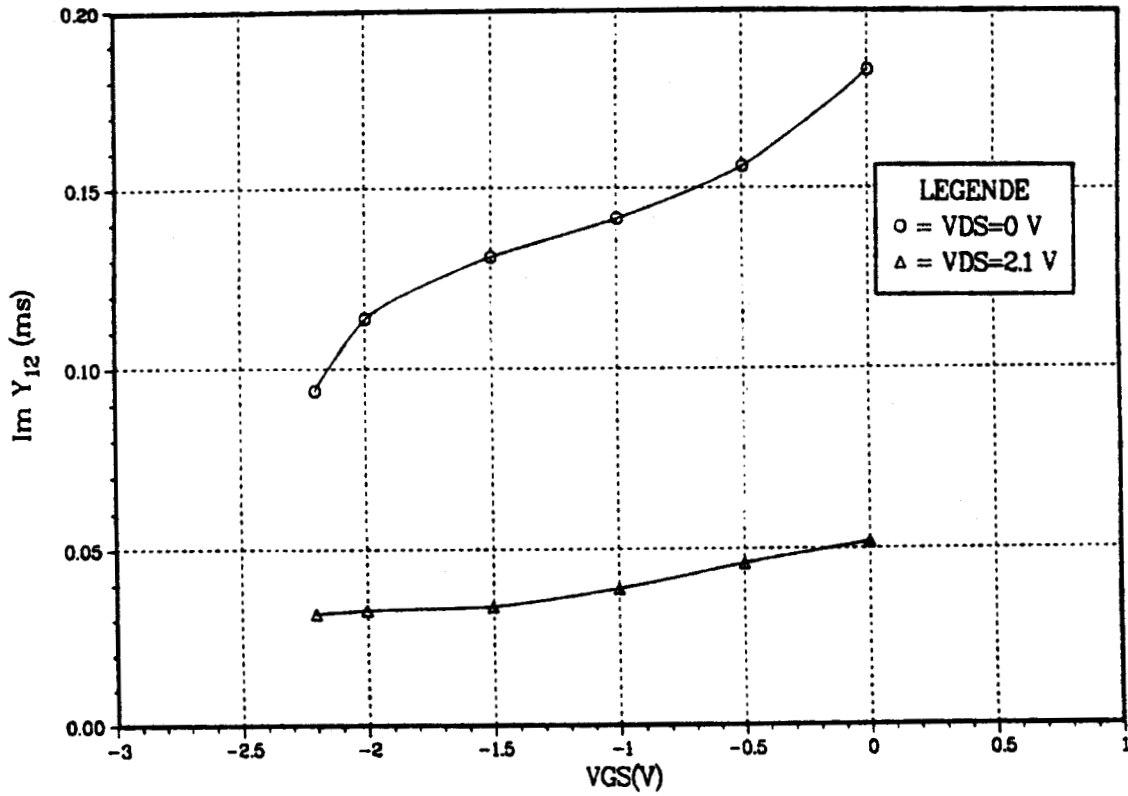


Figure 7

$|\text{Im } Y_{21}| = f(\text{VGS})$
PARAMETRES: VGS W=100um f=4GHZ

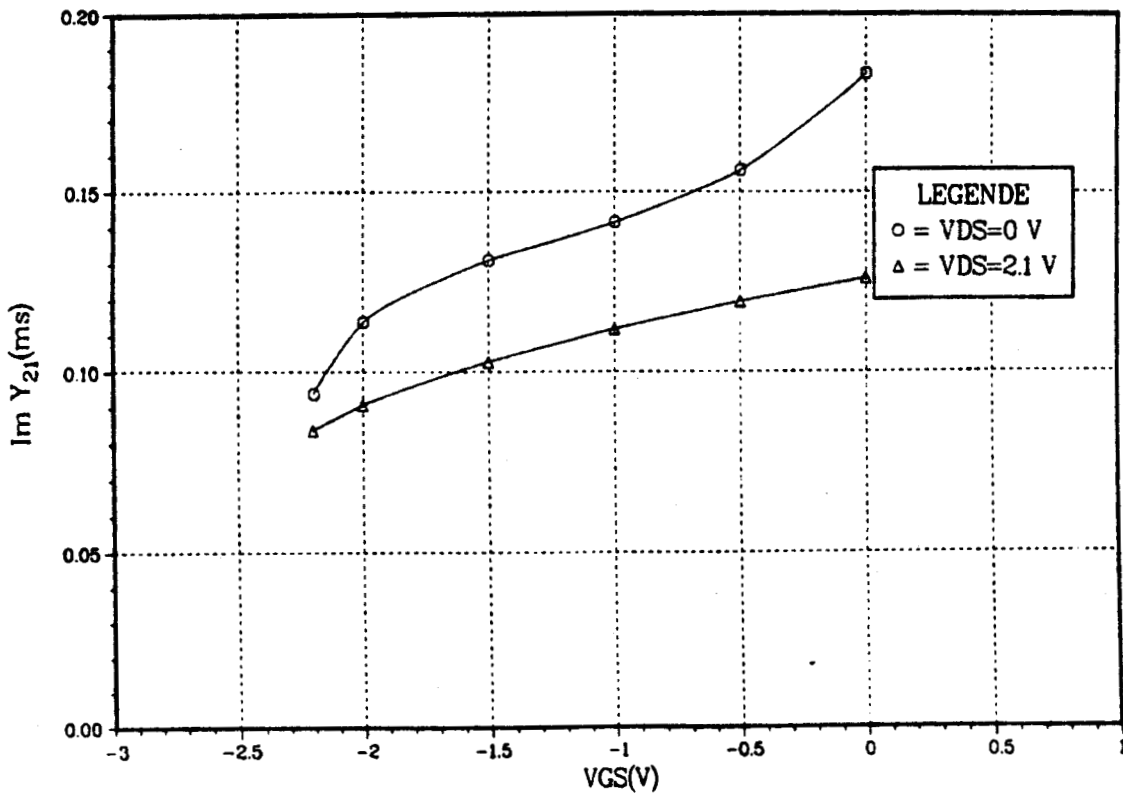


Figure 8

RE $Y_{21} = F(V_{DS})$
PARAMETRE: VGS W=100um

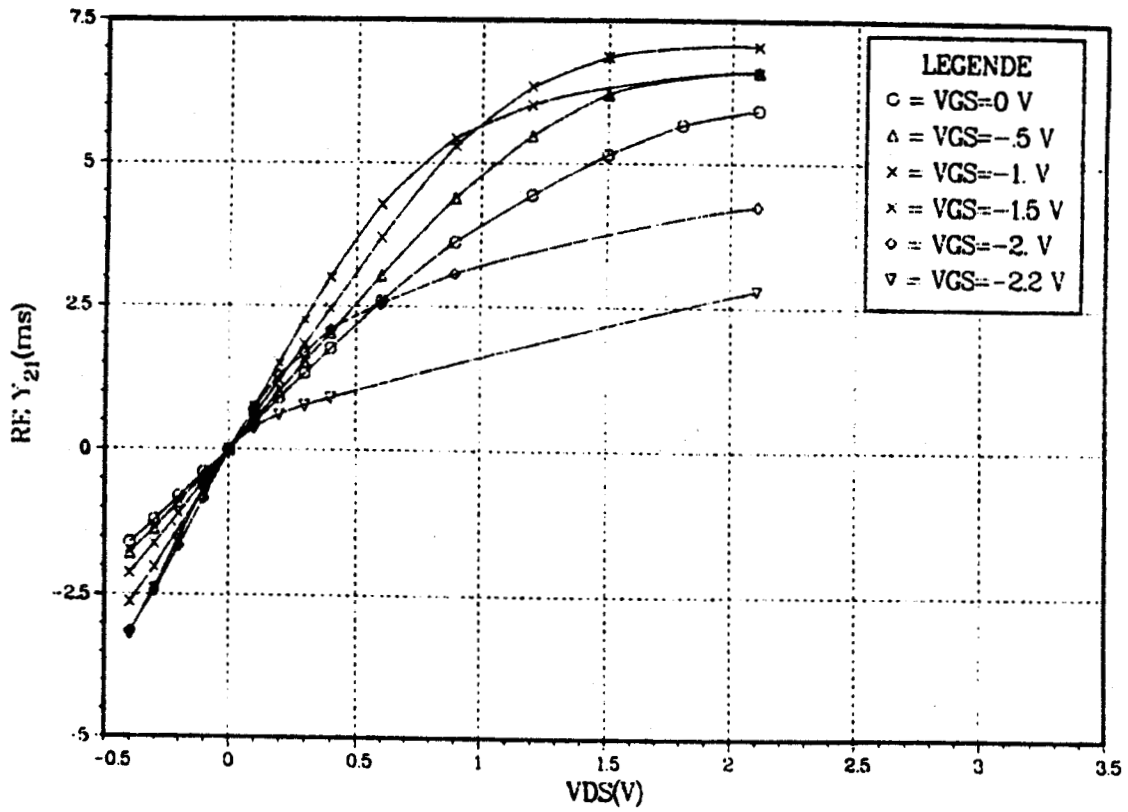


Figure 9

RE $Y_{22} = F(V_{DS})$
PARAMETRE: VGS W=100um

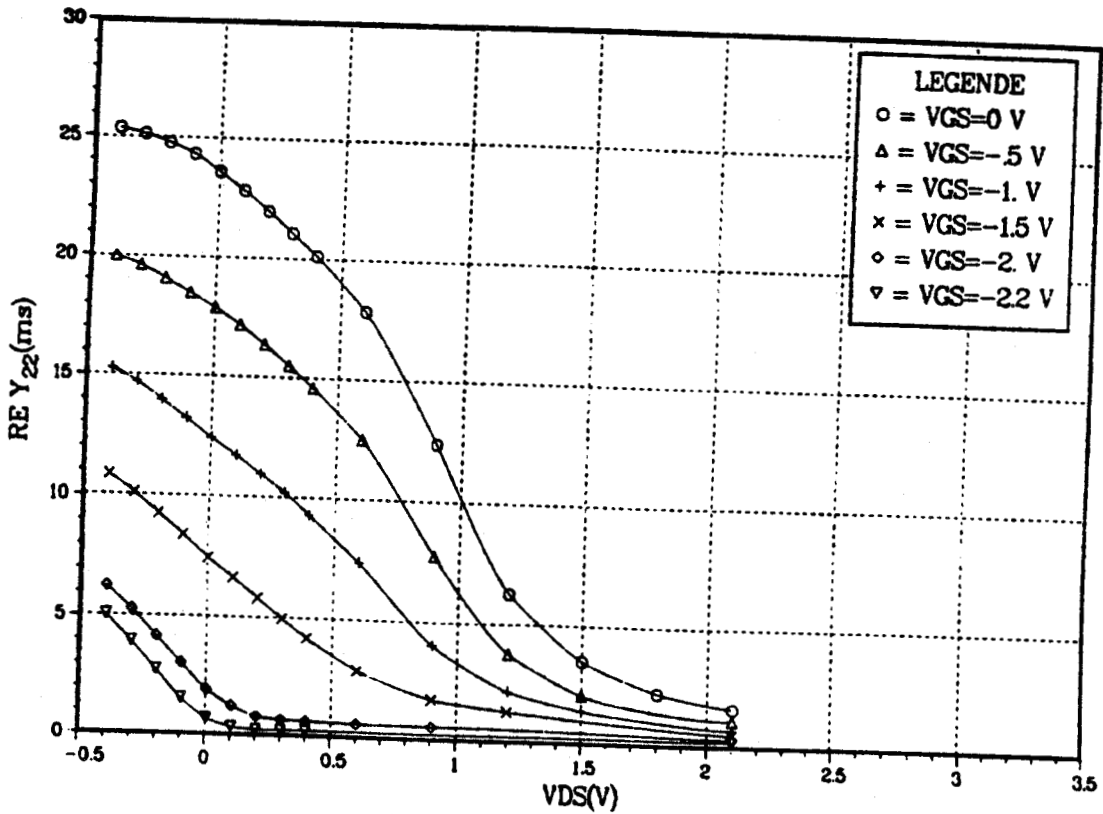


Figure 10

$\text{Im } Y_{22} = f(V_{DS})$
PARAMETRES: VGS W=100um f=4GHZ

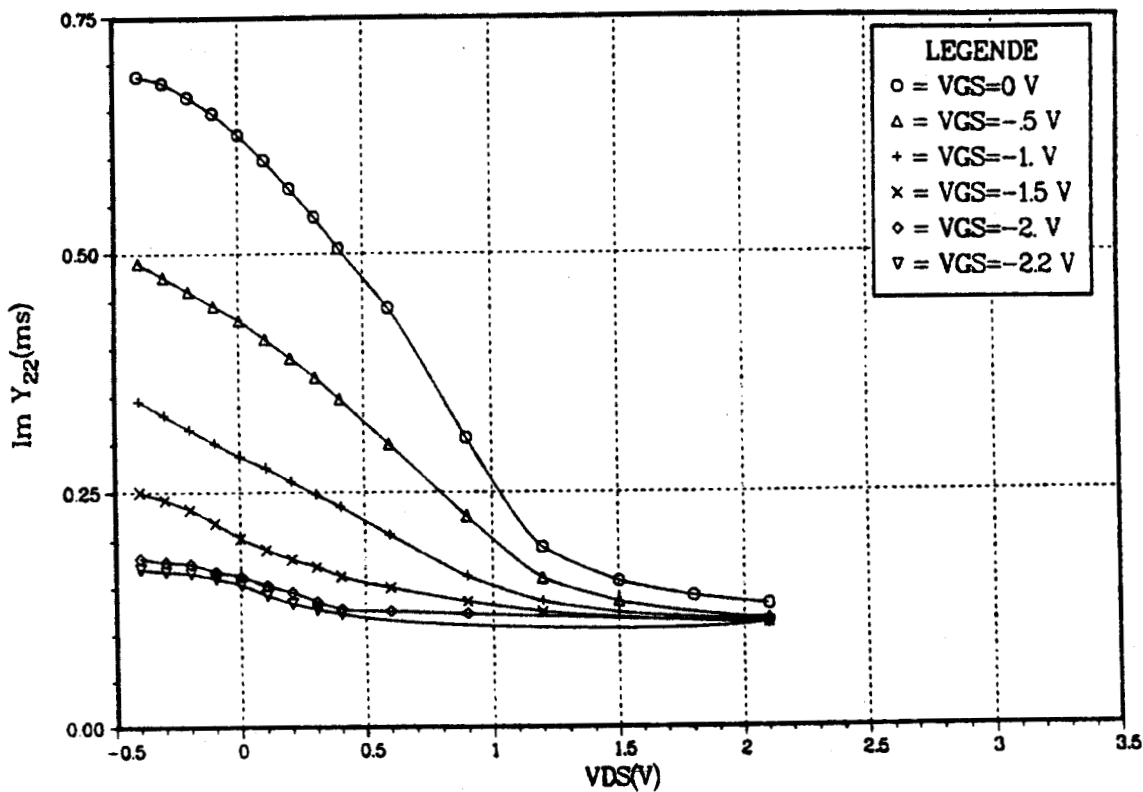


Figure 11

$\text{Im } Y_{11} = f(V_{DS})$
PARAMETRES: VGS W=100um f=4GHZ

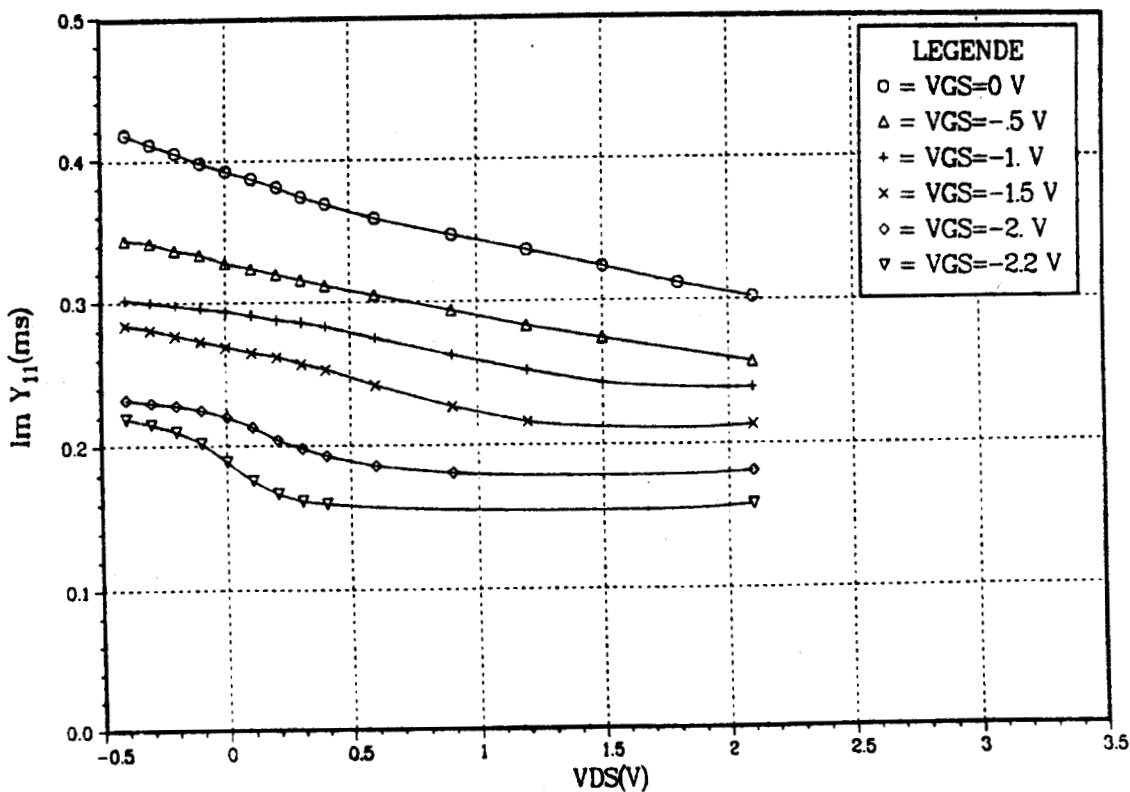


Figure 12

$|Im Y_{21}| = f(VDS)$
PARAMETRE: VGS W=100um f=4GHZ

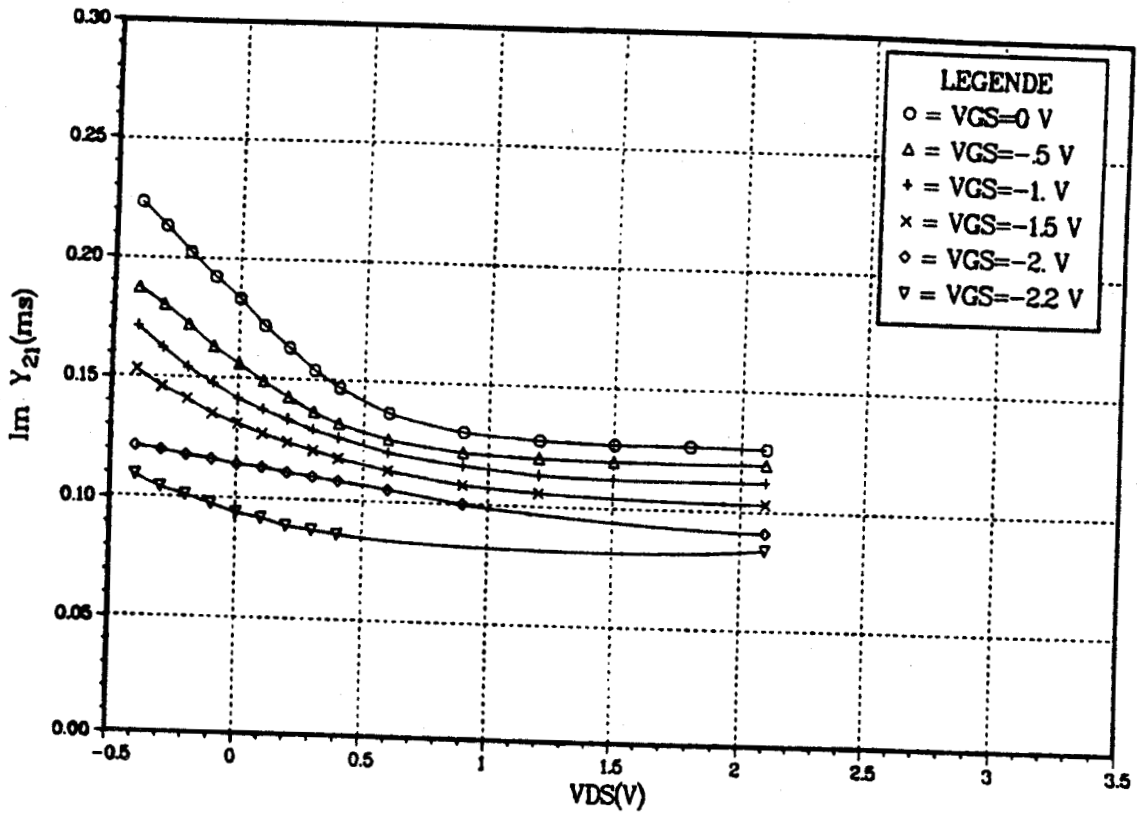


Figure 13

$|Im Y_{12}| = f(VDS)$
PARAMETRES: VGS W=100um f=4GHZ

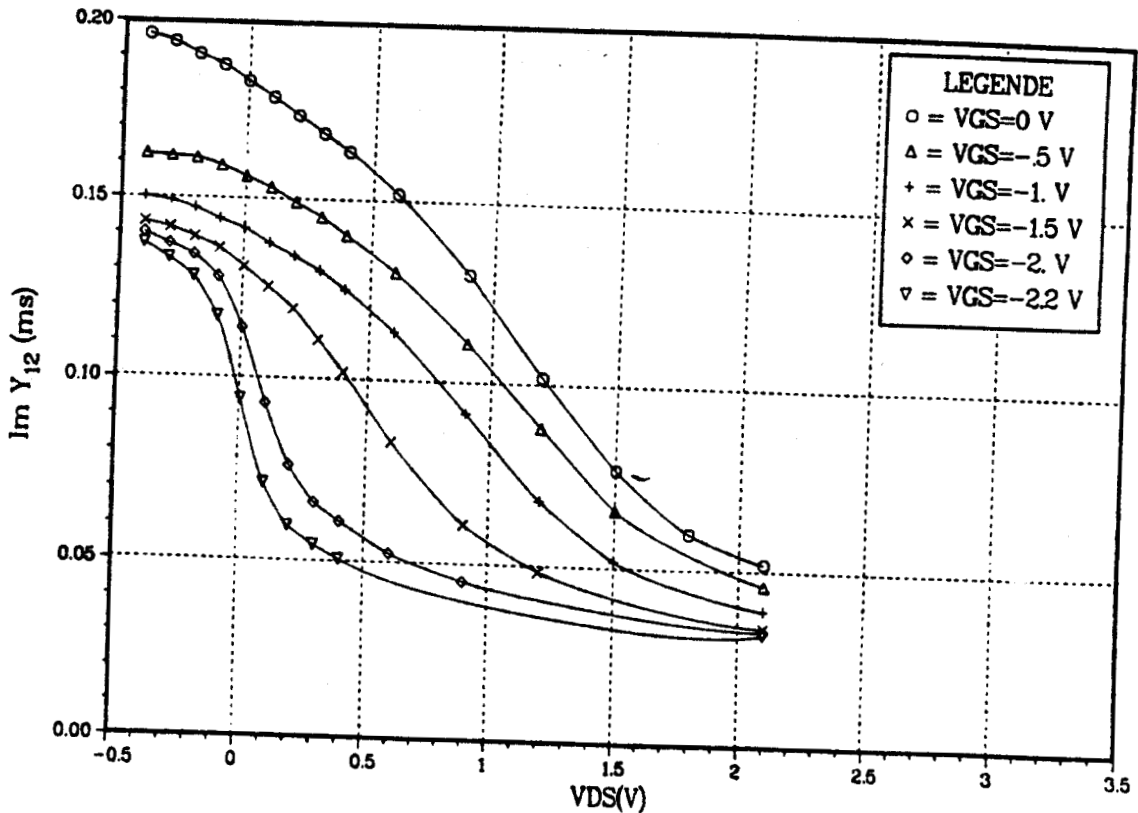


Figure 14

II.5 VERIFICATION EXPERIMENTALE

Comme il a été dit, celle-ci concerne uniquement le mélangeur équilibré. Les mesures ont été faites par l'ingénieur responsable de l'activité TUNER-UHF (P. DAUTRICHE).

IL.5.1. PRESENTATION DES RESULTATS

Les mesures ont été faites sur une branche du mélangeur équilibré soit T_1 , T_2 , T_3 , T_4 seuls.

Les circuits ont été montés en boîtier, eux-mêmes mis sur un support de test. Ce dernier est un circuit imprimé dont les lignes d'impédance caractéristiques de 50Ω permettent de véhiculer les signaux d'entrée-sortie du mélangeur. Les mesures ont été faites pour une résistance de charge de 50Ω se mettant en parallèle avec le transistor T_4 et la résistance de $3K\Omega$ prévus pour les tests en continu (page 141). Ceci permet de conserver les conditions de modélisation du mélangeur prévues pour une impédance de charge très faible par rapport à son impédance de sortie aux fréquences OL et RF. Les transistors sont polarisés aux mêmes tensions que pour la simulation. Nous avons accès à quatre points sur le circuit. On mesure alors :

$$\begin{array}{lll} V_{GS_{T_1}} = -1 \text{ V} & V_E = +5 \text{ V} & \\ V_{GS_{T_3}} = -1,3 \text{ V} & V' = -2 \text{ V} & I_{D_0} = 4 \text{ mA} \end{array}$$

Sous ces conditions de polarisation et de charge, nous obtenons les résultats suivants :

A. GAIN DE CONVERSION

Les fréquences de mesure sont :

$$f_{RF} = 600 \text{ MHz} \quad f_{OL} = 635 \text{ MHz} \quad f_{FI} = 35 \text{ MHz}$$

Les puissances appliquées sont :

$P_{OL} = +10 \text{ dBm}$ ce qui correspond à 1V crête en tension sur 50Ω

$P_{RF} = -40 \text{ dBm}$ ce qui correspond à 3,2 mV crête en tension sur 50Ω

Le gain de conversion est alors égal à : $G_c = -34 \text{ dB}$

B. ISOLATIONS

- . Portes OL FI : Iso = - 40 dB
- . Portes RF FI : Iso = - 24 dB

C. INFLUENCE DE LA FREQUENCE

Des mesures précédentes ont montré que le gain de conversion ne varie pas avec la fréquence.

Remarques :

On observe que le gain de conversion commence à saturer pour une puissance OL de 15 dBm ou pour une tension OL de 1,25 V sur 50Ω .

On alimente le circuit par des tensions (E, V') (voir page 141) égales à (5, - 2)V au lieu de (7, - 3)V prévu. En effet, les transistors claquaient sous ces dernières tensions.

IL5.2. INTERPRETATION DES RESULTATS ET COMPARAISON AVEC CEUX OBTENUS EN THEORIE

A. COMPARAISON DES RESULTATS EXPERIMENTAUX ET THEORIQUES

a) Gain de conversion

Pour les mêmes conditions de polarisation, de charge et de puissances appliquées, nous avons obtenu :

$$G_c = - 31,2 \text{ dB} \quad (\text{dans le cas où } g_{mT_3} = 5,3 \text{ mS})$$

$$G_c = - 34 \text{ dB}$$

L'écart de 3 dB observé entre ces gains peut être dû à des différences entre les valeurs moyennes des paramètres Y_{ij} du transistor de 100 um utilisé pour la simulation et ceux d'un transistor de même taille intégré avec le mélangeur mesuré.

En effet, des mesures statiques faites sur ces deux transistors nous ont permis de comparer leurs paramètres Y_{ij} :

- Transistor de 100 um intégré avec le mélangeur mesuré.

$$I_{dss} = 16 \text{ mA}$$

$$\text{Pour } V_{DS} = 3 \text{ V } \quad V_{GS} = 0 \text{ V} : g_D = 2 \text{ mS} \quad g_m = 10 \text{ mS}$$

$$\text{Pour } V_{DS} = 0 \text{ V } \quad V_{GS} = 0 \text{ V} : g_D = 20 \text{ mS}$$

- Transistor de 100 um servant à la simulation :

$$I_{dss} = 16,6 \text{ mA}$$

$$\text{Pour } V_{DS} = 3 \text{ V } \quad V_{GS} = 0 \text{ V} : g_D = 1 \text{ mS} \quad g_m = 8,5 \text{ mS}$$

$$\text{Pour } V_{DS} = 0 \text{ V } \quad V_{GS} = 0 \text{ V} : g_D = 17 \text{ mS}$$

On remarque particulièrement la différence entre les transconductances de ces deux transistors.

Or nous avons vu que le gain de conversion était proportionnel à celle-ci. Ainsi en remplaçant la valeur de la transconductance utilisée pour la simulation à celle correspondant au mélangeur mesuré, on obtient :

$$G_c = - 29 \text{ dB}$$

L'écart entre les gains de conversion théorique et expérimental est accentué.

Une autre raison possible pour laquelle on observe un tel écart entre les valeurs expérimentales et théoriques est que les non-linéarités des paramètres Y_{ij} des deux transistors de même taille utilisés dans ces deux cas soient différentes.

b) Isolation

$$\text{Isolation OL} \rightarrow \text{FI} : ISO_{thé} = - 62 \text{ dB} \quad ISO_{exp} = - 40 \text{ dB}$$

$$\text{Isolation RF} \rightarrow \text{FI} : ISO_{thé} = - 22 \text{ dB} \quad ISO_{exp} = - 24 \text{ dB}$$

L'écart observé entre l'isolation des portes OL \rightarrow FI théorique et expérimentale peut être expliqué par une mauvaise isolation de ces mêmes portes obtenues sur le circuit imprimé seul (sans le mélangeur équilibré).

B. CONCLUSION

Nous voyons que les gains de conversion théorique et expérimental sont proches l'un de l'autre, compte tenu des différences technologiques entre les transistors utilisés pour la simulation et ceux constituant effectivement le mélangeur mesuré. D'éventuels couplages dans le support de test pourraient aussi contribuer aux différences observées.

CONCLUSION GENERALE

Au cours de cette thèse, nous nous sommes intéressés aux mélangeurs utilisant des transistors à effet de champ en AsGa. Ainsi, nous avons démontré en première partie la faisabilité d'un coupleur double-source destiné à attaquer un mélangeur à TEC simple grille mais pouvant également servir individuellement avec une impédance de sortie normalisée à 50Ω .

Les résultats obtenus en technique hybride dans sa bande d'utilisation (11,7 - 12,5 GHz) sont satisfaisants comparés à ceux obtenus à l'aide d'un coupleur passif. En effet, le TOS d'entrée est inférieur à 2 pour une isolation de 20 dB entre ses entrées.

De plus, dans le cas de l'application mélangeur, le gain de conversion obtenu en double bande est compris entre 0 et 4 dB, pour un facteur de bruit associé de l'ordre de 10 dB.

Dans son application en simple coupleur, on a obtenu un TOS de sortie inférieur à 5. Une réalisation de ces circuits en technologie intégrée monolithique permettrait la présence de certains éléments (résistance de stabilisation) et améliorerait ces performances.

En deuxième partie, nous avons montré l'intérêt que présente l'analyse d'un circuit non linéaire par séries de Volterra.

Principalement, cette méthode nous a permis de savoir comment s'effectuait le mélange à l'intérieur du circuit non-linéaire considéré. On en a déduit les principales modifications physiques ou électriques à apporter à un mélangeur à transistor double-grille fonctionnant dans la bande TV de façon à améliorer son gain de conversion. En effet, il ressort des analyses faites sur ce mélangeur que pour un court-circuit en sortie FI aux fréquences OL et RF, nous avons tout intérêt à ce que les non-linéarités du transistor attaqué par le signal RF et celles du transistor attaqué par le signal OL ne s'opposent pas.

Ceci peut se faire de deux manières.

La première solution consiste à linéariser au maximum le transistor OL tout en respectant la stabilité du mélangeur. Le transistor recevant le signal RF devra travailler dans sa zone triode.

Ce résultat peut être atteint :

- électriquement en augmentant le courant moyen du mélangeur. Ce qui permet de polariser le transistor OL à une tension grille-source loin du pincement.

- technologiquement, en modifiant le profil de dopage du composant. Ce qui permet de diminuer la non-linéarité de sa transconductance en affectant peu les autres éléments.

Une deuxième solution consiste au contraire à augmenter la non-linéarité du transistor OL électriquement ou physiquement. Mais ceci sort du cadre de cette thèse.

De plus, le gain de conversion obtenu pour le point de polarisation choisi et les impédances de terminaisons mises aux différentes portes aux différentes fréquences est de 3 dB.

Cette valeur est en accord avec celle trouvée lors de mesures d'une tête de réception à 12 GHz [30]. Le gain de conversion est obtenu dans des conditions très proches de la polarisation et d'impédance. Il est égal à 2 dB.

De même, l'utilisation de ce programme pour l'étude d'un mélangeur équilibré fonctionnant en bande UHF nous a permis de conclure qu'il fallait principalement accentuer les non-linéarités du transistor attaqué par l'OL.

Le gain de conversion obtenu par simulation sur 50 Ω en sortie FI est de -31 dB. Ce résultat est comparable à celui obtenu expérimentalement compte tenu des dispersions des transistors. Le gain de conversion obtenu alors sur la même impédance et pour des conditions similaires de polarisation est de -34 dB.

Une réalisation pratique permettant de modifier la non-linéarité de ces mélangeurs pourrait être envisagée dans une étude ultérieure.

ANNEXES

ANNEXES



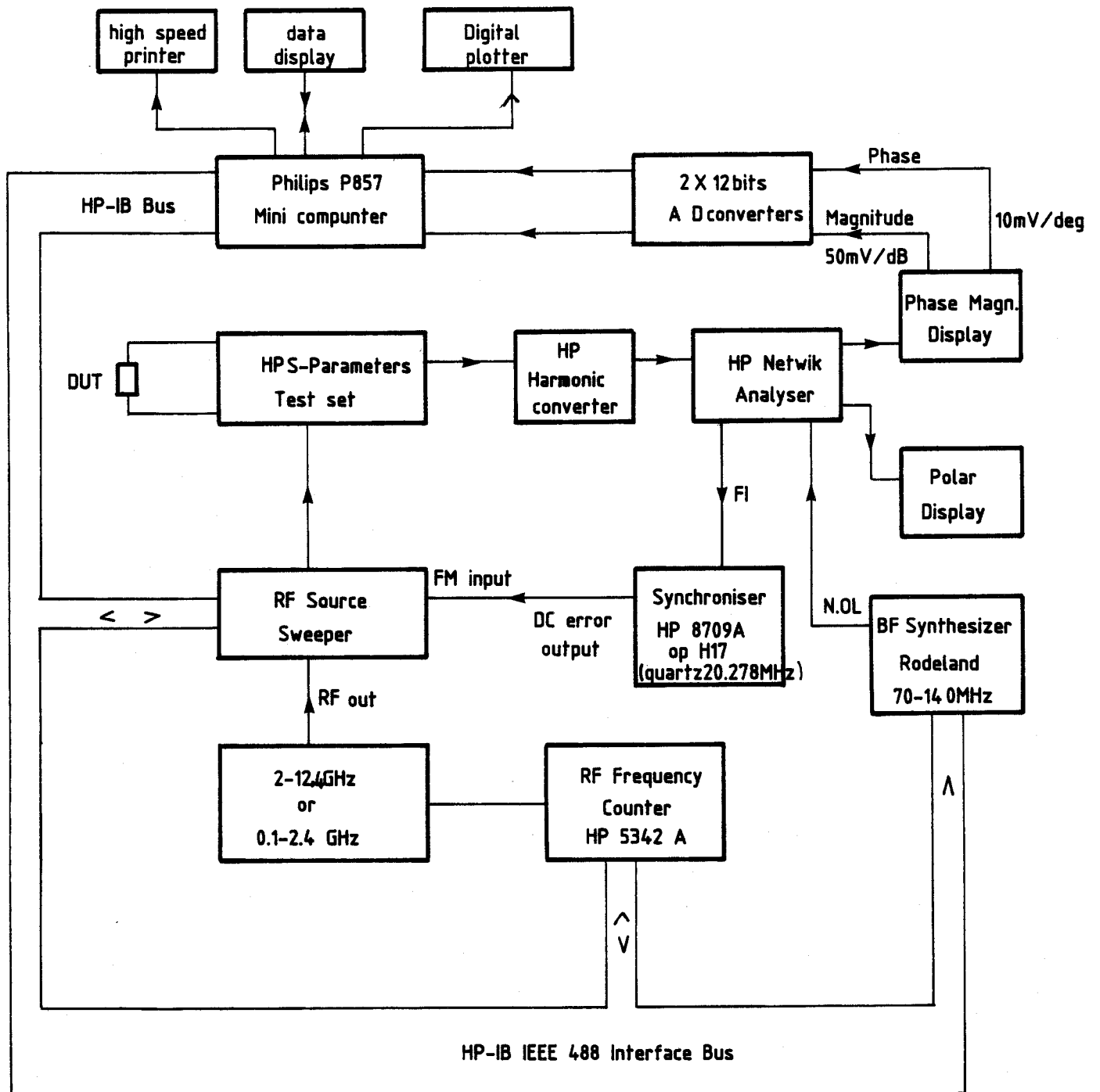
- I. Présentation du banc de mesures de paramètres S_{ij}
- II. Coefficients à rentrer dans NON-LIN dans le cas du mélangeur équilibré
- III. Elimination des éléments parasites (cas du mélangeur équilibré)

ANNEXE 1

BANC DE MESURE AUTOMATIQUE DE PARAMETRES S_{ij}

Ce banc est constitué d'un analyseur de réseau manuel Hewlett-Packard et d'un mini ordinateur 1857 Philips qui permet l'acquisition des mesures. Ces dernières peuvent être sorties sur imprimante, table traçante ou visualisées sur écran.

Le schéma synoptique de l'appareil est le suivant :



La boucle d'asservissement de phase permet de garder constants, pour un fréquence RF donnée, la fréquence OL et le rang d'harmonique correspondant, du synthétiseur BF, programmés de façon à ce que la relation suivante soit satisfaite.

$$RF = NOL - 20.278 \text{ MHz}$$

Lorsque la boucle est verrouillée la fréquence mesurée est affichée par le compteur.

L'ensemble de mesures de paramètres S manuel HP se présente ainsi :

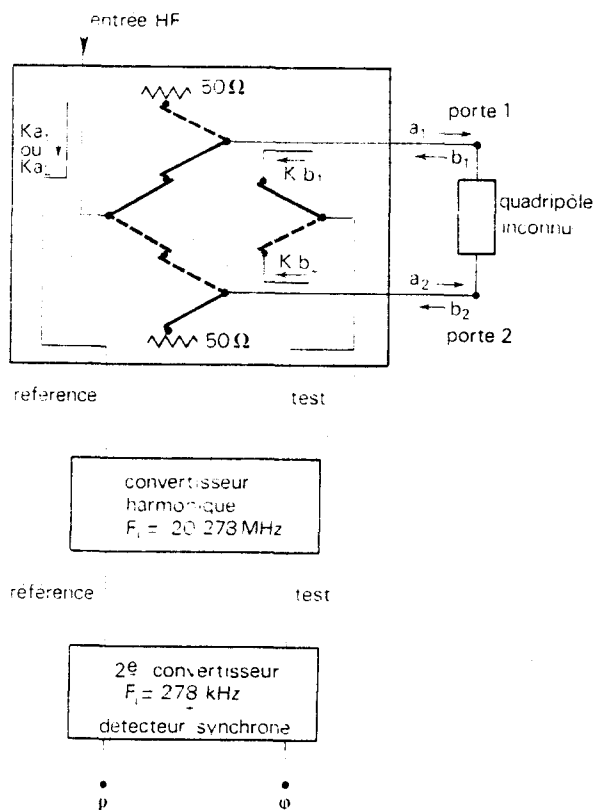


Schéma simplifié d'un analyseur de réseau à deux portes.

$$I' = K' b_1 / K a_1 = \rho \exp(j\phi)$$

F_1 est la fréquence intermédiaire.

Le système de commutateurs permet de fermer les portes du quadripôle à mesurer sur 50Ω

En gardant le rang d'harmonique et la fréquence OL du synthétiseur constants pour une fréquence RF donnée, on supprime les variations de gain et surtout de phase du signal issu du convertisseur harmonique dues à un éventuel changement de ces deux paramètres au cours du temps.

Les mesures de gain et de phase sont ainsi beaucoup moins perturbées et le système est plus fiable.

On obtient ainsi une erreur systématique de répétition de l'ordre de :

- en module $\leq 0,01$ dB
- en phase $\leq 0,1$ deg

Une routine de calibration est nécessaire pour permettre une correction des erreurs systématiques dues :

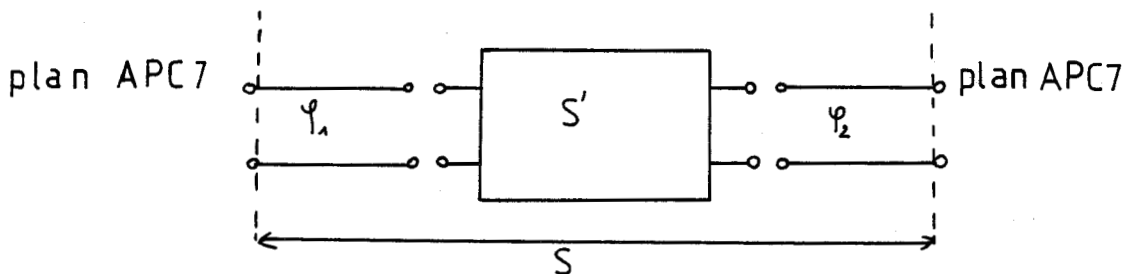
- aux coupleurs (directivité non infinie).
- réflexions parasites au niveau des charges 50Ω et des bras de mesure.

Elle est faite dans le plan APC7 à l'aide de :

- court-circuits (simples ou décalés)
- circuit ouvert
- transmission parfaite.

On se ramène ensuite dans le plan du quadripôle à mesurer en rentrant les distances électriques et les pertes de l'ensemble considéré comme une ligne à air :

- APC7 - SMA
- SMA - Microstrip ou coplanaire
- support du système à tester.



En utilisant les matrices de transfert avec :

$$T_1 = \begin{bmatrix} e^{\gamma_1 l_1} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_1 l_1} \end{bmatrix} \quad T_2 = \begin{bmatrix} e^{\gamma_2 l_2} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l_2} \end{bmatrix}$$

On obtient :

$$S'_{11} = S_{11} e^{2\gamma_1 l_1}$$

$$S'_{21} = S_{21} e^{(\gamma_1 l_1 + \gamma_2 l_2)}$$

$$S'_{12} = S_{12} e^{(\gamma_1 l_1 + \gamma_2 l_2)}$$

$$S'_{22} = S_{22} e^{2\gamma_2 l_2}$$

avec $\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i$

l_i : longueur physique

de la ligne

Sachant que

$$T' = T_1^{-1} T T_2^{-1}$$

On rentre dans le programme.

$$\frac{2\pi l_i}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \text{ cm} \quad \text{et} \quad 20 \text{ LOG}_{10} e^{-\alpha_i l_i} \text{ dB}$$

ANNEXE IICOEFFICIENTS A RENTRER DANS NON-LIN(Cas du mélangeur équilibré)

Nous savons que les coefficients à rentrer dans NON-LIN sont liés aux paramètres Y_{ij} intrinsèques du transistor considéré par les relations données page équations.

Nous avons précisé lors de l'étude du mélangeur équilibré que dans la bande de fréquence utilisée les parties imaginaires des paramètres Y_{ij} intrinsèques du transistor sont proportionnelles à la fréquence et leurs parties réelles constantes avec celle-ci.

De plus, ces mêmes paramètres sont proportionnels à la longueur du transistor utilisé.

Aussi les coefficients à rentrer dans NON-LIN sont déduits des fonctions représentatives des courbes de variations avec la polarisation des paramètres Y_{ij} intrinsèques d'un transistor de largeur de 100 μm .

Ces mêmes paramètres sont calculés pour une fréquence fixe de 400 MHz.

Le transistor est monté en source commune. Les paramètres Y_{ij} intrinsèques de ce même transistor monté en grille commune sont obtenus à partir de ceux en source commune par les relations suivantes :

$$\begin{cases} Y_G(1,I) = Y_S(1,I) + Y_S(2,I) + Y_S(3,I) + Y_S(4,I) \\ Y_G(2,I) = -Y_S(2,I) - Y_S(4,I) \\ Y_G(3,I) = -Y_S(3,I) - Y_S(4,I) \\ Y_G(4,I) = Y_S(4,I) \end{cases} \quad I = 1,2$$

Ainsi pour un même transistor nous avons :

$$Y_{ij}(V_{GS}, V_{DS}) = f_{ij}(X, Y)$$

$$Y_{ij} = f_{ij}(V_{G0}, V_{D0})$$

$$Y_{ij}^{(1,0)} = \frac{\partial f_{ij}}{\partial X} (V_{G0}, V_{D0})$$

$$Y_{ij}^{(0,1)} = \frac{\partial f_{ij}}{\partial Y} (V_{G0}, V_{D0})$$

Ces dérivées sont calculées à l'aide des formules de Simpson. Nous avons vu que les deux transistors T_1 et T_3 (figure page) avaient un comportement non linéaire.

Le premier est monté en source commune et est polarisé au point de fonctionnement : $V_{G_0} = -1 \text{ V}$ $V_{D_0} = 0 \text{ V}$

Le deuxième est monté en grille commune et est polarisé au point de fonctionnement : $V_{G_0} = -1,32 \text{ V}$ $V_{D_0} = 2,1 \text{ V}$

Les dérivées précédentes sont donc calculées pour ces deux points de polarisation.

1) $w = 100 \text{ um}$ $V_{G_0} = -1 \text{ V}$ $V_{D_0} = 0 \text{ V}$ - Transistor monté en source commune

$\frac{ms}{V}$	$R_e Y_{11}$	$I_m Y_{11}$	$R_e Y_{12}$	$I_m Y_{12}$	$R_e Y_{21}$	$I_m Y_{21}$	$R_e Y_{22}$	$I_m Y_{22}$
$\frac{\partial f_{ij}}{\partial X}$	0	$4,8 \times 10^{-2}$	0	-0.025	0	-0.025	9.6	0.23
$\frac{\partial f_{ij}}{\partial Y}$	0	-0.024	0	0.032	5.7	0.053	-7.6	-0.13

2) $w = 100 \text{ um}$ $V_{G_0} = -1,32 \text{ V}$ $V_{D_0} = 20 \text{ m}$ - Transistor monté en grille commune

Dans ce cas, nous avons vu que : $\frac{\partial f_{ij}}{\partial Y} = 0 \forall Y_{ij}$
D'où :

$\frac{ms}{V}$	$R_e Y_{11}$	$I_m Y_{11}$	$R_e Y_{12}$	$I_m Y_{12}$	$R_e Y_{21}$	$I_m Y_{21}$	$R_e Y_{22}$	$I_m Y_{22}$
$\frac{df}{dX}$	1.58	4×10^{-2}	-0.38	0.3×10^{-2}	-1.58	11×10^{-3}	0.38	6×10^{-3}

Nous en déduisons les coefficients à rentrer dans NON-LIN pour les différents transistors :

a) Transistor T_1

Il est monté en source commune et est polarisé au point :

$$V_{G_0} = -1 \text{ V} \quad V_{D_0} = 0 \text{ V} \quad I_{D_0} = 0 \text{ mA}$$

Sa taille est de : $w = 16 \text{ um}$

D'où :

* coefficients linéaires : $y_{ij}^{(1)}$ (wi)mS

f(MHZ)	$Re y_{11}^{(1)}$	$Im y_{11}^{(1)}$	$Re y_{12}^{(1)}$	$Im y_{12}^{(1)}$	$Re y_{21}^{(1)}$	$Im y_{21}^{(1)}$	$Re y_{22}^{(1)}$	$Im y_{22}^{(1)}$
36	0	4.23×10^{-3}	0	-2.04×10^{-3}	0	-2.04×10^{-3}	1.98	4.13×10^{-3}
400	0	4.7×10^{-2}	0	-0.023	0	-0.023	1.98	4.6×10^{-2}
436	0	5.13×10^{-2}	0	-0.025	0	-0.025	1.98	5×10^{-2}

* Coefficients non linéaires : $y_{ijk}^{(2)}$ ($w_1, -w_2$)mS/V

$$f_{RF} = F_1 = 436 \text{ MHz} \quad f_{OL} = F_2 = 400 \text{ MHz}$$

i	$Re y_{i11}^{(2)}$	$Im y_{i11}^{(2)}$	$Re y_{i12}^{(2)}$	$Im y_{i12}^{(2)}$	$Re y_{i21}^{(2)}$	$Im y_{i21}^{(2)}$	$Re y_{i22}^{(2)}$	$Im y_{i22}^{(2)}$
1	0	6.9×10^{-4}	0	-2.7×10^{-4}	0	-2.2×10^{-4}	0	2.3×10^{-4}
2	0	-3.6×10^{-4}	2.45	-0.027	2.45	0.031	-2.43	-18.4×10^{-4}

b) Transistor T₂

Il sert de source de courant et est monté en source commune. Il est polarisé à : $V_{GS} = 0$ $V_{DS} =$ $I_{D0} = 4,15 \text{ mA}$

Sa taille est de 25 μm . Il est équivalent à l'admittance de sortie de ce transistor. D'où :

$$y_{22}^{(1)} \text{ (mS)} = \begin{cases} 0,4 + j 3 \times 10^{-3} & \text{pour } F = 36 \text{ MHz} \\ 0,4 + j 3,3 \times 10^{-3} & \text{pour } F = 400 \text{ MHz} \\ 0,4 + j 3,6 \times 10^{-2} & \text{pour } F = 436 \text{ MHz} \end{cases}$$

A.II.4.

c) Transistor T₃

Il est monté en grille commune et est polarisé au point :

$$V_{G0} = -1,32 \text{ V} \quad V_{D0} = 2,1 \text{ V} \quad I_{D0} = 4,15 \text{ mA}$$

Sa taille est de : $w = 75 \text{ um}$

D'où :

* Coefficients linéaires : $y_{ij}^{(1)}(w_i) \text{ mS}$

f(MHZ)	$Re y_{11}^{(1)}$	$Im y_{11}^{(1)}$	$Re y_{12}^{(1)}$	$Im y_{12}^{(1)}$	$Re y_{21}^{(1)}$	$Im y_{21}^{(1)}$	$Re y_{22}^{(1)}$	$Im y_{22}^{(1)}$
36	5.6	0.015	-0.43	-5.2×10^{-3}	-5.6	-4.7×10^{-4}	0.43	7.6×10^{-3}
400	5.6	0.17	-0.43	-5.8×10^{-2}	-5.6	-5.2×10^{-3}	0.43	8.4×10^{-2}
436	5.6	0.18	-0.43	-6.3×10^{-2}	-5.6	-5.7×10^{-3}	0.43	9.2×10^{-2}

* Coefficients non linéaires : $y_{ijk}^{(2)}(w_1, -w_2) \text{ mS/V}$

$$F_1 = F_{RF} = 436 \text{ MHz} \quad F_2 = F_{OL} = 400 \text{ MHz}$$

i	$Re y_{i11}^{(2)}$	$Im y_{i11}^{(2)}$	$Re y_{i12}^{(2)}$	$Im y_{i12}^{(2)}$	$Re y_{i21}^{(2)}$	$Im y_{i21}^{(2)}$	$Re y_{i22}^{(2)}$	$Im y_{i22}^{(2)}$
1	2.37	2.7×10^{-3}	-0.57	-2.4×10^{-3}	-0.57	2.6×10^{-3}	0	0
2	-2.37	7.2×10^{-4}	+0.57	-4.5×10^{-3}	0.57	4.9×10^{-3}	0	0

d) Transistor T₄

Il sert de source de courant et est monté en drain commun. Il est polarisé au point : $V_{GS} = 0 \text{ V}$ $V_{DS} = 2.1 \text{ V}$ $I_{D0} = 3,32 \text{ mA}$

Sa taille est de : $w = 20 \text{ um}$

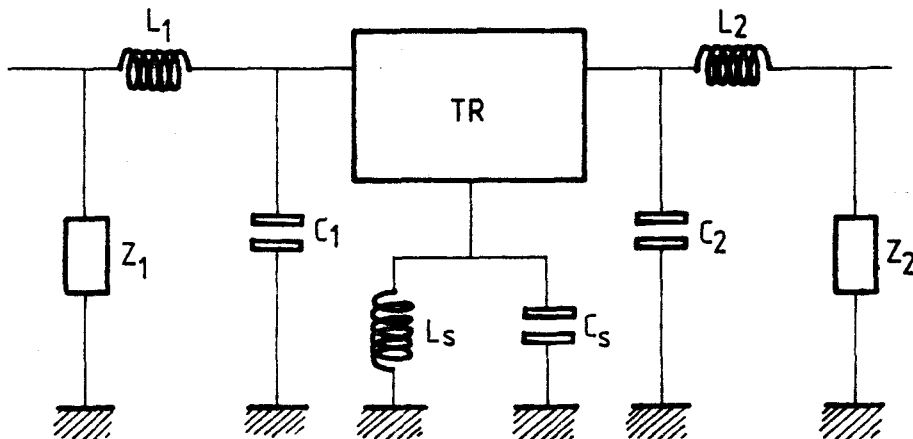
Il est équivalent à une impédance égale au paramètre Z_{22} du transistor monté en drain commun et dont les accès sont reliés. Cette impédance est alors égale à l'inverse de l'admittance de sortie du transistor monté en source commune.

$$y_{22}^{(1)}(\text{mS}) = \begin{cases} 0,32 + j 2,4 \times 10^{-3} & \text{pour } F = 36 \text{ MHz} \\ 0,32 + j 2,6 \times 10^{-2} & \text{pour } F = 400 \text{ MHz} \\ 0,32 + j 2,9 \times 10^{-2} & \text{pour } F = 436 \text{ MHz} \end{cases}$$

ANNEXE IIIELIMINATION DES ELEMENTS PARASITES(Cas du mélangeur équilibré)

On dispose des paramètres Y_{ij} d'un quadripôle qui tient compte des éléments parasites. On désire revenir aux paramètres Y_{ij} du transistor intrinsèque dont on veut étudier les variations avec les tensions de polarisation. Pour cela, nous analysons le circuit électrique équivalent de ce transistor à partir d'un programme dont les données sont les paramètres S_{ij} mesurés.

Le circuit électrique à analyser est obtenu en décomposant le quadripôle mesuré I_U en une série de quadripôles.



En utilisant les matrices chaînes, on a :

$$A_{T_U} = A_{Z_1} A_{L_1} C_1 A_{TR'} A_{L_2} C_2 A_{Z_2}$$

TR' est le quadripôle équivalent constitué par le transistor intrinsèque à trouver TR en série avec l'impédance parasite de source $L_s // C_s$. Ainsi la matrice impédance de TR est égale à :

$$Z_{TR} = Z_{TR'} - Z_{L_s C_s}$$

Or :

$$-Z_{L_s C_s} = Z(-L_s), (-C_s)$$

D'où trouver TR est équivalent à chercher d'abord TR' que l'on mettra en série avec l'impédance opposée à celle représentnat $-L_s // C_s$. Il nous reste plus qu'à déterminer le schéma électrique équivalent du quadripôle TR' .

Ceci revient à trouver le schéma électrique des quadripôles dont les matrices chaînes sont : $A_{Z_i}^{-1}$, A_{L_1, C_1}^{-1} , A_{L_2, C_2}^{-1}

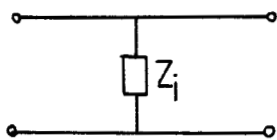
Pour un quadripôle quelconque, la matrice chaîne est définie par :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

La matrice inverse est alors :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} D & -B \\ -C & A \end{bmatrix} \frac{1}{(AD - BC)}$$

1) AZ_i^{-1} :

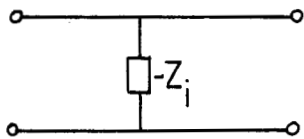


$$AZ_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Z_i^{-1} & 1 \end{bmatrix}$$

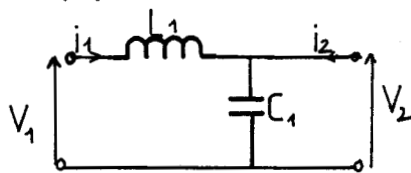
D'où :

$$AZ_i^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -Z_i^{-1} & 1 \end{bmatrix}$$

Ce qui représente la matrice du quadripôle suivant :



2) $AL_1C_1^{-1}$:

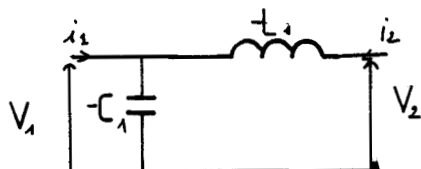


$$AL_1C_1 = \begin{bmatrix} 1 - L_1C_1\omega^2 & jL_1\omega \\ jC_1\omega & 1 \end{bmatrix}$$

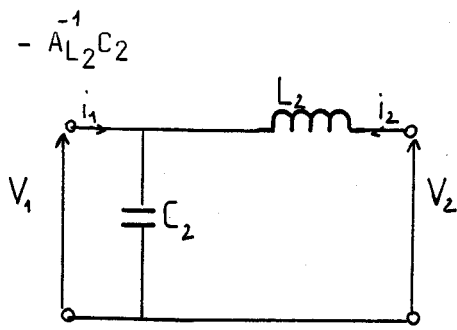
D'où :

$$AL_1C_1^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -jL_1\omega \\ -jC_1\omega & 1 - L_1C_1\omega^2 \end{bmatrix}$$

Ce qui représente la matrice chaîne du quadripôle suivant :

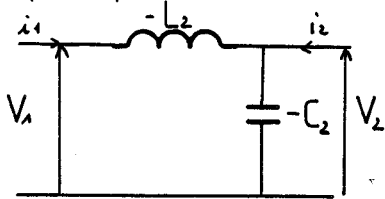


A.III.3.

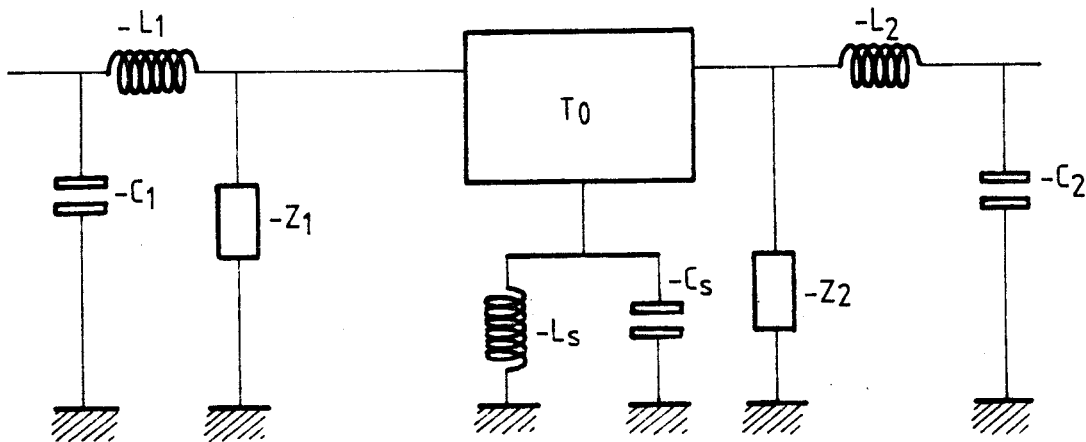


Nous retrouvons la situation inverse de celle qui précédait.

Ainsi le quadripôle dont la matrice chaîne est égale à $A_{L_2 C_2}$ est tel que :



On en conclut que le quadripôle à décrire dans le programme d'analyse nécessaire pour obtenir nos paramètres intrinsèques est :



• B I B L I O G R A P H I E

B.1.

- 1 R. SOARES, Les transistors à effet de champ en arséniure de gallium dans les systèmes de télécommunications
Acta Electronica, 23, 4, 1980, 331-337
- 2 J. MAGARSHACK, All FET 12 GHz Satellite Television Receivers
Proc. of the 1979 Int. Conf. on Communication, BOSTON, Mass.,
(June 10/13 1979), 26.3.1 - 26.3.5
- 3 R.A. RUCEL, D. MASSE, R. BERA, Performances of GaAs FET Mixers at X-Band
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-24,
n°6, June 1976
- 4 P. HARROP, Combineur-mélangeur à transistor double-source
Brevet n° 81.22.253
- 5 P. HARROP, Gallium arsenide field effect transistor mixers
theory an applications
Acta Electronica, 23, 4, 1980, 291-297
- 6 T. FURUTSUKA, M. OGAWA, N. KAWAMURA, GaAs dual gate Mesfet's
IEEE Trans. Elect. Devices, Vol. ED-25 n°6, June 1976, 580-586
- 7 C. TSIRONIS, R. STAHLMANN, R. MEIRER, Modelling and evaluation of
dual gate Mesfets as low noise self-oscillating and image-
rejection mixers
IEEE, MTT-5 Symposium, BOSTON, 1/3 june 1983
- 8 R. L. VAN TUYL, A monolithic GaAs IC for heterodyne generation of
RF signals
IEEE Trans. on Elect. Devices, Vol. ED-28, n°2, february 1981
- 9 Y.I. KAVUA, W.R. EISENSTADT, R.W. DUTTON, Modelling of high-speed,
large-signal transistor switching transients from S parameter
measurements
IEEE Trans. on Elect. Devices, Vol. ED-29, n°4 (april 1982),
669-675
- 10 P. HARROP, Modelling of a FET mixer
Electronics Letters, june 8th 1978, Vol. 14, n° 12, 369-370
- 11 C. KERMARREC, P. HARROP, C. TSIRONIS, J. FAGUET, Monolithic
Circuits for 12 GHz direct broadcasting satellite reception
IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium,
may 1982
- 12 R. PUCCEL, D. MASSE, C. HARTWIG, Losses in Microstrip
IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-16, n°6,
june 1968
- 13 Ir. T.A.C.M. CLAASEN, C.A.F.M. DE BEER, Non-linear network
analysis program
NAT-LAB Technical Note NR 72173
- 14 C.A.F.M. DE BEER, Ir. T.A.C.M. CLAASEN, Some results of distorsion
analysis by means of the computer program NON-LIN
NAT-LAB Technical Note NR 136175

B.2.

- 15 C. TSIRONIS, R. MEIERER, Microwave wide-band model of GaAs dual gate MESFET's
IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, n°3, march 1982
- 16 D. BOCCON-GIBOD, Modèle analytique et schéma équivalent du TEC en GaAs
Acta Electronica, 23, 2, 1980, 99-109
- 17 A. ZYLBERSZTEJN, G. BERT, G. NUZILLAT, Hole traps and their effects in GaAs MESFET's
Inst. Phys. Conf. Science, n°45, Chap. 4, 1979
- 18 W.R. CURTICE, Y. YONG-HOON, A temperature model for the GaAs MESFET
IEEE Trans. on Elect. Devices, Vol. ED-28, n°8, august 1981
- 19 P. WOLF, Microwave properties of Schottky-barrier field-effect transistors
IBM J. Res. Develop., march 1970
- 20 A.G. RUEHLI, P.A. BRENNAN, Accurate Metallization capacitances for integrated circuits and packages
IEEE Journal of Solid-State Circuits, august 1978
- 21 C.A. LIECHTI, Microwave field-effect transistors
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-24, n°6, june 1976
- 22 G.C. DACEY, I.M. ROSS, Unipolar "field-effect" transistor
Proceedings of IRF
- 23 A.B. GREBENE, S.K. GHANDHI, General theory for pinched operation of the junction-gate FET
Solid State Electronics, Pergamon Press, 1969, Vol. 12, 573-589
- 24 A. CAPPY, Nouveau modèle de transistor à effet de champ à grille submicronique
Thèse de Docteur 3e Cycle
- 25 A. PERICHON (à paraître dans Onde Electrique)
- 26 J.J.M. DEKKERS, F. PONSE, H. BENEKING, Buried channel GaAs MESFET's - Scattering parameter and linearity dependence on the channel doping profile
IEEE Trans. on Elec. Devices, Vol. ED-28, september 1981
- 27 T.A. DEMASSA, D.G. GODDARD, Inhomogeneous channel resistivity field effect devices
Solid State Electronics, Pergamon Press 1971, Vol. 14, 1107-1112
- 28 M. PARISUT, M. BINET, A. RABIER, Caracterisation automatique en hyperfréquences du transistor à effet de champ
Acta Electronica, 23, 2, 1980, 137-149

- 29 C.A. LIECHTI, Performance of dual-gate GaAs MESFET's as gain-controlled low-noise amplifiers and high speed modulators
IEEE Trans. Micr. Theory and Techniques, Vol. MTT23 n°6, june 1975
- 30 C. KERMARREC, J. FAGUET, D. VANCON, C. MAYOUSSE, A. COLLET,
P. KAIKATI, D. BEAUFORT, 12 GHz GaAs monolithic front-end : from the monofunctional chips to fully integrated receiver
IEEE Microwave and millimeter-wave monolithic circuits Symposium, SAN FRANCISCO, CA., May 29/30 1984

